

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE SAAD DEHLEB BLIDA



Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Aéronautique

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention

Du diplôme d'ingénieur d'état en Aéronautique

Option : installations

THEME



**SIMULATION DES ECHOS ET
CALCUL DE REFLECTIVITE
POUR UN RADAR
METEOROLOGIQUE**

PRESENTE PAR :

- M^{elle} : Naima LEBAL

- M^{elle} : Lynda HAREDJ

ENCADRE PAR :

- M^r: Mohand LAGHA

Remerciements

Le parcours que nous avons suivi était fait de nombreux pas en avant aussitôt tempérés de plusieurs pas en arrière. Par ailleurs, le chemin que nous avons emprunté n'est ni rectiligne ni plat. Il est au contraire fait de déclivités et de tournants. Heureusement, le pèlerin n'y voyage pas seul. D'autres réalisent ou ont réalisé le même parcours. Au terme de celui-ci, qu'il nous soit permis de remercier ceux et celles qui, rencontrés au détour du chemin ou à l'occasion d'une halte, nous ont permis de mener à bien ce travail.

Notre travail n'aurait pas pu s'achever sans l'aide précieuse de notre encadreur Mr M. Lagha dont les conseils et la présence nous ont dûment encouragées. Veuillez croire à notre immense reconnaissance.

Nos vifs remerciements s'en vont vers les membres de jury Mr S. Menquellati, M^{lle} Doudou, présidé par Mr A. Zobot.

Nous savons le poids de vos journées surchargées et combien il vous faut de dévouement pour nous accorder quelques instants. Vous êtes vraiment très aimables d'avoir si gracieusement accepté d'être présents.

Un homme d'une grande âme, Mr S. Menquellati et une femme au grand cœur, M^{lle} Doudou ont été d'une extrême bienveillance.

Nous serions bien ingrates si nous ne vous disions pas notre profonde gratitude.

Un clin d'œil à notre génie de l'installation Lyes RAHMOUNI pour avoir si gentiment accepté de nous aider...

Parfois les mots ne suffisent pas pour exprimer nos sentiments, mais nous n'en pensons pas moins pour autant...

DEDICACES

*« La vie m'a offert le plus beau des livres, je l'ai lu
du fond du cœur et je le relis avec plaisir à chaque fois
qu'un vent de souvenir souffle sur ses pages... »*

A ma belle et douce maman, A Papa, l'homme de ma vie, ces deux êtres sans qui je ne serai rien et que j'aime éperdument...

A ma sœur Amina « tafukhlalt inu » une femme exemplaire qui a toujours cru en moi...

A mes frères adorés Moussa !!!, Mimi, Sofiane et Nounou mon agréable compagnon de route...

Chacun de vous a contribué à ma réussite à sa manière, je vous en suis redevable et je vous aime tous tendrement...

A Tata Kheira ma deuxième maman, à Djawida une femme extraordinaire dont je n'oublierai jamais les conseils, à Hmida !.

Je n'aurais pas imaginé un jour qu'une famille que je ne connaissais pas du tout m'accueillerait chaleureusement pendant des années et partageraient avec moi jusqu'à son intimité. Une petite famille au grand cœur...

A mon amie exceptionnelle Linda avec qui j'ai travaillé dans une ambiance où régnait la joie le rire et plein de bonne humeur je me souviendrai de nos discussions à cœur ouvert en public, notre visite à l'ONM et nos bêtises avec Dalila...

A toute ma famille.

A mon éternelle amie Meriem, une personne que j'estime profondément pour ses coups de fil sympathiques ; merci d'avoir toujours veillé sur moi...

A Mr O. Mellouk pour ces précieux conseils...

Le destin m'a offerte de fabuleuses rencontres. Comment oublier les soirées animées par Amina (notre talentueuse coiffeuse et présentatrice télé qui trouvait toujours une nouvelle pour nous surprendre ou nous amuser), parfumées par le thé de Fouzia (une fille au grand cœur avec qui j'ai partagé des nuits blanches d'études entrecoupées de confidences de rire et parfois même d'embêtements...), pimentées par l'humour unique de la fée Imen (Alias L14 toujours à la recherche du prince charmant...); sans oublier ses dons de cuisinière et ses réflexions qui savaient toujours donner une touche de magie à la vie, assaisonnées par les apparitions tant attendues de Selma (une personne à la présence d'esprit remarquable, et d'une extrême gentillesse), décorée par la présence de la princesse Meriem (Une fille généreuse d'une rare bonté mais surtout à l'humour exceptionnel)...

A vous toutes mes délicieuses amies...

A tous mes amis que j'ai appréciés du fond du cœur...

A tous ceux qui m'ont fait confiance et m'ont encouragée...

... Naima LEBAL

DEDICACES

A mes parents et mes sœurs (Nacira et Samira)

Vous vous êtes dépensés pour moi sans compter, en reconnaissance de tous les sacrifices consentis par tous et chacun pour me permettre d'atteindre cette étape de ma vie...

Avec toute ma tendresse,

A mes frères Hakim-Ali, Yacine et Youcef

Vous avez de près ou de loin contribué en fonction de vos moyens à affermir ma formation.

Affectueuse reconnaissance et sincère gratitude

C'est encore pour toi ma chère « Nai » comme j'ai l'habitude de t'appeler.

Meilleurs vœux de succès dans ta vie

Une bouteille en verre peut se vider de son parfum mais elle reste à jamais imprégnée par son souvenir... Pour toi Hakim

Merci pour tous, vous êtes un cadeau du ciel.

C'est pour vous tous amis, nombreux vous êtes...

Permettez moi de vous embrasser et de vous dire tous : « je raffole de vous ».

...Lynda HAREDJ

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....1

CHAPITRE I : LE RADAR METEOROLOGIQUE.....3

I.1. Introduction.....	3
I.2. Historique.....	3
I.3. Radar météorologique Doppler.....	4
I.3.1. Définition.....	4
I.3.2. Fréquences radar.....	5
I.3.3. L'effet Doppler.....	6
I.4. Principe du radar Doppler météorologique.....	7
I.4.1. Fréquence Doppler.....	7
I.5. Les cibles.....	9
I.5.1. Les cibles météorologiques.....	9
I.5.2. Les cibles non météorologiques.....	11
I.6. Description d'un radar météorologique.....	13
I.6.1. Système radar simplifié.....	13
I.6.2. L'acquisition des données radar.....	14
I.6.3. Radar product generateur.....	17
I.6.4. Système d'affichage.....	18
I.7. Conclusion.....	20

CHAPITRE II : ESTIMATION DES PRECIPITATIONS ET DES VITESSES PAR LE RADAR METEOROLOGIQUE.....21

II.1. Introduction.....	21
II.1.1 Estimation des précipitations par le radar.....	21
II.1.2. Principes physiques des procédures de mesure.....	21
II.1.2.1 Distribution des formes des particules.....	21
II.1.2.2 Facteur de réflectivité radar.....	22
II.1.2.3 Relation entre réflectivité et précipitation.....	23

II.2. Mesure de vitesses et interprétation des modèles de vitesses Doppler.....	23
II.2.2 Mesure de vitesses.....	23
II.2.3 Modèles dus aux variations verticales des vents.....	26
II.2.4 Mesures quantitatives de profils verticaux de vents horizontaux...	28
II.2.5 Modèles associés aux tempêtes convectives.....	30
II.3. Conclusion.....	34

CHAPITRE III : TRAITEMENT DU SIGNAL RADAR METEOROLOGIQUE.....35

III.1 Introduction.....	35
III.2 Echantillonnage.....	35
III.3 Filtrage.....	38
III.4 Etude d'un processus stochastique.....	40
III.4.1 Moyennes.....	40
III.4.2 Variance.....	41
III.4.3 Notions de stationnarité et d'Ergodisme.....	41
III.4.4 Fonction d'auto corrélation.....	42
III.5 Estimation des paramètres spectraux	42
III.5.1 Définition.....	42
III.5.2 Calcul des moments spectraux.....	43
III.6 Méthodes d'estimation spectrale.....	44
III.6.1 Méthode du PULSE PAIR.....	44
III.6.1.1 Estimation de la fonction d'auto covariance.....	46
III.6.2 Méthode de Fourier.....	46
III.6.3 Modèle de représentation spectrale.....	47
III.6.3.1 Estimation des paramètres d'un modèle AR.....	47
III.6.3.3 Méthodes d'estimation.....	48
III.7. Conclusion.....	48

CHAPITRE IV : SIMULATION DES DONNEES RADAR ET CALCUL DE REFLECTIVITE.....49

IV.1 Introduction.....	49
IV.2 Modélisation de l'écho.....	49

IV.2.1 Génération des signaux I et Q	49
IV.2.2 Bruit blanc.....	50
IV.2.3 Modélisation par la loi gaussienne	51
IV.2.4 Modélisation par la loi Alpha stable.....	52
IV.3 Elimination du clutter.....	53
IV.3.1 Conception des filtres.....	54
IV.3.2 Filtre ordre 4.....	54
IV.3.3 Filtre ordre 5.....	57
IV.4 Application de l'algorithme Pulse Pair.....	59
IV.5 Exemple de calcul de réflectivité et de taux de précipitations à partir de données réelles.....	60
IV.5.1 Acquisition des données	60
IV.5.2 Représentation des signaux I et Q.....	60
IV.5.3 Calcul de puissance.....	61
IV.5.4 Représentation graphique de la puissance.....	61
IV.5.5 Calcul de réflectivité.....	60
IV.5.6 Calcul du taux de précipitation.....	64
IV.6 Conclusion	65
5. CONCLUSION GENERALE.....	66
6. BIBLIOGRAPHIE	
7. ANNEXE	

LISTE DES ABREVIATIONS

- ACG** : Automatic control Gain.
- AR** : Auto Régressive.
- CAPPI** : Color Altitude Plan Position Indicator.
- DSP** : Densité Spectrale de Puissance.
- FAA** : Federal Aviation Administration.
- FFT** : Fast Fourier Transform.
- Fc** : Fréquence de coupure.
- GPS** : Global Positioning System.
- IPP** : Inter Pulse Period.
- NASA** : National Aeronautics and Space Administration.
- NEXRAD**: Next Generation Weather Radar.
- PAR** : Phased Array Radar.
- PRF** : Pulse Repetition Frequency.
- PRT** : Pulse Repetition Time.
- PPI** : Plan Position Indicator.
- RADAR** : Radio Detection And Ranging.
- RDA**: Radar Data Acquisition.
- RHI**: Range Height Indicator.
- RII** : Réponse Impulsionnelle Infinie.
- RPG** : Radar Product Generator.
- TDWR** : Terminal Doppler Weather Radar.
- TFD** : Transformée de Fourier Discrète.
- TFtd** : Transformée de Fourier à temps discret.
- TVS** : Tornado Velocity Signature.
- VAD** : Velocity Azimuth Display.
- WSR-88D** : Weather Surveillance Radar-1988 , Doppler.

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

- Figure I. 1** Effet Doppler.
- Figure I. 2** Fonctionnement d'un radar.
- Figure I. 3** Quelques types de précipitations.
- Figure I. 4** Echos non météorologiques réfléchis par des bâtiments.
- Figure I. 5** Occultation causée par la montagne Cambrian aux pays de Galles.
- Figure I. 6** Echos non météorologiques causés par les rubans métalliques anti radar.
- Figure I. 7** Schéma simplifié d'un radar vu de l'extérieur.
- Figure I. 8** Configuration fonctionnelle de l'unité WSR-88D.
- Figure I. 9** Diagramme du bloc RDA.
- Figure I. 10** Ecran PPI (PPI(Z), PPI(V) et PPI(W)).
- Figure I. 11** Ecran RHI.
- Figure I. 12** Ecran CAPPI.
- Figure II. 1.** Cibles en rapprochement/éloignement du radar.
- Figure II. 2. a** Représentation vectorielle de deux échantillons complexes consécutifs.
- Figure II. 2. b** Résultats de la multiplication complexe $Z_n * Z_{n+1}$.
- Figure II. 3** Schéma représentant une sommation de vecteurs.
- Figure II. 4** Vent environnemental.
- Figure II. 5** Mesure du vent via la technique VAD.
- Figure II. 6** Champ de flux horizontal symétrique.
- Figure II. 7** Signature Mesocyclone symétrique.
- Figure II. 8** Signature d'un vortex de tornade dans une signature mesocyclone.
- Figure.III. 1** Conversion d'un signal continu en un signal discret.
- Figure III. 2** Fréquence d'entrée inférieure à la fréquence Nyquist.
- Figure III. 3** Fréquence d'entrée supérieure à la fréquence Nyquist.
- Figure III. 4** Modèle simplifié d'un filtre Notch.
- Figure III. 5** Spectre Doppler.
- Figure IV.1** Tableau des caractéristiques du radar NEXRAD.
- Figure IV.2** Génération des séquences I et Q.
- Figure IV.3.** Simulation d'un spectre pur et d'un autre bruité (modélisation Gaussienne).
- Figure IV.4** Simulation des séquences I et Q (modélisation Gaussienne).

- Figure IV.5** Spectre de puissance et signaux I et Q (modélisation Alpha Stable).
- Figure IV.6** Spectre classique avec clutter à 50 HZ.
- Figure IV.7** Réponses impulsionnelle et fréquentielle du filtre elliptique
Ordre 4, $f_c = 50$ Hz.
- Figure IV.8** Stabilité du filtre elliptique .
- Figure IV.9** Application du filtre elliptique d'ordre 4 pour l'élimination du Clutter présent à 50Hz.
- Figure IV.10** Spectre classique avec clutter à 10Hz.
- Figure IV.11** Réponses impulsionnelle et fréquentielle du filtre elliptique passe haut,
ordre 5, Clutter à 10 Hz et une largeur de bande de 1 m/s.
- Figure IV.12** Stabilité du filtre elliptique passe haut.
- Figure IV.13** Application du filtre elliptique passe haut.
- Figure IV.14.** Tableau des résultats de la méthode pulse pair.
- Figure IV.15** Chaines I et Q pour un écho météorologique fort.
- Figure IV.16** Chaines I et Q en présence d'un clutter sol.
- Figure IV.17** Représentation graphique de la puissance.
- Figure IV.18** Images PPI(Z,V,W) du site KTLX (Oklahoma).
- Figure IV.19** Réflectivité en dB.
- Figure. IV.20** Valeurs du taux de précipitation.

*« ..Sur cette vaste plantation, ce n'est pas la pluie
mais la sueur de mon front qui arrose les récoltes ».*

Antonio Jacinto,

INTRODUCTION

GENERALE

1. INTRODUCTION GENERALE

Le 5 mars 1966, le vol 911 BOAC San Francisco - Honolulu - Tokyo - Hong Kong, s'écrase contre le Mont « Fuji » au Japon. Attendu à Tokyo le 4 mars, il est dérouté sur Itazuke à cause du mauvais temps. Le lendemain, peu après son décollage de Tokyo, le Boeing 707 traverse des turbulences d'une rare intensité qui provoqueront la rupture du fuselage. L'accident fait 124 victimes. Les conditions météorologiques très dégradées qui régnaient sur Tokyo auront ainsi entraîné deux accidents majeurs en moins de 24h.

Cette catastrophe qui a coûté la vie à de nombreuses vies humaines n'est qu'un exemple parmi tant d'autres. Si on essayait de lever l'ombre sur ces faits on constaterait que, pendant longtemps, les accidents des aéronefs non loin des aéroports restaient imprévisibles et inévitables à cause des moyens d'observation et de détection qui étaient au stade primaire de leur développement. Ces derniers permettaient l'observation de plusieurs phénomènes météorologiques et l'estimation de leur taux de précipitation, mais à cette époque là, ils n'offraient pas la possibilité d'estimation de la vitesse et de l'étendue ainsi que d'autres paramètres caractérisant ces phénomènes

Après avoir pris conscience des effets néfastes que présentent les phénomènes météorologiques dangereux sur le trafic aérien, la FAA en collaboration avec la NASA se sont penchées sur le développement d'une technologie moderne de prévention, s'inspirant de l'avènement des processus des signaux puissants et surtout du progrès qu'a connu l'informatique, l'élément clé de cette technologie est le radar Pulse Doppler.

Ceux-ci utilisent l'effet Doppler qui permet de détecter le changement des fréquences lié aux perturbations atmosphériques et d'en estimer par la suite leurs vitesses de déplacement, leurs directions et leurs étendues.

Pour leurs activités, les prévisionnistes ont un besoin évident d'observations météorologiques en quantité suffisante. Ces dernières doivent être fiables, précises et disponibles aussi vite que possible pour procéder à une synthèse et effectuer une extrapolation afin, par exemple, de prévoir l'arrivée des précipitations sur un site ou interpréter les modèles des vitesses des vents.

L'écho détecté, comment le radar météorologique distingue-t-il une cible météorologique d'un fouillis, quelle modélisation le signal de retour est-il sensé suivre, quelle est sa nature, de quelle façon le radar Doppler traduit-t-il les données physiques reçues en données mathématiques pour les interpréter par la suite en paramètres météorologiques (réflectivité, taux de précipitation et vitesses des vents) qu'on peut estimer et afficher ?

Après avoir pris connaissance des pionniers qui ont marqué l'histoire du radar, notre point de départ, étant une étude globale d'un radar Doppler terrestre exposée de façon précise dans le premier chapitre, ouvre la voie au second chapitre sur l'estimation des précipitations et l'interprétation des modèles des vitesses des vents.

Ce dernier propose une démarche progressive pour calculer la réflectivité et déduire la relation entre celle-ci et le taux de précipitation. Notre cible, au troisième chapitre, sera le domaine du traitement du signal radar. Un rappel sur l'échantillonnage et le filtrage sera proposé vient juste après une étude des processus stochastiques et des paramètres les caractérisant afin de pouvoir les évaluer. Nous allons clore ce chapitre en posant une approche des méthodes d'estimation dans les deux domaines, temporel et fréquentiel.

S'appuyant sur l'outil de programmation Matlab et tirant avantage de l'expérience concrète acquise le long du cursus d'études, le dernier chapitre complète notre parcours et tente d'apporter des réponses efficaces sous forme de simulations. Vers la fin nous laissons le champ des perspectives ouvert pour toute personne motivée par les dernières technologies de la météorologie aéronautique.

« ..C'est de l'intérieur de soi que vient la défaite. Dans le monde extérieur il n'y a pas de défaite. La nature, le ciel, la nuit, la pluie, les vents ne sont qu'un long triomphe aveugle ».

Pascal Quignard,



CHAPITRE I :

LE RADAR

METEOROLOGIQUE

CHAPITRE I : LE RADAR METEOROLOGIQUE

I.1 Introduction

La météorologie aéronautique est la branche de la météorologie s'occupant de tous les phénomènes concernant ou menaçant directement les pratiques aéronautiques. Une connaissance précise de l'atmosphère est en effet essentielle pour pratiquer l'aviation. C'est dans l'atmosphère que se déplacent les aéronefs : ils y rencontrent une majorité de phénomènes gênants voire dangereux. Pour une bonne planification de vol, le pilote dispose d'un certain nombre d'informations disponibles sous forme texte ou graphique. De nos jours le radar reste un moyen de prévision incontournable en météorologie. Ce chapitre nous introduit dans les coulisses du radar Doppler météorologique.

I.2 Historique [5] [11] [12]

Le fait que le développement du radar ait été dominé par sa qualité de « secret militaire d'une importance vitale » n'est peut-être pas étranger à l'auréole du mystère qui l'a rapidement entouré ; en fait c'est en 1864, que fut découvert le premier indice permettant de penser que quelque chose comme le radar pourrait exister un jour : le savant James Clerk Maxwell décrit les lois de l'électromagnétisme ce qui permet pour la première fois de travailler sur leur source. Quinze ans plus tard, Henri Hertz montre que les ondes électromagnétiques sont réfléchies au contact des objets métalliques. Marconi prédit en 1922 ce qui marque vraiment la naissance du radar-les ondes électromagnétiques pourraient être utilisées pour détecter la présence, la position et même la distance des objets très éloignés de l'émetteur- . Le nom original que les Britanniques lui avaient consacré était celui de « radiogoniomètre », alors que les Américains lui conférèrent celui de RADAR mot composé dérivé des initiales de Radio Detection And Ranging.

Même si quelques travaux primitifs ont été réalisés dans la radio localisation au royaume uni vers les débuts des années 1904, ce n'est que dans les années 1930 qu'un sérieux travail de développement a été entrepris. En 1935 le météorologiste Robert Watson-Watt, ayant fixé comme objectif d'appliquer ses connaissances en Radio pour localiser des nuages afin d'alerter les navigateurs, réussit à modéliser le premier système radar pratique, non pas pour détecter les échos de pluies mais ceux des avions ennemis notamment avec la guerre contre l'Allemagne qui devenait une réelle possibilité.

Nul n'a pu préciser avec certitude où a-t-on détecté et identifié les premiers échos météorologiques mais durant la guerre, les échos radar furent considérés tels que des nuisances au dessous de certaines valeurs. Tout de même, avant la fin de la guerre l'office météorologique a établi une station de recherche radar à East Hill, à environs 30 miles au nord de Londres. Un certain temps fut écoulé après la guerre pour que la station radar de l'office météorologique se concentre sur l'étude de la turbulence, ce domaine était l'intérêt

majeur de Sir Graham Sutton qui a été le premier directeur de l'établissement de recherche en Télécommunication et ensuite de l'office météorologique.

Vers les années 1950 l'office météorologique entrepris des investigations en examinant la précision des prévisions de précipitations s'appuyant sur la base du mouvement des échos radar car on a trouvé que l'affichage pouvait venir en aide au prévisionniste. Ainsi en 1955, un radar fut installé à Londres au service de l'office de prévision, les résultats n'étaient pas suffisamment encourageant pour plus de progrès dans cette voie.

Ces dernières années, l'avancement considérable en traitement des données, communication et technologie d'affichage a conféré aux radars météorologiques l'aptitude d'être exploité à leur potentiel maximum. Différentes investigations ont montré que la précision des estimations de pluie couvrant de larges surfaces obtenue de données radar, ajustés par un petit nombre de check gauges, est meilleur que celle obtenue par un réseau dense de gauge de pluies.

Aux Etats -Unis, David Atlas, l'un des pionniers de la météorologie radar participa au développement des premiers radars météorologiques opérationnels. Alors qu'au Canada, et plus précisément à l'université de Montréal, le groupe « Stormy Weather Group » sera créé ; et ses membres seront à l'origine de la fameuse relation Z-R entre la réflectivité radar (Z) et le taux de précipitation (R).

Les radars conventionnels sont remplacés par des radars à effet Doppler, pouvant détecter en plus de l'intensité des précipitations, leur vitesse de déplacement. En 1988, le développement des radars commence aux Etats-Unis où l'on assiste à l'apparition de deux catégories : la première intitulée NEXRAD (Next Generation Radar) représentée comme un réseau de radars pulse doppler de longue portée ayant une longueur d'onde de 10cm, tandis que la seconde TDWR également à effet doppler est à portée réduite ; ces radars sont implantés aux abords des aéroports et seront utilisés lors des phases terminales des aéroports.

Le développement brillant de l'informatique sera à l'origine du traitement des données radars en temps réel pour faire une multitude de produits directs (CAPPI, PPI, cumul de précipitations, etc.) mais aussi des algorithmes qui permettent de repérer les précipitations dangereuses (orages, pluie diluvienne, rafales sous les nuages, etc.) et de prévoir à court terme leur parcours.

A partir de l'an 2000, les chercheurs se sont intéressés à la double polarisation du signal radar, et cela dans le but d'améliorer la détection et l'estimation des précipitations météorologiques.

I.3. Radar météorologique Doppler [2] [13]

I.3.1. Définition

La définition du radar météorologique Doppler ne peut être donnée sans commencer par celle du radar météorologique classique du fait que le premier n'est autre qu'une amélioration du second.

Le Radar Météorologique est un type d'instrument météorologique, qui est utilisé pour détecter de fortes précipitations, discriminer leurs types (pluie, neige, grêle, etc.), calculer

leurs mouvements, détecter aussi les systèmes nuageux à évolution rapide et les signatures d'orages violents qui provoquent des tornades et prévoir toutefois l'évolution aux jours prochains.

Le radar météorologique classique peut indiquer le type, la quantité et le taux des précipitations

Les radars météorologiques de seconde génération représentent un saut considérable par rapport aux radars météorologiques classiques tant au niveau de la technologie que des mesures météorologiques. En tant que radars Doppler cohérents, ils fournissent non seulement des mesures de réflectivité précises ainsi que certaines informations qui s'ensuivent comme la localisation spatiale et la distribution mais aussi des mesures de la composante radiale du mouvement (Vitesse Doppler moyenne le long de l'axe du faisceau électronique du radar), de la diffusion et de la dispersion des vitesses dans l'échantillon de volume radar (largeur du spectre). Le débit d'informations dans ces nouveaux radars est d'un ordre supérieur comparé aux anciens radars incohérents, ils nécessitent ainsi un traitement de données à grande vitesse afin d'analyser le signal et extraire l'information pour l'utilisation effective et l'interface homme-machine.

1.3.2. Les fréquences radar

Les radars météorologiques se distinguent par leurs fréquences. Les bandes de fréquences largement utilisées sont X-band (10 GHz, longueur d'onde $l = 3\text{cm}$), C-band (5 GHz, $l = 6\text{cm}$) and S-band (3 GHz, $l = 10\text{cm}$).

Les radars de bande X sont utilisés pour étudier les nuages et pour la poursuite des ballons d'aéronefs pour le calcul des vents des couches supérieures.

Les radars de la bande S sont utilisés pour les mesures de pluies et l'étude des cyclones tropicaux et d'autres systèmes d'échelles similaires. Les fréquences de la bande S conviennent plus pour pénétrer des systèmes météorologiques intenses sans grande atténuation c'est pour cela qu'elles ne sont pas recommandées pour les études des nuages car les réflexions de particules de nuages sont faibles.

Les dimensions de l'antenne et des autres composants du système sont plus grandes en bandes S comparé aux autres types de radars. La bande C est un compromis entre la bande S et la bande X. Les radars de bande C sont largement utilisés en recherche et en météorologie opérationnelle.

On trouve également des radars utilisant de plus grandes fréquences (longueurs d'onde millimétriques) pour l'étude des nuages et de plus petites fréquences à des fins de profilages de vents mais ils sont plus utilisés en mode de recherche.

Les radars terrestres favorisent la bande C parce qu'elle est moins encombrée par rapport à la bande S utilisée par d'autres secteurs. Elle nécessite moins de puissance de transmission et possède un meilleur rapport signal-clutter pour un niveau de précipitation donné.

I.3.3 L'effet Doppler [3] [10]

Doppler est resté célèbre dans l'histoire de la physique pour avoir décrit l'effet qui porte son nom. Ce physicien autrichien remarque que lorsqu'une source sonore se déplace vers un observateur, la fréquence de l'onde augmente. Le son monte alors dans les aigus. De même une source qui s'éloigne produit un son plus grave. C'est « l'effet Doppler ».

En 1842, Doppler décrit mathématiquement ce phénomène. La première expérience illustrant cet effet est réalisée en 1845, aux Pays-Bas. Une locomotive est lancée sur des rails avec à son bord des trompettistes. Le long de la voie se trouvent d'autres musiciens capables de reconnaître les variations de tonalité du son. Cette expérience montre que les équations de Doppler sont vérifiées.

L'effet Doppler, consiste en une modification apparente de la fréquence de la source quand celle-ci est en mouvement relatif par rapport à un observateur. Dans notre vie quotidienne, nous le percevons quand une ambulance passe ou quand les fans de football klaxonnent dans les rues après une victoire... Dans ce cas, c'est la source sonore qui est en mouvement, l'observateur étant immobile. Mais le même phénomène se produit (avec des modifications de fréquence différentes) si la source est au repos et l'observateur en mouvement. Pour autant, évidemment, que sa vitesse soit suffisante.

Sur les deux figures suivantes on peut voir la différence entre des ondes émises d'une source au repos figure (a) et une autre mobile figure (b) :

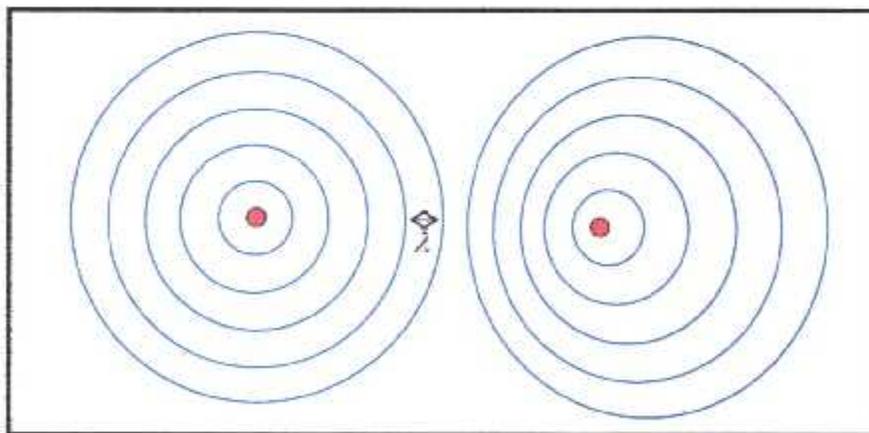


Fig (a) : Source au repos

Fig (b) : Source mobile

Figure. I.1. Effet Doppler

L'effet Doppler est largement utilisé pour mesurer des vitesses, usuellement par réflexion d'une onde transmise d'une cible mobile, les ultras sons pour le sang dans les artères, le radar pour la météorologie et la surveillance de circulation automobile. Les vitesses des galaxies lointaines sont également mesurées grâce à l'effet Doppler.

I.4 Principe du radar Doppler météorologique [22] [14]

Le principe d'un radar est d'émettre un faisceau d'ondes électromagnétiques dans l'atmosphère, ces ondes rebondissent sur tous les obstacles (cibles) qu'elles rencontrent, à savoir la glace, la neige, les gouttelettes d'eau ou d'autres particules atmosphériques.

Les caractéristiques physiques de ces ondes (à savoir leur longueur d'onde) sont scellées à l'émission. Lorsqu'elles rencontrent une perturbation, elles sont réfléchies par les particules qui la composent (neige, gouttelettes d'eau, etc.) sous forme d'échos, puis sont alors réceptionnées par le radar qui étudie à nouveau leurs caractéristiques physiques.

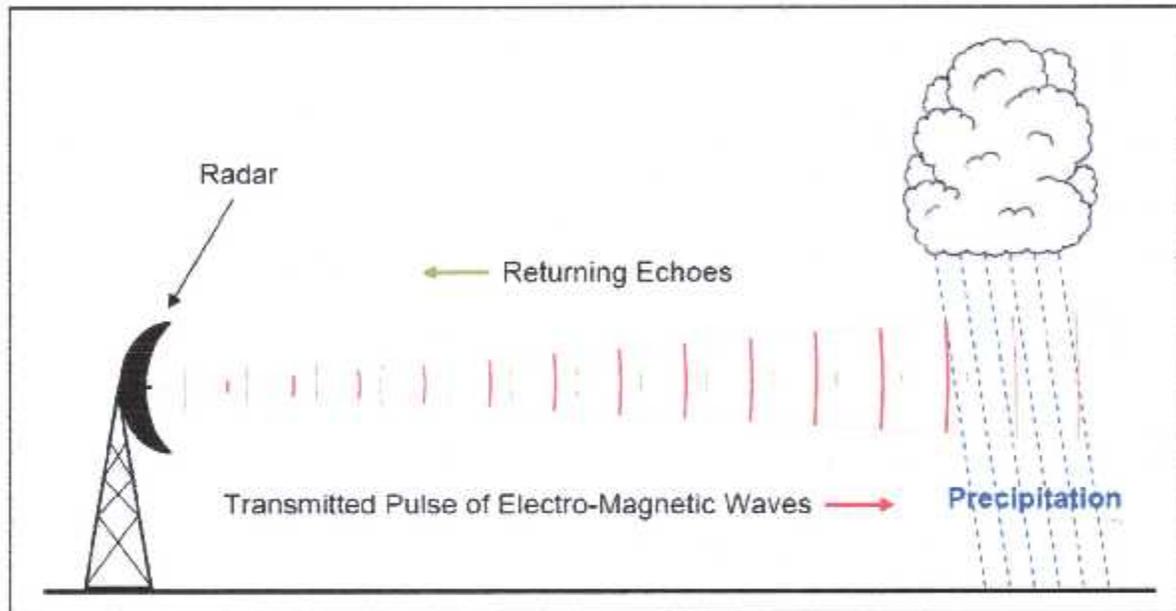


Figure. I.2. Fonctionnement d'un radar

Un radar Doppler à impulsions dans sa forme la plus simple fournit un signal de référence par rapport auquel des changements en fréquence radio (f_r) ou en phase des impulsions successives reçues peuvent être détectées. Entant qu'un radar cohérent, il maintient les ondes radiofréquences avec des relations continues entre les phases. Le décalage Doppler associé à l'écho est calculé à partir du temps de changement de phase.

I.4.1 Fréquence Doppler [4]

La relation entre le taux de changement de phase et la fréquence Doppler peut être visualisée en considérant le signal reçu à partir d'une cible unique. Le signal complexe en phase I et en quadrature de phase Q, réfléchis par une cible unique à une distance radiale, r est de la forme :

$$I = A \cos \left[\frac{2\pi r}{\lambda} - \psi \right] \quad (I.1)$$

$$Q = A \sin\left[\frac{4\pi r}{\lambda} - \psi\right] \quad (1.2)$$

Où :

A : L'amplitude du signal reçu (proportionnel à la surface d'intersection de la cible)

λ : La longueur d'onde du radar

$4\pi r/\lambda$: Phase due à la propagation en distance $2r$ (aller-retour)

Ψ : Phase initiale du signal de l'émetteur.

Si la distance r change avec le temps (changement relatif de la cible par rapport au radar), l'argument $4\pi r/\lambda - \Psi$, devient une fonction du temps. Le taux de changement de phase est la vitesse angulaire ω dont l'expression est la suivante :

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{4\pi r(t)}{\lambda} - \psi \right] = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{d[r(t)]}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} v_r = \omega \quad (1.3)$$

Le changement de distance par rapport au temps $d[r(t)]/dt$ est la vitesse radiale V_r . La vitesse angulaire est liée à la fréquence par $\omega = 2\pi f$.

$$2\pi \frac{2v_r}{\lambda} = 2\pi f_d \quad (1.4)$$

La fréquence Doppler est donnée par :

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} \quad (1.5)$$

Les transformations fondamentales des caractéristiques météorologiques vers des caractéristiques du signal radar sont : la surface d'intersection de la cible devient proportionnelle à la puissance du signal, la distance radiale de la cible devient proportionnelle à la phase du signal et la vitesse radiale de la cible devient proportionnelle au taux de changement de phase.

Ainsi, l'estimation de ces propriétés électriques du signal fournit une estimation des paramètres météorologiques correspondants.

L'aspect des nuages dépend de la nature, des dimensions et de la répartition des particules qui les composent. Ces particules sont des gouttelettes de diamètre variant entre 1 et 100 microns, surfondues ou non, ou des particules de glace, des courants ascendants de quelques cm/s suffisent pour maintenir les gouttelettes en suspension dans l'air.

Si les gouttelettes ne trouvent pas de courant ascendant, elles tombent sous forme de précipitations avec une vitesse limite de chute de l'ordre de 2,5 m/s pour les gouttelettes de bruine, 5,5 m/s pour les gouttes de pluie modérée et 8,6 m/s pour les grosses gouttes d'une averse.

⚡ Les météores

Nous entendons par météores les types de précipitations suivantes :

- **Pluie** : Précipitation de gouttes d'eau qui tombe d'un nuage.
- **Pluie surfondue** : Pluie dont la température des gouttes est inférieure à 0°C.
- **Neige** : Précipitation de cristaux de glace isolés ou soudés qui tombe d'un nuage.
- **Neige en grains** : Précipitation de très petites particules de glace blanches et opaques qui tombe d'un nuage, ces particules sont relativement plates ou allongées, leur diamètre est en général inférieur à un millimètre.
- **Neige roulée** : Précipitation de particules de glace blanches et opaques qui tombe d'un nuage, ces particules sont en général coniques ou arrondies, leur diamètre peut atteindre cinq millimètres.
- **Grêle** : Précipitation de particules de glace (grêlons) transparentes, ou partiellement à complètement opaques de forme généralement sphéroïdales, coniques ou irrégulières dont le diamètre varie globalement entre 5 et 50 millimètres, ces particules tombent d'un nuage soit séparées soit agglomérées en blocs irréguliers.
- **Tempête de poussière ou tempête de sable** : Ensemble de particules de poussière ou de sable puissamment soulevées du sol par un vent fort et turbulent, jusqu'à de grandes hauteurs.
- **Tourbillon de poussière ou tourbillon de sable** : Ensemble de particules de poussière ou de sable, accompagnées parfois de petits débris, soulevées du sol sous forme d'une colonne tourbillonnante et de hauteur variable, à axe sensiblement vertical et de faible diamètre.

⚡ Le vent

Le vent est le mouvement naturel de l'air atmosphérique à la surface terrestre, ce mouvement est rarement régulier, le plus souvent, il est turbulent avec des tourbillons de forme et dimensions variées qui se développent dans l'air et perturbent son écoulement. La turbulence près de la surface terrestre a pour effet de produire des variations rapides et irrégulières de la vitesse et de la direction du vent.

Les rafales de vent peuvent constituer un danger potentiel pour l'aviation. La variation du vent en surface nous permet de distinguer rafales et grains. Une rafale est définie comme une variation brusque de la vitesse du vent d'au moins 20 m/s par rapport à la vitesse moyenne

pendant au moins une seconde, elle dure moins longtemps qu'un grain et elle est suivie d'une accalmie ou d'un affaiblissement du vent.

Un grain par contre est un vent fort, débutant brusquement et qui dure quelques minutes puis se calme assez soudainement, on le définit comme un accroissement brusque de la vitesse du vent d'au moins 30 m/s, la vitesse du vent atteignant 40 m/s durant au moins une minute.

✦ Les turbulences

Le vent peut être un écoulement régulier, laminaire ou plus ou moins désordonné par rafales, dans ce dernier cas, on dit qu'il y a turbulence. Cette turbulence peut se manifester de plusieurs manières :

- des rafales qui se traduisent par des variations de la vitesse horizontale sans variation de la direction ;
- une variation de la direction horizontale sans variation importante de la vitesse ;
- une variation simultanée de la direction et de la vitesse horizontale
- l'apparition de mouvements verticaux.

La turbulence intervient en Aéronautique comme facteur nuisible au confort et parfois à la sécurité. Les mouvements désordonnés auxquels sont soumis les avions fatiguent les cellules, exigeant du pilote une attention plus soutenue et rendent aux passagers le voyage particulièrement pénible.

Pendant les orages, les rafales de vent peuvent atteindre 75 à 110 m/s et elles se produisent généralement avec de brusques changements de direction.

1.5.2 Les cibles non météorologiques [2]

✦ Les échos permanents (occultation)

Les échos permanents sont causés par les collines et les surfaces d'obstacles bloquant le faisceau radar.

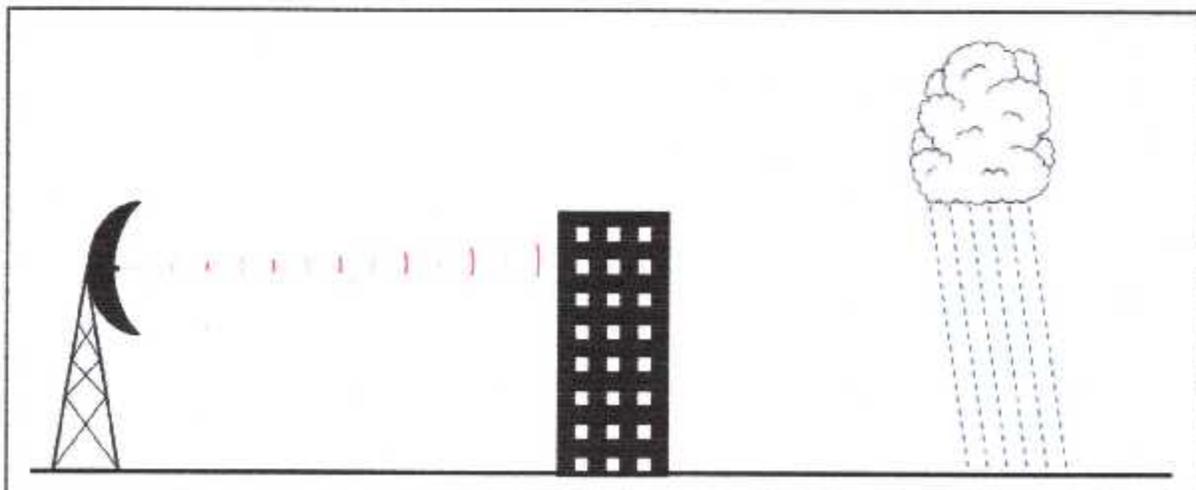


Figure. I.4. échos non météorologiques réfléchis par des bâtiments

Lorsque le faisceau radar rencontre un obstacle (bâtiments, collines) cela génère une occultation dont les effets peuvent être minimisés par un réseau de radars à couvertures chevauchantes.

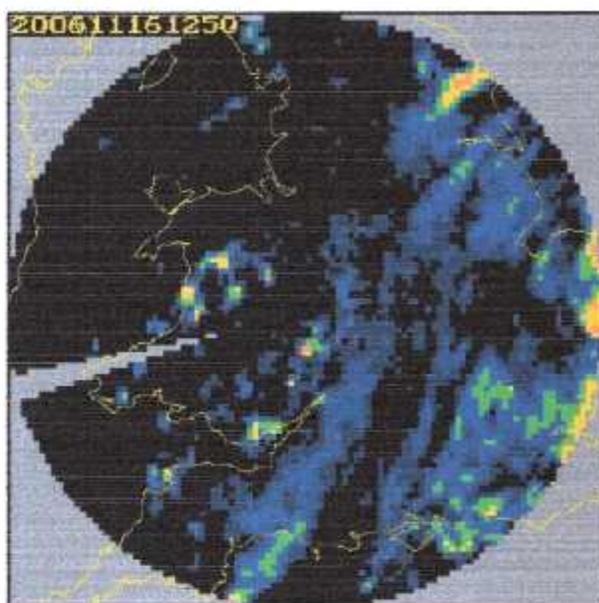


Figure. I.5. Occultation causée par la montagne Cambrian aux pays de Galles

⚡ Les faux échos

Ils peuvent avoir comme origines : les aéronefs, la réflexion venant de plans d'eau à angle rasant, les leures électroniques lancés lors d'exercices militaires ou bien de problèmes techniques ou d'interférences avec d'autres radars.

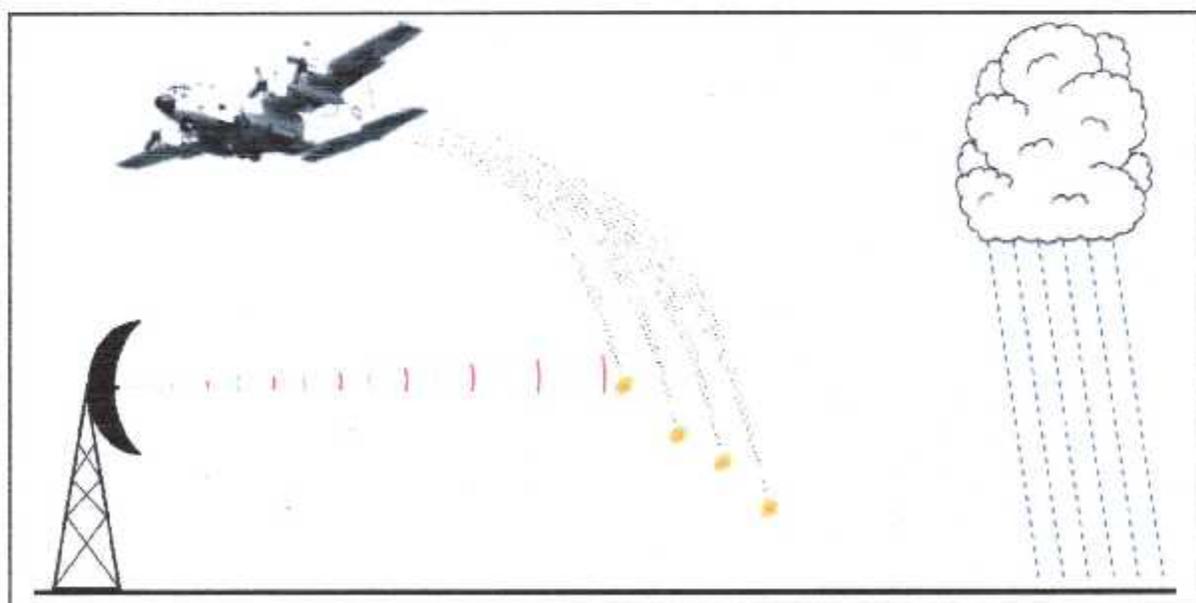


Figure. I.6. Echos non météorologiques causés par les rubans métalliques anti radar

En plus des échos non désirables cités précédemment, d'autres polluants des données peuvent entrer en jeu, citons à titre d'exemples :

- Les oiseaux, surtout en temps de migration.
- Les insectes à très basse altitude.

Chacun de ces artéfacts a des caractéristiques propres qui permettent de les reconnaître de la vraie précipitation pour un œil averti.

I.6. Description d'un radar météorologique [2] [4] [5]

Un radar météorologique est constitué :

- D'un émetteur qui génère les signaux microondes.
- D'une antenne dont l'intérêt est de concentrer l'énergie émise en un petit faisceau électronique et de collecter l'écho réfléchis.
- Feedhorn qui dirige le signal de l'émetteur vers l'antenne (et de l'antenne vers le récepteur).
- D'un récepteur qui détecte le signal réfléchis de la cible et enfin
- D'un Radome qui protège l'antenne des vents forts.

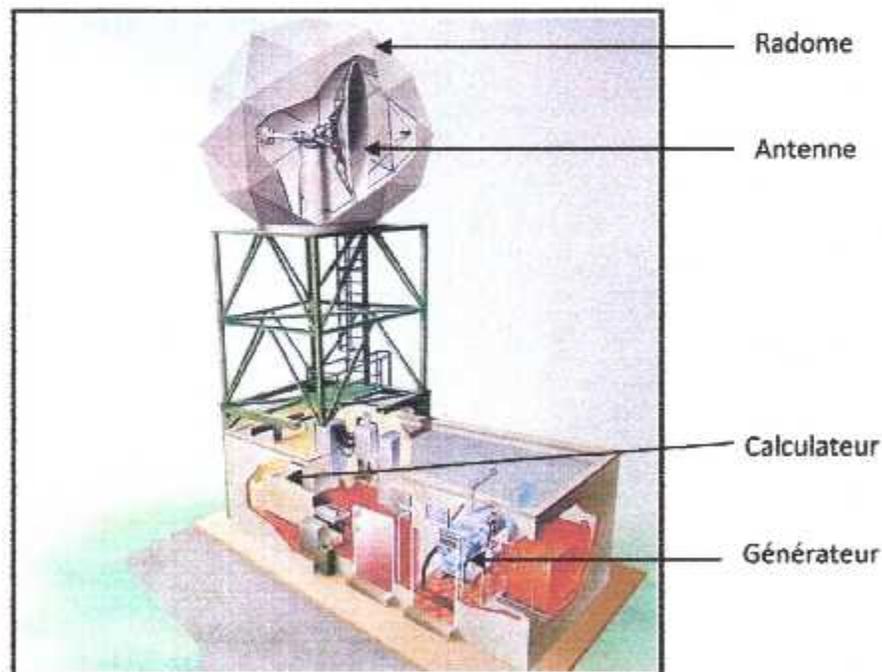


Figure I.7. Schéma simplifié d'un radar vu de l'extérieur

I.6.1 Système radar simplifié

L'unité du WSR88D est configurée en trois parties comme indiqué sur la figure (I.8) :

- Le RDA détermine et estime les phénomènes météorologiques
- Le RPG assure l'analyse des données météorologiques et effectue le reformatage des entrées pour contrôler l'affichage.

- Le système d'affichage qui représente l'interface pour l'utilisateur.

En utilisant la nomenclature du système qu'on vient de décrire, les sections suivantes tracent le parcours des données en commençant par la détection par le RDA jusqu'au système d'affichage. Nous nous sommes focalisés sur le flux du signal et l'étape de traitement des données.

1.6.2 L'acquisition des données radar

Un diagramme du bloc RDA est montré sur la figure (1.9). Cette fonction est divisée en trois parties:

- 1- L'antenne, l'émetteur et le récepteur.
- 2- Le traitement du signal et ;
- 3- Le traitement des données.

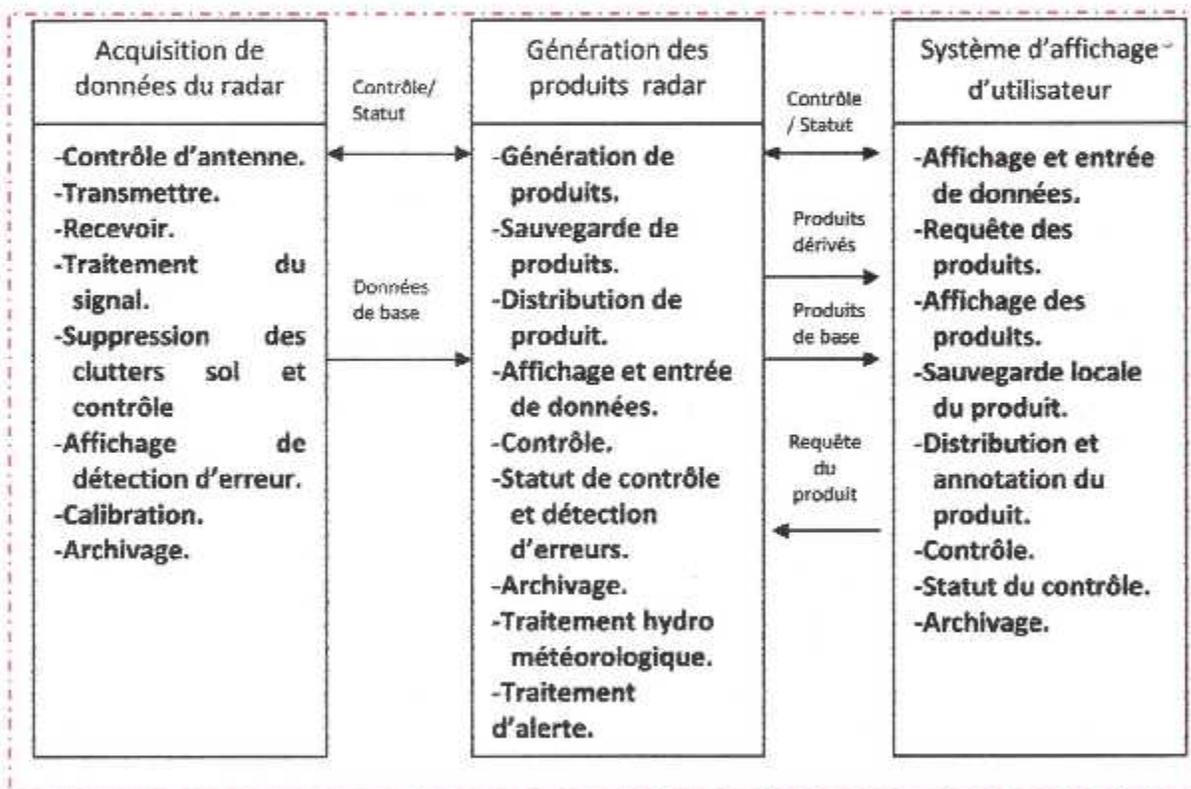


Figure 1. 8 : Configuration fonctionnelle de l'unité WSR-88D

Les trois grands espaces fonctionnels de l'unité sont illustrés ci-dessus avec les principaux données et messages transmis à travers ces espaces fonctionnels.

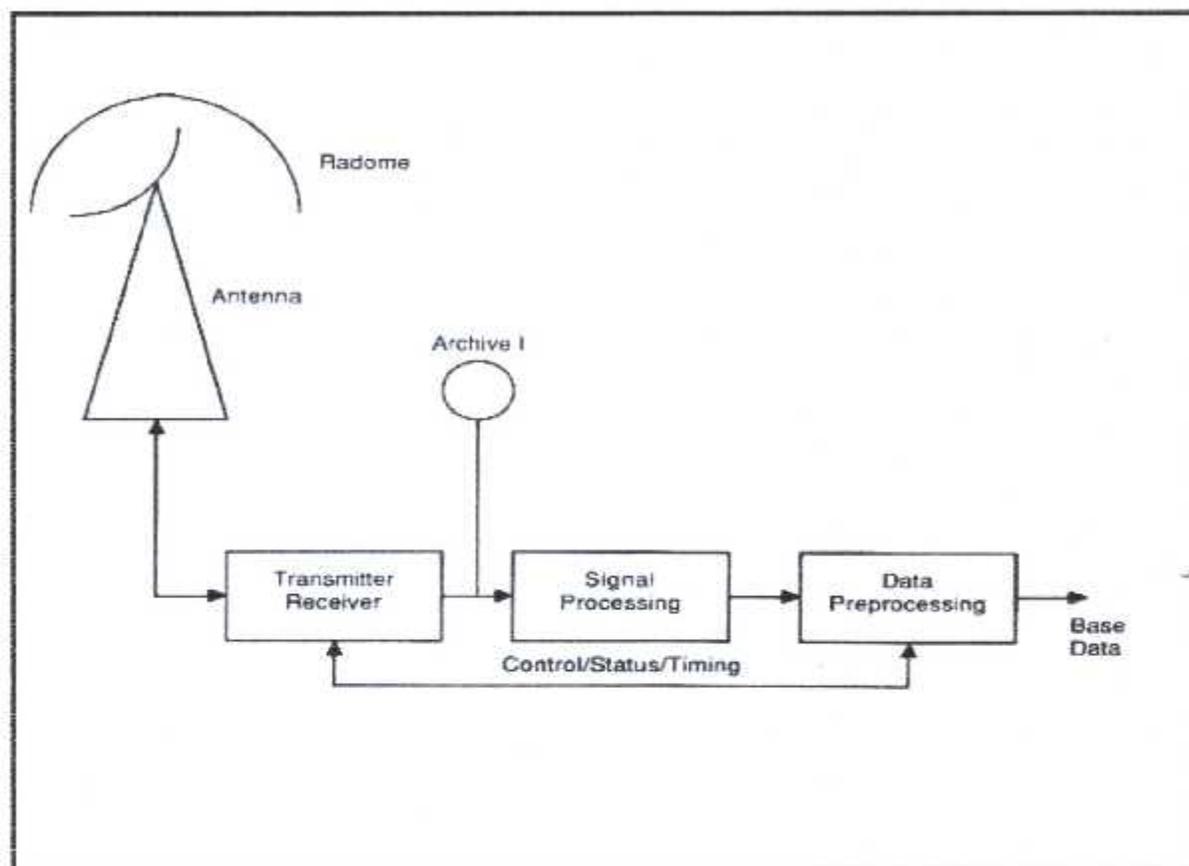


Figure 1. 9 : Diagramme en bloc du RDA

↓ Radar de base

Le radar de base (antenne, émetteur, récepteur) est un émetteur en chaîne cohérent. La cohérence ou la phase de l'information est maintenue dans ce type de systèmes grâce à des sources de signaux très stables qui opèrent continuellement. Celles-ci sont utilisées comme référence pour extraire le décalage Doppler du signal réfléchis. Un émetteur en chaîne génère initialement un signal de faible niveau de puissance, dans ce cas quelques centaines de milli Watt, qui est augmentée jusqu'à 750 kilo Watt par un amplificateur en chaîne. L'amplification intermédiaire est assurée par un composant solid-state et l'amplificateur haute puissance final est un Klystron. Le WSR88D utilise deux sources de signaux et un mixeur pour générer le signal émis.

Le récepteur utilise deux mixeurs de fréquence pour convertir le signal reçu en un signal vidéo. La première conversion génère un signal intermédiaire sur lequel est appliquée une amplification, un filtrage passe bande et un ACG. La seconde conversion en fréquence est une détection synchrone (Une détection qui retient l'amplitude du signal et la différence de phase entre le signal émis et reçu et qui déplace la fréquence intermédiaire de la porteuse). C'est un

signal complexe, il contient une information d'amplitude et de phase, pour des raisons de convenance de manipulation et d'analyse, il est décomposé en deux composantes (deux signaux avec une différence de phase de 90°).

A ce niveau le signal porte les informations météorologiques comme la puissance du signal qui est proportionnel à la réflectivité et le taux de changement de phase qui proportionnel à la vitesse radiale de la cible.

⚡ Traitement du signal (Signal processor)

Le processeur calcule les propriétés électriques et les transforme en quantités météorologiques. Les processeurs digitaux sont conçus pour une tâche spécifique en implémentant un algorithme spécifique avec des changements limités dans les valeurs des paramètres. La réflectivité Z est estimée pour chaque intervalle de distance à partir d'une moyenne des impulsions reçues (environ 25).

La vitesse est également estimée à partir d'une moyenne des impulsions, usuellement 40 jusqu'à 50. La valeur mathématique calculée est la covariance du signal complexe reçu en utilisant une technique appelée « Pulse Pair Processing ». Le calcul s'opère sur deux impulsions (deux signaux consécutives reçus de la même cible). Physiquement, la covariance mesure le taux de rotation du vecteur complexe et représente le signal reçu qui est directement lié à la fréquence Doppler.

La largeur du spectre W est estimée indirectement. Le calcul effectué est une auto corrélation du signal reçu qui est lié à la déviation standard du spectre des vitesses. C'est aussi une moyenne du même nombre d'impulsions que la vitesse radiale. Physiquement la largeur du spectre est une mesure de dispersion des vitesses dans le volume d'échantillon radar. Le signal reçu de régions désignés comme étant des clutters sol est filtré sans pour autant dégrader le signal météorologique.

⚡ Le post-traitement (Post Processing)

Les opérations du Post Processing préparent la donnée à l'analyse météorologique elle représente une unité de conversion (A partir des unités normalisées utilisées dans le traitement du signal aux unités météorologiques utilisées en analyse).

L'unité de conversion consiste à ce qui suit : la puissance du signal est convertie en réflectivité en résolvant l'équation du radar ; le taux de rotation du vecteur est converti en vitesse en multipliant par une constante dérivée de l'équation Doppler. La longueur d'onde du radar, et le PRT et la largeur du spectre sont converti grâce à l'auto corrélation en vitesse en supposant que la forme de la fonction densité spectrale est Gaussienne.

La suppression du point de la cible est accomplie par une analyse qui commande la largeur et le gradient de réflectivité de la cible et supprime ceux dont les caractéristiques correspondent à celles du point de la cible.

Le seuillage des données consiste à supprimer les points de données dont le rapport signal à bruit est inférieur à une certaine valeur spécifiée par l'utilisateur.

↓ Le scénario opérationnel

Le mode d'opération radar est une séquence de scan automatique qui fournit les données volumétrique pour des analyses météorologiques. Il y a une capacité de design pour obtenir plus de vingt modèles de volumes de couverture prédéterminés valables pour l'utilisateur permettant l'acquisition des données pour être variée avec la situation météorologique.

Il y a plusieurs considérations dans la sélection de l'acquisition des données sachant que les deux prédominantes sont l'échelle temporelle et spatiale de la situation météorologique (le taux d'entrée volumétriques) et le volume dans l'espace au-delà duquel les données doivent être acquises (Nombre d'élévation).

Un scan de surveillance est effectué pour obtenir des informations de localisation de la cible et de la puissance reçue. Un scan Doppler est effectué pour obtenir une bonne estimation de vitesse et de largeur de spectre. Plus d'échantillons de l'atmosphère sont obtenus pour fournir de meilleures estimations des trois moments et pour diminuer les effets du dilemme Doppler.

Le taux de rotation de l'antenne est dépendant du nombre d'élévation et du temps de volume d'entrée et peut varier avec l'angle d'élévation avec des taux maximums de 5 tours par minute.

↓ Sommaire de base de données

Les données envoyées par le RDA au RPG sont des estimations des trois moments du spectre Doppler Z , v et W . Les données sont délivrées au RPG (Figure 4-1) radiale par radiale espacées de 1° . Le temps entre des blocs de données pour des radiales adjacentes est déterminé par le taux de scan d'acquisition et varie usuellement entre 39 et 166 milli secondes. Ajoutons à ceci les informations auxiliaires, chaque bloc est constitué de trois données (Z,v,W) chacune contenant environs 1024 entrées correspondant à la cellule de distance individuelle.

1.6.3 Radar « product generator »

La base de données générée au niveau du RDA via un système de communication (par fibre optique ou ligne micro onde) au RPG ou un plus grand système de calcul assume tout le volume tridimensionnel des données.

Comme indiqué sur la table 4-2 les données de réflectivité forment une matrice de 360° par 248 nm en distance, alors que les données des vitesses radiales forment une matrice de 360° par 124 nm en distance.

Le système de calcul RPG effectue plus de 250.000 lignes de code pour produire et transmettre les résultats météorologiques. Ces résultats sont dérivés à partir d'algorithmes qui joignent différentes relations fondamentales afin de permettre à l'utilisateur d'arriver à des conclusions concernant la localisation, le mouvement et la sévérité des phénomènes météorologiques.

↓ Contrôle interactif

Le Master System Control Function (MSCF), une interface utilisateur graphique est utilisée pour ajuster les paramètres qui déterminent le PRF, le mouvement de l'antenne ainsi que tous les traitements et les limites, y compris les paramètres ajustables qui affectent les performances saisonnières et géographiques des algorithmes hydrométéorologiques.

Le RPG contrôle toutes les procédures d'analyse. Les résultats générés à partir des algorithmes sont ordonnés suivant des propriétés opérationnelles et sont envoyés à des demandes d'affichage et des stations de travail utilisateurs.

↓ L'analyse des résultats météorologiques

Les résultats graphiques sont affichés après analyse de champs de données multiples dans le RPG. Certaines sont réalisées directement à partir des données du scan. Par exemple les résultats de base de la réflectivité, de la vitesse radiale et la largeur du spectre sont tronqués et converties pour produire des matrices polaires [réflectivité 0.54, 1.1, ou 2.2 nm (1, 2, ou 4 km) x 10; vitesse et largeur du spectre, 0.13, 0.27, ou 0.54 nm (0.25, 0.5, ou 1 km) x 10] qui peuvent être codées en couleurs pour permettre leur utilisation opérationnelle. D'autres résultats sont générés après les algorithmes d'analyses qui composent les données géométriquement ou les transforment en d'autres formes comme le cisaillement qui est dérivé du champ de vent. D'autres algorithmes cherchent la signature de vitesses et de réflectivités spécifiques qui lorsqu'elles sont trouvées marquent les hasards d'être détectées comme symboles ou labels alphanumériques sur le système d'affichage de l'utilisateur. Les données critiques sont établies et les données sont filtrées pour tous les résultats limitant les affichages pour ce qui est jugé être un bruit et une donnée précise. Les résultats peuvent être généralement groupés en deux surfaces d'applications :

- 1- Le profilage de vent qui inclut les mesures des vitesses du vent et du cisaillement, quand il s'agit de nuages denses qui contiennent des précipitations extrêmes, et dans les régions pluvieuses et des tempêtes convectives.
- 2- Mesures de précipitations qui incluent des données quantitatives dans des grilles pour des cartes d'échelle nationale, et les données localisées qui vont permettre aux météorologistes locaux de projeter le mouvement des surfaces de précipitations
- 3- Les alertes de tempêtes qui assurent la localisation et le suivi d'informations dans des conditions extrêmes

1.6.4 Système d'affichage

Les utilisateurs du WSR88D ont développé leurs propres systèmes pour afficher les résultats météorologiques générés par le RPG, ceux-ci sont généralement affichés sous trois formats :

- **PPI** : Le PPI(Z) est similaire à l'affichage d'un radar conventionnel de la réflectivité à une élévation donnée pour toutes les valeurs d'azimut. Ce dispositif donne un affichage immédiat en code couleur, c'est ainsi qu'il est le format d'affichage le plus répandu.

On trouve également la PPI(V) et PPI(W) indiquant respectivement les vitesses radiales (à une élévation donnée) et la largeur du spectre.

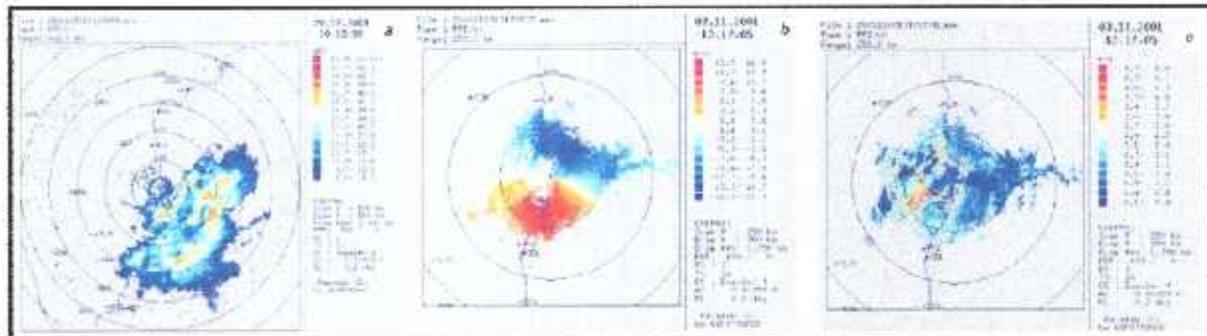


Figure.1. 10. Ecran PPI : PPI(Z), PPI(V) et PPI(W)

- RHI : C'est un autre type d'affichage pour un balayage en élévation à un azimut fixe.

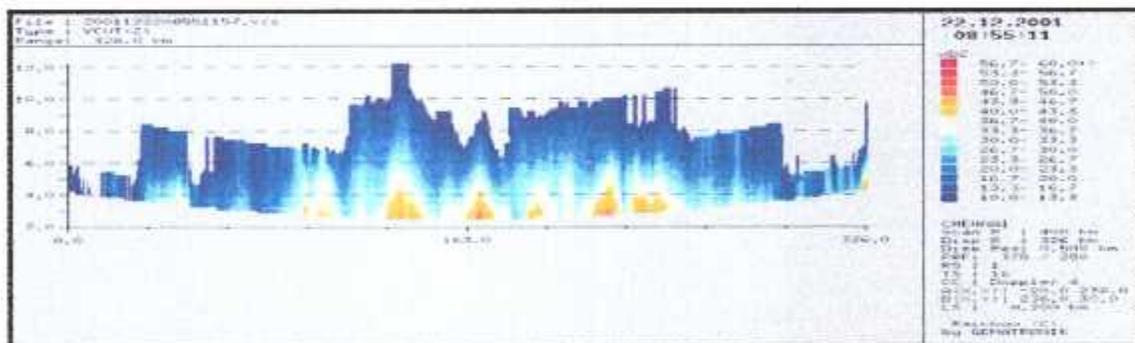


Figure I. 11. Ecran RHI

- CAPPI : C'est un écran en couleurs à une altitude définie pour l'affichage de Z, V et W.

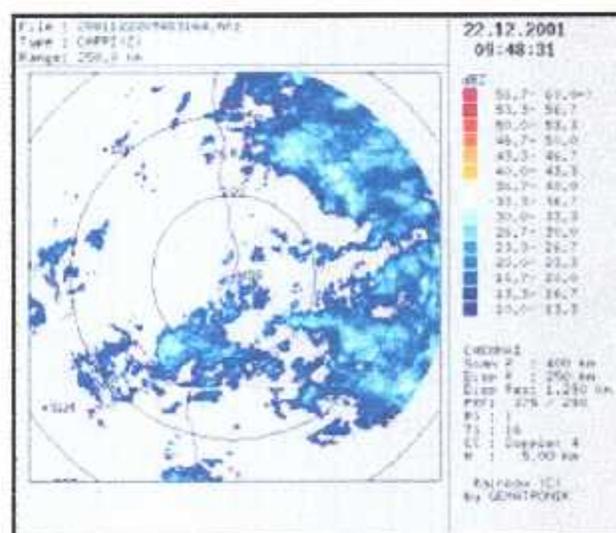


Figure I. 12. Ecran CAPPI

I.7 Conclusion

Le radar Doppler météorologique est donc un œil qui voit tout et qui nous permet non seulement de détecter la présence des échos météorologiques qui nous entourent (nuit et jour, qu'il pleuve ou qu'il fasse beau) mais aussi de déterminer leur nature, leur vitesse et de prévoir ainsi leur direction. A présent, penchons nous sur le procédé suivant lequel notre radar traduit les échos reçus en données météorologiques.

« ..Il y a des pluies de printemps délicieuses où le ciel a l'air de pleurer de joie ».

Paul-Jean Toulet,



CHAPITRE II :

ESTIMATION DES PRECIPITATIONS ET DES VITESSES PAR LE RADAR METEOROLOGIQUE

CHAPITRE II : ESTIMATION DES PRÉCIPITATIONS ET DES VITESSES PAR LE RADAR MÉTÉOROLOGIQUE

II.1. Introduction

Les mesures précises de précipitations et l'estimation des vitesses des vents jouent un rôle très important en prévisions météo. La première exigence du radar en hydrologie est de fournir une estimation de la quantité et de la distribution temporelle et spatiale des précipitations. Les estimations des précipitations des radars météorologiques assurent une source de données que d'autres moyens ne peuvent fournir.

La première partie de ce chapitre sera consacrée au calcul de la réflectivité alors que dans la seconde partie, des interprétations de modèles de vitesses Doppler produites par des variations horizontales et verticales de vent simulées seront discutées.

II.1.1 Estimation des précipitations par le radar [4]

Les radars ne calculent pas le taux de précipitations directement, mais ils estiment plutôt ce taux à partir de l'énergie réfléchiée des particules de précipitations dans un volume élevé.

II.1.2 Principes physiques des procédures de mesure

La discussion suivante met au premier plan la relation entre les quantités météorologiques des distributions des tailles des particules, le facteur de réflectivité du radar et le taux de précipitation.

II.1.2.1 Distribution des formes des particules

Pour des diamètres ($D < 1$ mm), la distribution des tailles des particules pour la pluie et la neige peut être approximée par :

$$N(D) = N_0 e^{-AD} \quad (II.1)$$

Où $N(D)$ est le nombre de concentration des tailles D des gouttelettes par intervalle de volume. A est la taille moyenne de la goutte et N_0 est le nombre de particules par unités volumique (Marshall et Palmer 1948). Pour une particule de neige, D est le diamètre d'une goutte de masse égale. A partir d'enregistrements de gouttelettes de pluies collectées durant un été entier, Marshall et Palmer ont pu déterminer N_0 à savoir $8000 \text{ m}^{-3} \text{ mm}^{-1}$, $A=4.1R^{-2.1} \text{ mm}^{-1}$, ou R est le taux de pluie (mm h^{-1}). Il est évident qu'il y a une déviation significative de ces paramètres pour d'autres régimes de précipitations, de ce fait la relation peut différer d'une simple exponentielle avec des tailles de gouttes d'échantillons différents et avec un certain type de précipitations. De plus N et A varient d'un orage à l'autre, N_0 peut aussi être en fonction du taux de précipitation. En général, nous avons besoin des deux paramètres N_0 et A pour spécifier la distribution des tailles.

II.1.2.2 Facteur de réflectivité radar

Lorsque la distribution des tailles des gouttelettes est connue, le facteur de réflectivité radar Z dans une unité volumique peut être calculé à partir de la relation suivante :

$$Z = \int_0^{\infty} D^6 N(D) dD \quad (II.2)$$

Alternativement Z peut être calculé en utilisant l'équation radar :

$$Z = \frac{(\ln 2) 2^{10}}{c \pi^3} \left[\frac{\lambda^2}{\theta_{3dB}^2 G^2 \tau P_t} \right] \left[\frac{\bar{P}_r r^2}{|K|^2} \right] \quad (II.3)$$

Où :

P_r : la puissance moyenne reçue watt

P_t : la puissance crête transmise en Watt

G : le gain de l'antenne

λ : la longueur d'onde

θ_{3dB} : l'ouverture mi-puissance de l'antenne en radian

τ : la durée d'impulsion en seconde

c : la vitesse de la lumière en ms^{-1}

r : la distance cible-radar en m

K : l'indice de réfraction complexe

Z : le facteur de réflectivité du radar, $|K|^2$ est conventionnellement égal à 0.93 (eau) et 0.2 (glace).

L'équation suppose que :

- Les particules sont petites, sphériques et homogènes conformément aux principes de distribution de Rayleigh.
- Les particules sont uniformément distribuées dans l'espace étudié.
- Le facteur de réflectivité Z est uniforme dans la région étudiée et est constant dans les intervalles d'échantillonnages.
- Toutes les particules ont la même constante diélectrique $|K|^2$ (Ce n'est pas une précipitation diversifiée).
- Le modèle du lobe principal de l'antenne est décrit par une fonction Gaussienne.
- L'atténuation de micro-ondes et les multi-trajets sont négligés et
- Les ondes incidentes et réfléchies sont linéairement polarisées.

Si toutes ces conditions étaient réunies et si aucune erreur ne survenait, la réflectivité mesurée du radar aurait été conforme à la réflectivité météorologique définie Z . Toutefois ce n'est pas le cas alors nous utilisons habituellement Z_e , le facteur de réflectivité équivalent du radar. L'équation du radar peut s'écrire sous la forme:

$$\overline{P}_r = \frac{C Z_e}{r^2} \quad (\text{II.4})$$

Où C est une combinaison de toutes les constantes dans l'équation. Z_e peut être calculée si P_r et r sont connus.

De la même manière que Z puisse être reliée à la distribution des tailles des gouttes, Le taux de précipitation R , lorsque la vitesse verticale de l'air est nulle (par exemple à proximité du sol) peut s'écrire:

$$R = \frac{\pi}{6} \int_0^{\infty} D^3 v_t(D) N(D) dD \quad (\text{II.5})$$

II.1.2.3 Relation entre réflectivité et précipitation

Il n'y a pas de relation unique qui existe actuellement entre Z et R . Mais si toutes les théories introduites pour développer les équations (II.5) et (II.2) sont vraies dont la première postule que N_0 est constante, on déduit alors une simple relation exprimée sous la forme :

$$Z = AR^b \quad (\text{II.6})$$

Il y a eu beaucoup d'études empiriques pour déterminer le coefficient A et l'exposant b . Les paramètres de pluies relevés au cours de différentes recherches varient entre 20 et 1000 pour les coefficients et entre 1.11 et 3.05 pour les exposants dans la plus part des cas. Lorsque les coefficients augmentent les exposants diminuent.

II.2 Mesure de vitesse et interprétation des modèles de vitesse « Doppler » [4]

II.2.1 Mesure de vitesse

La technique de mesure de vitesse utilisée dans les radars météorologiques est essentiellement une méthode de mesure de fréquence Doppler, en d'autres termes la mesure de $\omega = 2\pi f$ dans une fonction variant avec le temps de la forme $y = \cos\omega t$. Ceci est équivalent à une mesure de vitesse puisque la fréquence est liée linéairement à la vitesse par l'équation Doppler.

Le calcul des vitesses est une estimation de la covariance du signal Doppler représenté par les signaux vidéo : I (Signal en phase) et Q (Signal en quadrature de phase). Le signal complexe est indispensable pour mesurer le signe de la fréquence Doppler ; si le décalage Doppler est au dessus ou au dessous du signal émis, ce qui correspond à des vitesses qui se rapprochent ou s'éloignent du radar.

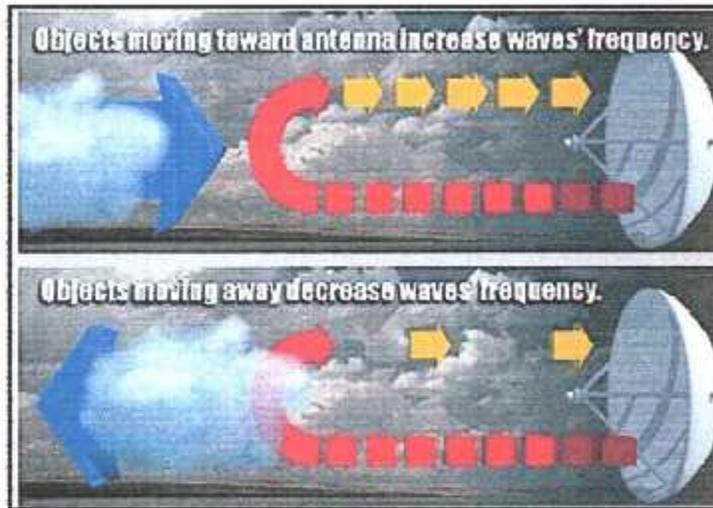


Figure II.1 Cibles en rapprochement - éloignement du radar

La vitesse peut être exprimée par la relation suivante :

$$v = k \operatorname{Arg} \sum_{n=1}^{N-1} [Z_n^* Z_{n+1}] \quad (\text{II.7})$$

Où :

K = constante spécifiée par X et PRT.

Arg[] = l'argument ou angle de la quantité.

Z = signal complexe de la forme $Z = I + jQ$.

Z^* = conjugué de Z, $Z^* = Z - jQ$.

n = index de séquences d'échantillons.

N = nombre total d'échantillons.

En raison de la nature discrète de l'échantillonnage, la vitesse angulaire du vecteur représenté par Z est mesurée comme une différentielle. Par exemple : soit un vecteur donné $Z = 3 + 3j$ dans le premier quadrant comme indiqué sur la figure (II.2.a).

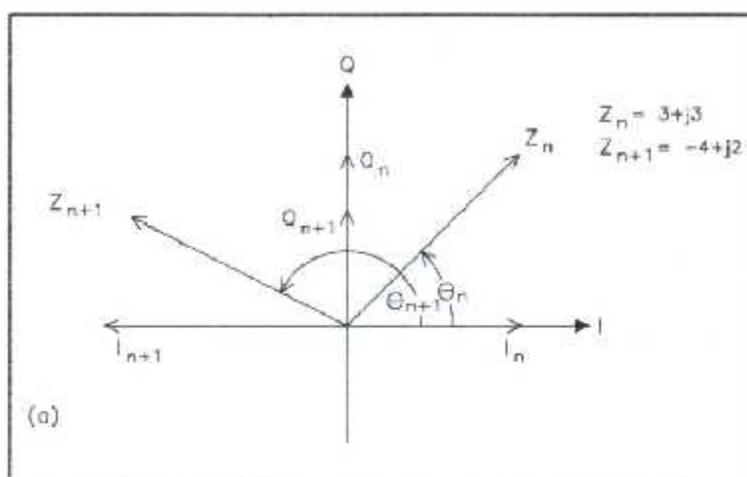


Figure. II.2.a Représentation vectorielle de deux échantillons complexes consécutifs (I,Q)

Considérons qu'après un temps PRT, le prochain échantillon $Z_{n+1} = 4+2j$ apparaît dans le second quadrant correspondant à un déplacement de 108° entre les échantillons. Il résulte de la multiplication complexe du deuxième échantillon Z_{n+1} et du conjugué du premier Z_n^* , un vecteur dont l'amplitude est égale au produit des deux amplitudes et dont l'angle est égal à la différence d'angle entre Z_n et Z_{n+1} ou le déplacement du vecteur par PRT comme indiqué sur la figure (II.2.b). La vitesse angulaire est alors $\omega = (\theta_{n+1}-\theta_n)/PRT$.

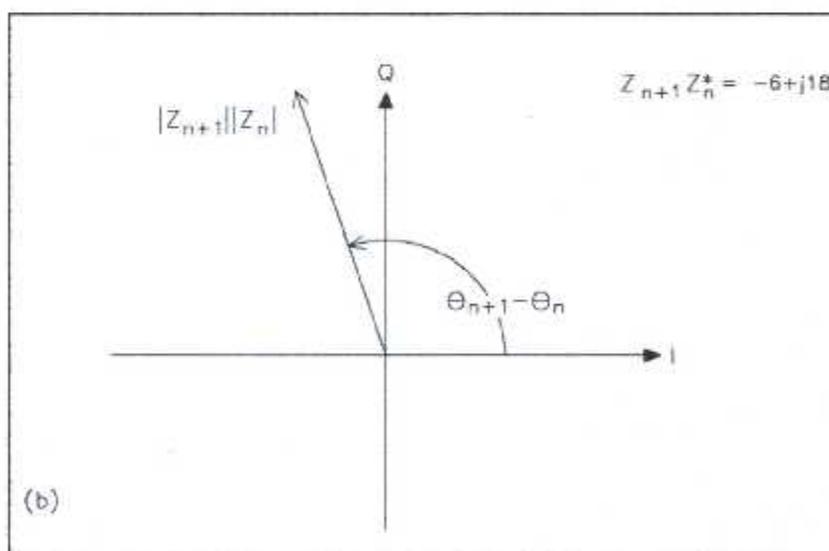


Figure II.2.b Résultats de la multiplication complexe $Z_n * Z_{n+1}$

La sommation, illustrée sur la figure (II. 3.c), produit un déplacement moyen dans lequel chaque déplacement individuel est chargé par le produit des longueurs des deux vecteurs (Puissance du signal) et la vitesse moyenne est estimée par le vecteur moyen de déplacement.

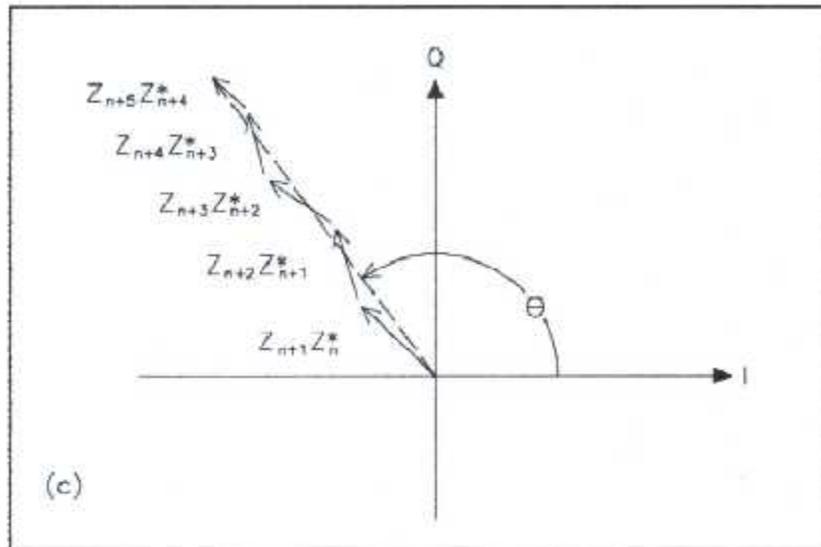


Figure .II.3. Schéma représentant une sommation de vecteurs

En résumé, la technique d'estimation de la vitesse Doppler moyenne utilisée dans les radars météorologiques est un calcul vectoriel du taux de changement de phase du signal qui est converti en vitesse à travers les constantes du radar (λ , PRT).

Bien qu'un seul radar Doppler observe la composante du vent seulement dans sa direction radiale, une large variété de propriétés météorologiques de grande importance peut être identifiée. Dans ce qui suit, des interprétations de modèles de vitesses Doppler produites par des variations horizontales et verticales de vents simulées sont discutées.

II.2.2 Modèles dus aux variations verticales des vents

Les vents variant avec la hauteur produisent des modèles de vitesse Doppler à un angle d'élévation constant qui peuvent être interprétés de façon unique. Dans ces situations, le signal réfléchi peut avoir comme origine une combinaison de gradients de réfractivités, insectes ou/et particules de matière dans un air clair ou alors des précipitations sous forme de couches larges et dispersées.

Considérons un profil de vent vertical où la vitesse est constante 45kts (23ms^{-1}) et la direction change uniformément du sud au sol vers l'est à une hauteur correspondant au bord de l'affichage (Figures II.4.(a et b)). Le centre de l'affichage représente la localisation du radar, les vents s'éloignant du radar ont une valeur de vitesse Doppler positive (Rouge et orange Figure II.4.d). Ceux qui se dirigent vers le radar ont une valeur de la vitesse Doppler

négative (Bleu). Lorsque la direction du vent est normale à la direction radiale du radar, la composante de la vitesse Doppler est nulle (Gris).

La figure II.4.c indique comment interpréter la direction du vent le long de la bande de vitesse Doppler zéro en gris.

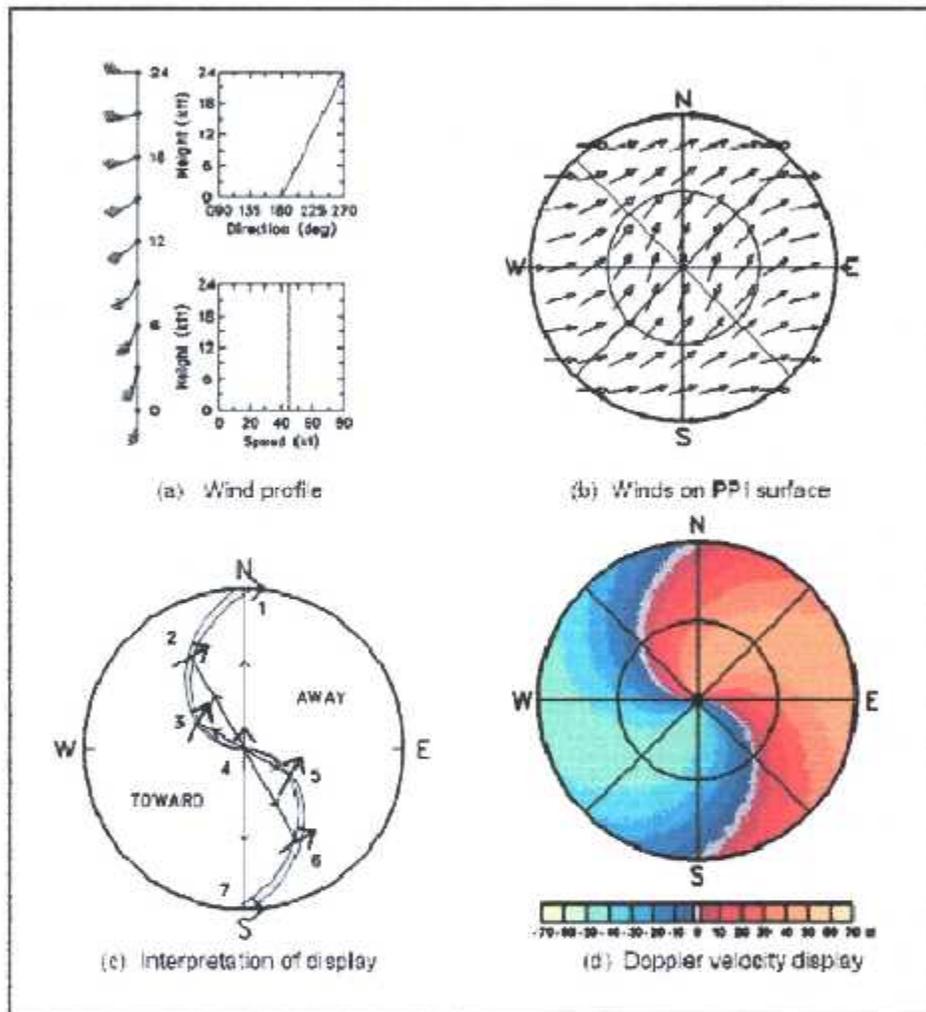


Figure II.4 Vent environnemental

Le profil vertical (a) d'un vent de vitesse uniforme 45kt qui vire avec la hauteur et (b) représente les vecteurs de vent horizontaux correspondants dans un PPI où la hauteur augmente en s'éloignant du centre de l'écran. L'interprétation de la direction du vent le long de la bande (d) de vitesse Doppler zéro grise est montrée dans (c) où les flèches en gras représentent les vecteurs du vent. Par exemple, le long de l'extrémité de l'écran, la vitesse Doppler est zéro quand le radar pointe vers le nord (point 1) et vers le sud (point 7). Cela signifie que le vent souffle de l'ouest vers l'est ou de l'est vers l'ouest, ceci à la hauteur correspondant à l'extrémité de l'écran. Puisque les vitesses Doppler sont négatives le long de l'extrémité ouest de l'écran et positives le long de l'extrémité est, alors le vent souffle manifestement de l'ouest vers l'est à la hauteur de l'extrémité de l'écran.

Lorsque le radar vise le point 2 de la bande zéro, il pointe la direction 330° . La direction du vent en ce point est $90^\circ \mp 330^\circ$. Vu que le vent souffle généralement de l'ouest vers l'est, le vent au point 2 doit être $330^\circ - 90^\circ = 240^\circ$. Des arguments similaires aux points 3, 5 et 6 conduisent respectivement à des directions de vents de $300^\circ - 90^\circ = 210^\circ$, et $120^\circ + 90^\circ = 210^\circ$, et $150^\circ + 90^\circ = 240^\circ$. A l'endroit où est localisé le radar (point 4), la bande zéro est orientée est-ouest. Vu que le vent approche le radar du sud, la direction du vent est de 180° .

La vitesse du vent à une hauteur donnée par les valeurs de vitesses Doppler extrêmes autour d'un cercle de valeurs constant. Dans la Figure (II.4.d), le flux maximum s'éloignant du radar et le flux maximum se dirigeant vers le radar indiquent que la vitesse du vent est constante du sol jusqu'à la hauteur correspondant à l'extrémité de l'écran. Alors le modèle de vitesse Doppler dans cette figure représente uniquement un profil de vent où la vitesse du vent est constante et la direction varie uniformément du sud à travers le sud-ouest vers l'ouest à l'extrémité de l'écran.

Lorsqu'on essaye d'interpréter les modèles de vitesses Doppler comme ceux illustrés sur la figure (II.4.a), il faut se rappeler de deux points importants, à savoir : que le profil vertical des vitesses du vent est responsable de la génération de l'ensemble des modèles, la vitesse du vent de surface est égale à la plus large bande de couleur de vitesse Doppler qui converge vers le radar. Le second point est que le profil vertical de la direction du vent contrôle la courbure des bandes de couleurs.

La vitesse la plus informative pour interpréter la direction du vent est la bande de vitesse Doppler zéro.

II.2.3 Mesures quantitatives de profils verticaux de vents horizontaux

L'interprétation qualitative des modèles de vitesses Doppler uniques obtenus par rotation de l'antenne à un angle d'élévation a été discutée précédemment. Cette section quant à elle investigate une technique de mesures quantitatives à partir des mêmes données dans un temps clair ou bien pluvieux à de multiples angles d'élévation. Pour cette approche, on suppose que le champ de vitesse varie linéairement dans l'espace. Aussi, le mouvement vertical du vent est négligé.

La géométrie du scan radar basique est montrée sur la figure (II.5.a). La mesure de la vitesse Doppler v_d à une hauteur $h = r \sin \alpha$, peut être calculée à partir de la relation :

$$V_d = V_t \sin \alpha - V_h \cos \alpha \cos \beta \quad (II.8)$$

Où V_h est la vitesse horizontale du vent (valeur positive) à une hauteur h et un angle d'azimut β mesuré à partir de la direction du vent supérieure (flux maximum vers le radar), V_t est la vitesse terminale (valeur négative) des particules de précipitation en absence du mouvement vertical de l'air. α indique l'angle d'élévation de l'antenne radar.

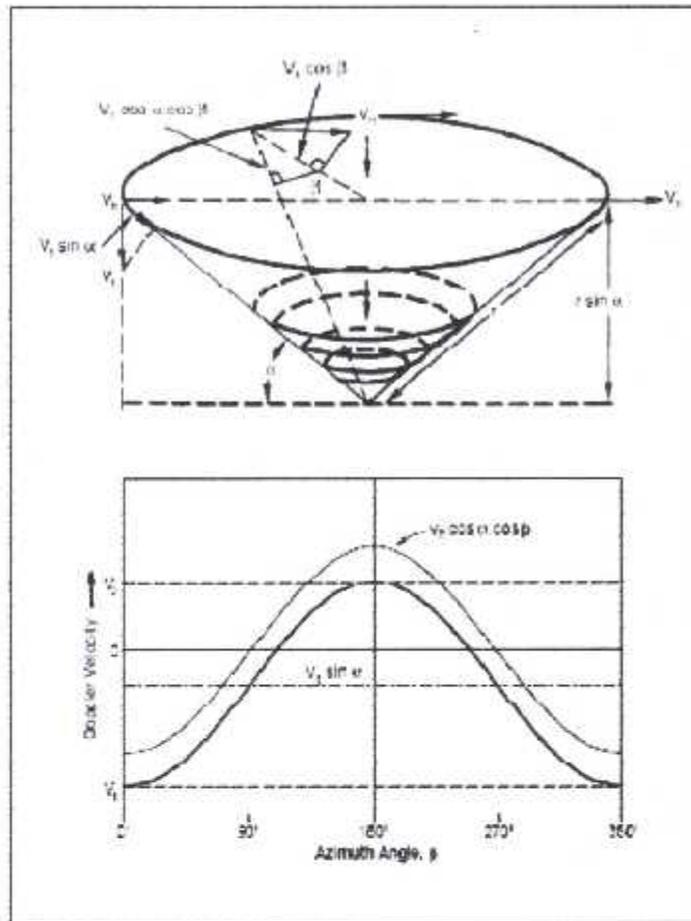


Figure II.5 Mesure du vent via la technique VAD

La courbe sinusoïdale en gras dans (b) représente les valeurs de vitesses Doppler comme étant une fonction de l'azimut, β , mesurée en (a) à une distance oblique, r , et un angle d'élévation, α . La courbe en gras est la somme de la composante Doppler du vent environnemental uniforme ($V_h \cos \alpha \cos \beta$, fine courbe sinusoïdale) et de la composante Doppler de la vitesse terminale de précipitation ($V_t \sin \alpha$, ligne en pointillés).

Si le vent horizontal et la vitesse terminale sont constants autour du cercle de scan alors la vitesse Doppler va varier sinusoïdalement quand l'antenne radar fait une rotation de 360° . La représentation de la vitesse Doppler comme étant une fonction de l'azimut sur la figure (II.7.b) est appelée affichage vitesse azimut (VAD). La courbe sinusoïdale va être centrée par une quantité $V_t \sin \alpha$ due à la contribution de la vitesse terminale des particules de précipitations. Quand l'antenne pointe au dessus du vent ($\beta=0^\circ$), la valeur de la vitesse Doppler est :

$$V_1 = (V_t \sin \alpha - V_h \cos \alpha) < 0 \tag{II.9}$$

Et lorsque l'antenne pointe au dessous du vent ($\beta=180^\circ$), la valeur devient :

$$V_2 = (V_t \sin \alpha + V_h \cos \alpha) > V_1 \tag{II.10}$$

En combinant ces équations, la vitesse à la hauteur h est :

$$\hat{v}_h = \frac{v_2 - v_1}{2 \cos \alpha} \quad (\text{II.11})$$

Par application de calculs similaires à un nombre de hauteurs le long du faisceau radar, on obtient un profil vertical des vents environnementaux.

II.2.4 Modèles associés aux tempêtes convectives

Les variations horizontales du vent lors de tempêtes convectives produisent des modèles de vitesses Doppler uniques qui révèlent des caractéristiques importantes. Deux propriétés importantes sont celles de la rotation et la divergence symétriques comme indiquées sur la figure (II.6).

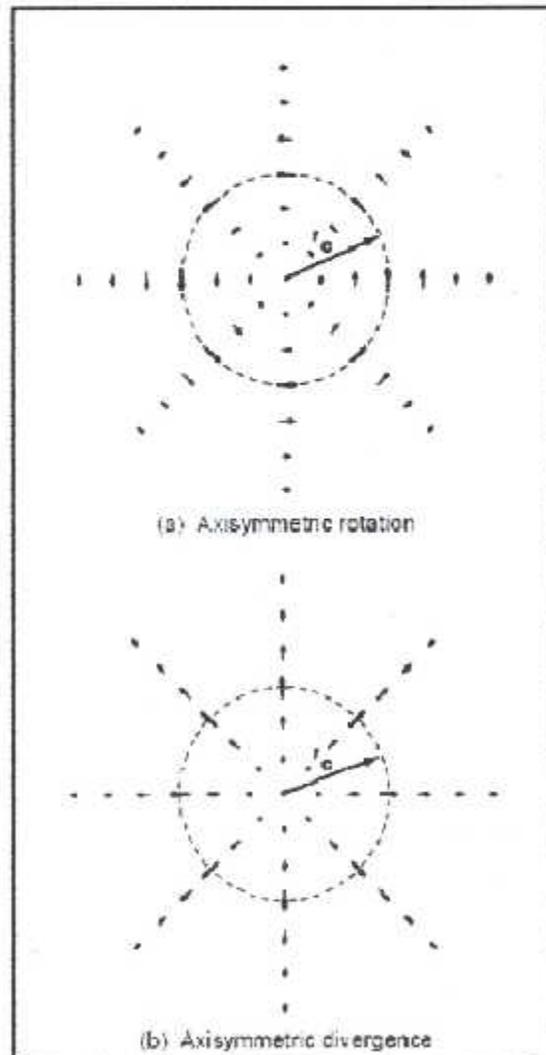


Figure II.6 champ de flux horizontal symétrique

Le champ de rotation sur la figure (II.6) est une bonne approximation pour le mesocyclone qui est une caractéristique proéminente des tempêtes sévères. Lorsqu'un radar Doppler distant scanne à travers un mésocyclone vers le nord, des modèles similaires à ceux de la figure (II.7) sont obtenus.

Puisque le radar Doppler sonde uniquement la composante dans sa direction de vision, la surface grise sur la figure (II.7.a) représente la vitesse Doppler zéro. Sur la droite du centre du mésocyclone, le flux s'éloigne du radar tandis que sur sa gauche, le flux se dirige vers le radar. Un radar Doppler ne sonde aucun flux lorsqu'il visionne un vortex à travers le centre de circulation alors qu'il sonde la totalité du flux dans chaque côté du centre lorsque le flux se dirige ou s'éloigne directement du radar.

Par conséquent, la signature unique de la vitesse Doppler du mesocyclone (ou n'importe quel autre vortex) possède un modèle symétrique de la vision du radar à travers le centre du vortex et a des valeurs extrêmes de signe positif à la radiale r_c , sur chaque côté du centre. Lorsque le vortex est noyé dans un champ de mouvement uniforme, (représentant quelques combinaisons d'un vent environnemental et d'un mouvement mesocyclone), Le mouvement n'est pas circulaire mais le modèle de signature du vortex reste inchangé (figure(II.7.b)) ; la seule différence est que les couleurs ont changé et le centre de la signature non longue est à une valeur de vitesse Doppler nulle. Noter que la rotation (coté gauche de la figure II.7.b) est déplacée vers la gauche du centre du modèle de la signature du vortex (Point noir).

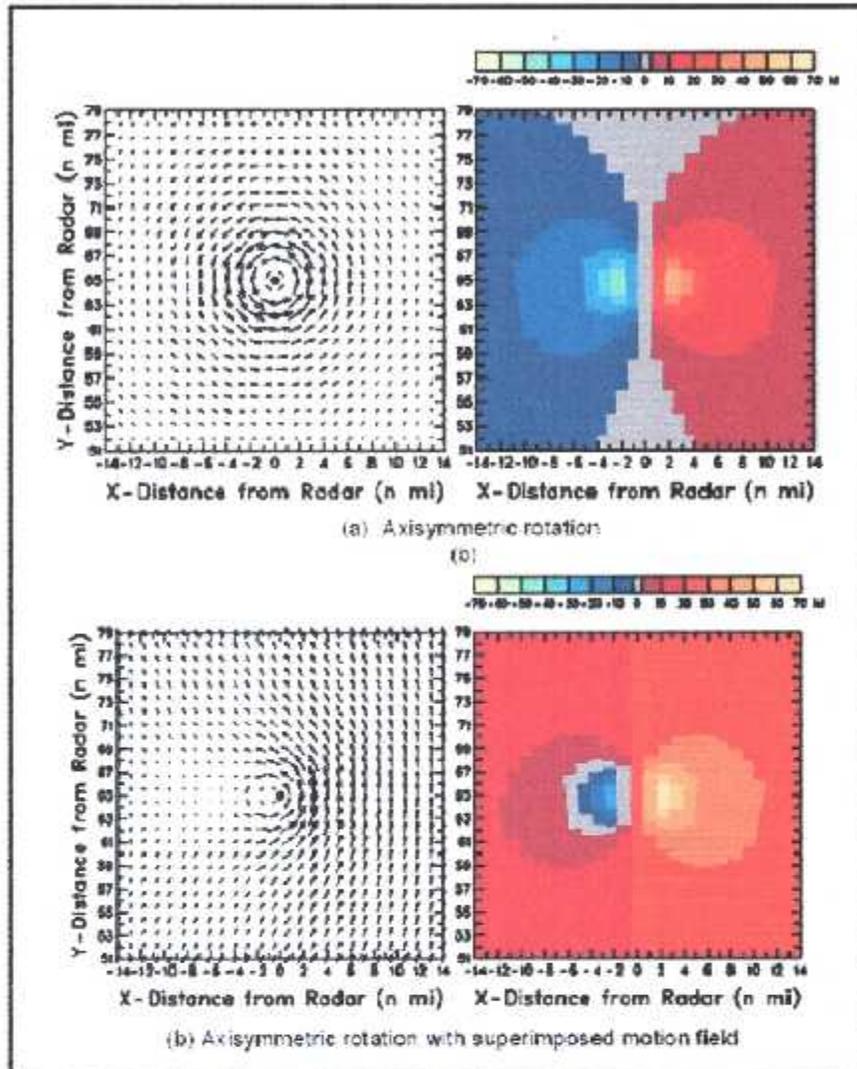


Figure II.7 Signature Mésocyclone symétrique

Le champ de divergence symétrique de la figure (II.6.b) est aussi une bonne approximation de divergence dans la région supérieure des nuages et près du sol.

Le mesocyclone est la circulation dans chaque forme de tornade. On trouve typiquement les tornades résultantes dans la région cor du mésocyclone. Cependant, les tornades les plus larges et les plus près restent inférieures à la largeur du faisceau radar, leurs vitesses rotationnelles sont unies dans le faisceau.

Les vitesses Doppler dans la signature de tornades résultante (TVS) ne reflète ni la taille ni la puissance de la tornade mais quelques combinaisons indéterminables des deux paramètres (Brown et al 1978). Une propriété consistante du TVS est que le pic de vitesses Doppler se rapprochant et s'éloignant du radar sont approximativement à une largeur de faisceau à part.

Une forte TVS est simulée au top de la région cor du mésocyclone, figure (II.8.a). Vu qu'il est petit, le TVS est une propriété proéminente où les couleurs représentent les valeurs de vitesses Doppler extrêmes du signe opposé.

La présence d'une forte TVS située à 0.5 nm (0.9 km) à l'est du mesocyclone, comme illustré sur la figure (II.8.b), est évidente dans la circulation du mesocyclone. Une tornade de taille et de puissance données engendre une signature de vortex (VTS) qui faiblit progressivement avec l'augmentation de la distance du radar. Il n'y a que les plus fortes signatures de vortex tornadiques qui sont évidentes au de là de 60-70nm (111-130km) d'un radar WSR88D.

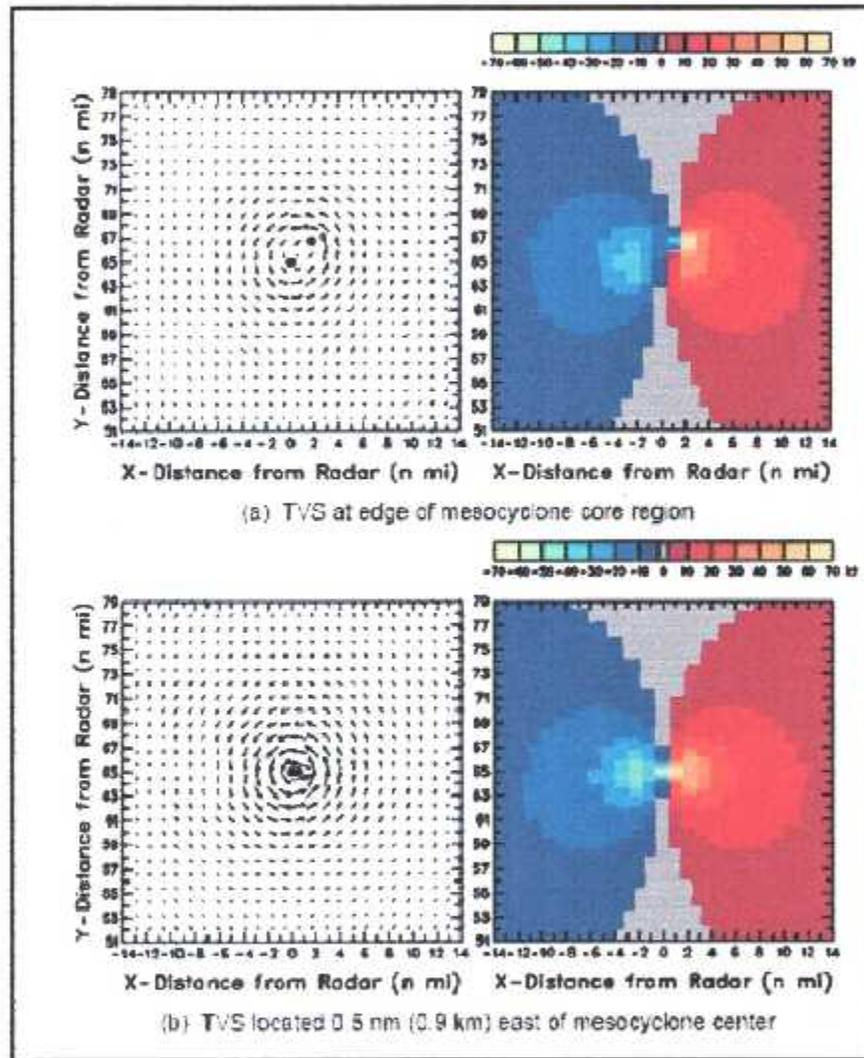


Figure II.8 Signature d'un vortex de tornade dans une signature mesocyclone

II.3. Conclusion

Le radar Doppler ne "voit" que la pluie qui tombe ainsi la connaissance de la réflectivité traitée dans la première partie de ce chapitre est à l'origine de l'identification de la nature des cibles météorologiques et du calcul du taux de précipitation.

Les modèles de vitesses Doppler étudiés dans la seconde partie représentent quelques uns des plus fréquents modèles qui vont être rencontrés. Le développement de l'expertise en interprétation d'affichage requière un entraînement détaillé et une grande expérience. Les principes qui ont été présentés dans cette partie peuvent être utilisés pour déduire les composantes basiques du flux observé.

« ..Souffle, souffle, vent d'hiver; tu n'es pas si cruel que l'ingratitude de l'homme ».

William Shakespeare,



CHAPITRE III :

TRAITEMENT DU SIGNAL RADAR METEOROLOGIQUE

CHAPITRE III : TRAITEMENT DU SIGNAL RADAR MÉTÉOROLOGIQUE

III. 1 Introduction

Le signal reçu sera capté par l'antenne du radar, prétraité (amplification, conditionnement, élaboration des différentes voies), puis numérisé.

Le but du traitement numérique du signal radar est l'étude de son spectre et cela afin de déduire ses caractéristiques, comme il contribue à l'extraction des informations utiles et cela dans le cas de la présence du clutter sol (écho fixe), du bruit, qui doivent être minimisés ou totalement éliminés par plusieurs phases de filtrage.

Les deux approches basiques utilisées dans le domaine de traitement du signal radar, pour l'estimation des caractéristiques spectrales d'un écho météorologiques sont :

- 1- Une approche fréquentielle utilisant l'estimation de la densité spectrale de puissance et,
- 2- Une approche temporelle qui utilise la notion des fonctions d'auto corrélation

Dans le cadre de l'estimation des caractéristiques spectrales d'un écho radar météorologique, plusieurs méthodes ont été élaborées quelques unes feront l'objet d'étude dans ce qui suivra à savoir :

- Méthode pulse pair (domaine temporel) ;
- Méthode de Fourier (domaine fréquentiel) ;
- Méthode autorégressive (domaine fréquentiel) ;

III. 2 Echantillonnage [4]

L'échantillonnage est un critère de passage de la forme continue d'un signal à la forme discrète. Les échantillons de tout signal continu sont convertis en séquences à temps discret selon la formule suivante :

$$V[n] = V(nT_s) = V_s(nT_s)$$

Cette conversion est illustrée par la figure (III.1) :

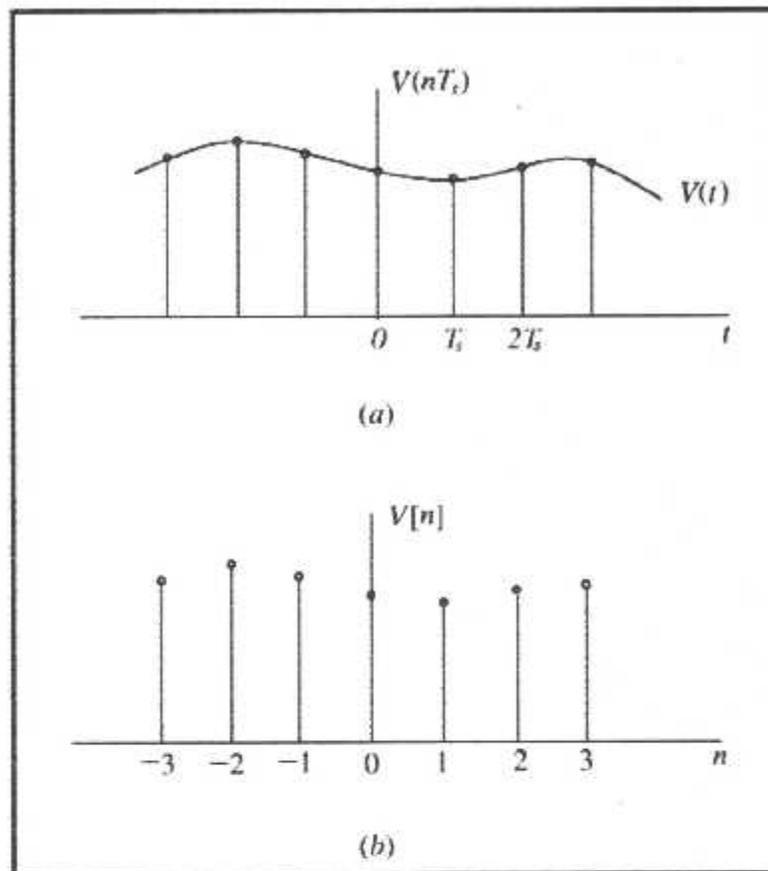


Figure.III.1 Conversion d'un signal continu en un signal discret

Le radar à impulsions est intrinsèquement 'un système de données échantillonnées' puisque les mesures sont discrètes dans le temps et dans l'espace. Le temps correspond au temps de répétition des impulsions (PRT) et l'espace à la profondeur de l'échantillon volumique. L'échantillonnage en temps discret résulte d'un couplage entre la distance non ambiguë maximum et la vitesse non ambiguë maximum associé au radar et l'échantillonnage spatial discret limite l'échelle qui peut être résolue par le radar.

La distance non ambiguë maximum r_a est la distance maximum qu'une impulsion d'onde peut parcourir jusqu'à une cible et revenir au radar avant que la prochaine impulsion ne soit transmise :

$$r_a = \frac{c \text{ PRT}}{2} \quad (\text{III.1})$$

Où « c » est la constante de propagation d'onde (Vitesse de la lumière) ; $c = 3.10^8$ m /s. Par exemple, pour PRT= 1 milliseconde, la distance non ambiguë vaut 150 km.

L'échantillonnage en temps discret s'effectuant à des intervalles de temps PRT limite également la fréquence maximum qui peut être résolue. Le théorème d'échantillonnage de Nyquist explique ce phénomène ainsi certains mécanismes et implications peuvent être interprétés par les considérations suivantes :

La fréquence de Nyquist, f_n , est la fréquence la plus élevée qui peut être résolue par des échantillons espacés de Δt . Elle est donnée par : $f_n = 1/(2\Delta t)$ et correspond à deux échantillons par cycle pour une sinusoïde de fréquence f_n .

- L'échantillonnage de fréquences supérieures à f_n conduit à des erreurs.
- L'échantillonnage de fréquences inférieures et supérieures à f_n est illustré sur la figure suivante :

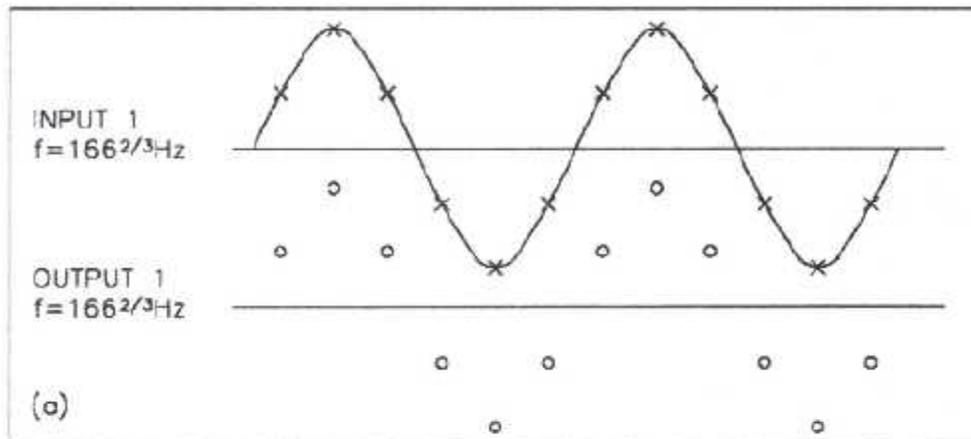


Figure III.2 Fréquence d'entrée inférieure à la fréquence Nyquist.

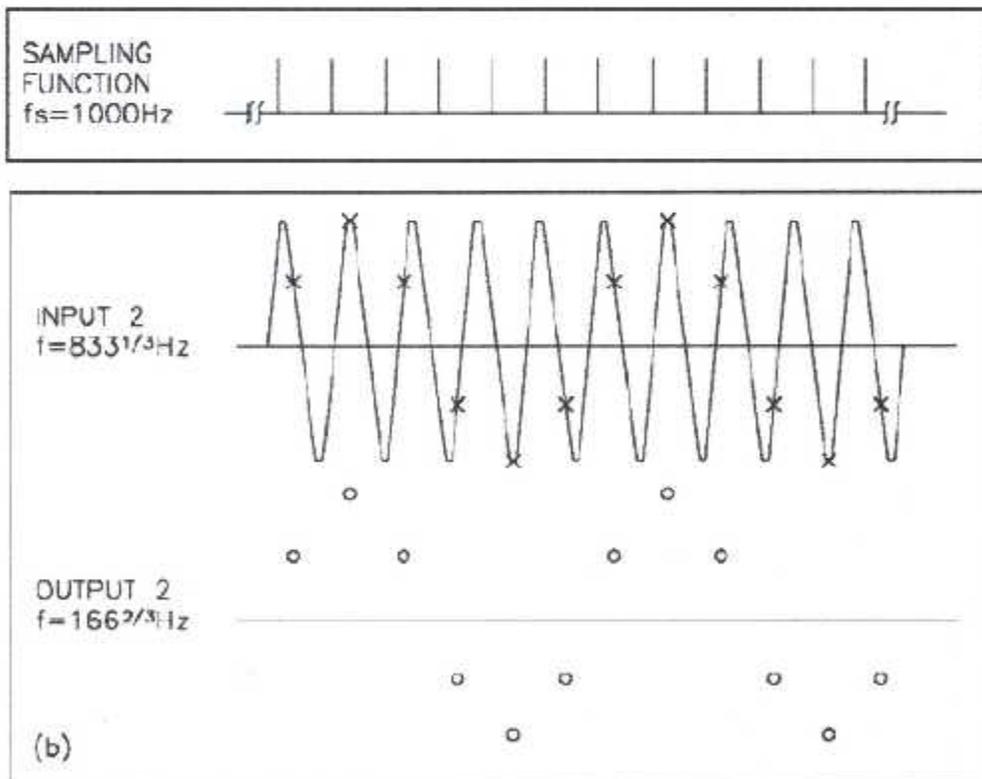


Figure III.3 Fréquence d'entrée supérieure à la fréquence Nyquist.

Considérons le cas (a) où une fréquence de $166 \frac{2}{3}$ Hz est échantillonnée tous les un millièmes de seconde (un taux de 1000 Hz), la fréquence de sortie est $166 \frac{2}{3}$ Hz qui est exactement la même que celle de l'entrée. Considérons maintenant le cas (b) où une fréquence de $833 \frac{1}{3}$ Hz (Supérieure à la fréquence de Nyquist) est échantillonnée à 1000 Hz. La fréquence de sortie est égale à la fréquence d'échantillonnage diminuée de la fréquence d'entrée, elle vaut $166 \frac{2}{3}$ Hz.

Les limitations sur la fréquence non ambiguë maximum, f_n , imposée par le taux d'échantillonnage $f_s = 1/PRT$ résulte d'un couplage entre la fréquence non ambiguë (Vitesse) et la distance non ambiguë vu que les deux sont en fonction du PRT du radar.

Puisque :

$$\frac{2 v_a}{\lambda} = f_n = \frac{1}{2} \frac{1}{PRT} \text{ et } r_a = \frac{c PRT}{2} \quad (\text{III.2})$$

Alors :

$$r_a v_a = \frac{c \lambda}{2} \quad (\text{III.3})$$

Où v_a représente la vitesse non ambiguë.

r_a représente la distance non ambiguë.

Ainsi le produit de la vitesse et de la distance non ambiguë est une constante déterminée par la longueur d'onde du radar. On peut dire que le couplage distance-vitesse est probablement la contrainte la plus importante des radars météorologiques.

III.3 Filtrage [4] [16]

Les radars météorologiques NEXRAD utilisent les filtres elliptiques IIR d'ordre 5 pour atteindre une largeur de bande NOTCH ne dépassant 1 ms^{-1} autour de la vitesse Doppler zéro. Les filtres elliptiques sont caractérisés par des ondulations en passe et stop bande mais pour une ondulation passe bande donnée, et une atténuation stop bande ils sont caractérisés par des bandes Notch étroites comme tous les autres filtres du même ordre.

Avant d'effectuer le calcul de la réflectivité, de la vitesse et de la largeur du spectre, le signal reçu passe à travers un système de verrouillage qui déplace l'intégralité du signal. Ces supprimeurs de clutters prennent l'avantage des propriétés statistiques des signaux réfléchis par des cibles clutters ou stationnaires, qui sont le plus souvent différents des signaux météorologiques et cela afin de supprimer le clutter. Les deux propriétés importantes sont la vitesse Doppler et la largeur du spectre ou corrélations du signal.

Les clutters sols sont habituellement stationnaires, ont une vitesse Doppler moyenne proche de zéro et ont une faible dispersion ou largeur de spectre. Les valeurs typiques des largeurs de spectres valent entre 0.1 ms^{-1} et 0.5 ms^{-1} . Ces valeurs sont suffisamment petites comparées aux largeurs de spectres de la plus part des signaux météorologiques.

Par exemple : la valeur moyenne est de 1ms^{-1} pour (2kt) pour la neige et la pluie fine alors qu'elle est de 4ms^{-1} pour les tempêtes convectives.

Ainsi, comme nous pouvons le voir sur la figure (III.4), un filtre rejeteur de bande avec une encoche autour de la vitesse zéro va rejeter l'intégralité du clutter sans pour autant affecter le signal météorologique aussi longtemps que la vitesse moyenne des particules réfléchissantes est l'encoche de la largeur.

Les supprimeurs de clutters des radars météorologiques Doppler sont équipés d'une encoche sélective allant de 0.5ms^{-1} à 2ms^{-1} (1-4kt) avec un filtre contrôlé par une carte de sites à clutters sélectifs.

Dans le canal Doppler, l'unité va délivrer un pic de suppression d'environ 50 dB et une moyenne de suppression d'environ 40 dB.

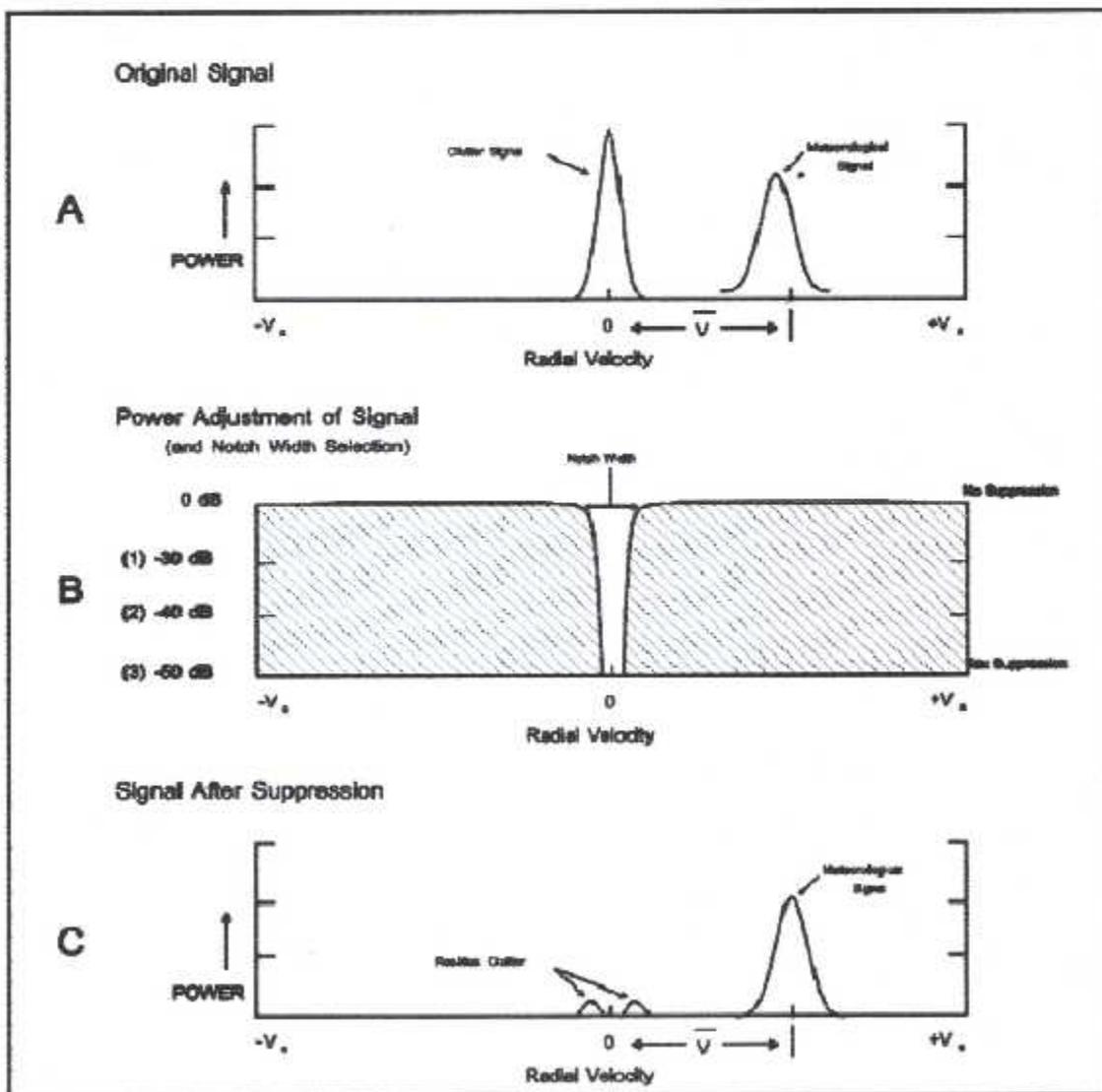


Figure III.4 Modèle simplifié d'un filtre notch

- (a) Le clutter « a » une vitesse moyenne centrée autour de zéro et le signal météorologique est décalé par rapport à zéro à cause de sa vitesse radiale.
- (b) Représente le filtre clutter avec une encoche dans la largeur centrée à la vitesse moyenne zéro. L'échelle représente la réduction de la puissance de zéro (pas de réduction de puissance) à -50dB (réduction de puissance maximum), appliquée dans la largeur de l'encoche
- (c) Un diagramme de la puissance résultante après l'addition algébrique du signal A et le facteur de réduction de puissance de B, (A+B-C)

L'efficacité de la suppression du clutter dépend de la profondeur de l'encoche et de la largeur relative de l'encoche et du signal clutter. En général plus l'encoche est large plus la rejection est large. Cependant dans le canal Doppler, des encoches larges entraînent de larges vitesses minimums qui vont passer sans être affectées. Si le signal météorologique a une moyenne autour de zéro, une portion significative de ce signal va aussi être rejetée.

La magnitude de réjection est généralement moins importante pour un signal météorologique comparé à un signal clutter de même intensité vu que la largeur du signal météorologique est supérieure à celle de l'encoche. Toutefois dans des situations où la largeur du signal météorologique est petite, comme dans le cas de la neige ou la fine pluie, la rejection du signal météorologique peut engendrer de sérieuses distorsions du signal ou une perte totale du signal.

Une autre considération est qu'un résidu d'un signal clutter fort, en présence d'un signal météorologique faible peut conduire à une erreur dans l'estimation du signal. Les estimations de la puissance, de la vitesse moyenne et de la largeur du spectre sont toutes affectées par le résidu mais l'effet sur l'estimation de la vitesse moyenne est probablement le plus important.

La suppression du clutter dans le canal de réflectivité est pareille à celle du canal Doppler dans son design (Un filtre rejecteur de bande avec une encoche autour de la vitesse zéro).

III. 4 Etude d'un processus stochastique [18] [19]

Les processus déterministes et aléatoires sont les deux grandes classes de processus apparaissant selon l'évolution temporelle de ces derniers.

Les processus déterministes sont des processus parfaitement déterminés pouvant être décrits par des modèles mathématiques conformes. Tandis que les processus aléatoires appelés aussi stochastiques suivent une évolution imprévisible caractérisée par des propriétés statistiques du fait de l'impossibilité de les reproduire et de les représenter analytiquement.

III. 4. 1 Moyennes

On peut définir deux types de moyennes :

- **Moyenne statistique** : appelée aussi espérance mathématique

$$M_X(t_0) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} X_i(t_0) \quad (III.4)$$

- **Moyenne temporelle** : Donnée par la formule :

$$\langle X_i \rangle = \lim_{\Delta T \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta T} \cdot \int_{t_0}^{t_0 + \Delta T} X_i(t) \cdot dt \quad (\text{III.5})$$

Les moyennes statistiques ou temporelles sont souvent appelées moments du premier ordre.

III. 4. 2 Variance

La variance représente la moyenne quadratique de l'écart à la moyenne des variables aléatoires considérées, elle est donnée par l'expression suivante :

$$\text{var } X(t_0) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} [X_i(t_0) - m_X(t_0)]^2 \quad (\text{III.6})$$

$$\text{var } X(t_0) = \sigma_X^2 \quad (\text{III.7})$$

σ est l'écart type appelé aussi moment du second ordre

III. 4. 3 Notions de stationnarité et d'Ergodisme

Un processus aléatoire est stationnaire si ses propriétés statistiques d'ensemble ne dépendent pas de l'instant choisi.

La stationnarité au premier ordre se traduit au niveau des moyennes par :

$$\forall t_1, t_2, \dots, t_i : m_X(t_1) = m_X(t_2) = \dots, m_X(t_i) \quad (\text{III.8})$$

La stationnarité au deuxième ordre se traduit au niveau des variances par :

$$\forall t_1, t_2, \dots, t_i : \text{var } X(t_1) = \text{var } X(t_2) = \dots, \text{var } X(t_i) \quad (\text{III.9})$$

La stationnarité au sens strict est difficile à vérifier. Par contre il est possible de considérer qu'un phénomène est stationnaire si ses propriétés statistiques d'ensemble ne dépendent pas de l'instant choisi sur un intervalle de temps grand devant celui du processus.

Un processus aléatoire est ergodique si les moyennes statistiques et temporelles sont identiques.

$$\forall t_0 \text{ et } \forall k, \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} X_i(t_0) = \lim_{\Delta T \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta T} \int_{t_0}^{t_0 + \Delta T} X_k(t) \cdot dt \quad (\text{III.10})$$

III. 4. 4 Fonction d'auto corrélation

Considérons une fonction aléatoire $X(t)$ et la valeur de deux échantillons $X(t_1)$ et $X(t_2)$ aux instants t_1, t_2 . La covariance est définie par :

$$C_{XX}(t_1, t_2) = E[X(t_1).X(t_2)] \quad (\text{III.11})$$

Introduisons le décalage τ entre les instants d'observation : $\tau = t_2 - t_1$. La covariance s'exprime alors par :

$$C_{XX}(t_1, \tau) = E[X(t_1).X(t_1 + \tau)] \quad (\text{III.12})$$

La fonction d'auto corrélation est la covariance d'une fonction aléatoire stationnaire au deuxième ordre :

$$C_{XX}(\tau) = E[X(t).X(t + \tau)] \quad (\text{III.13})$$

La fonction d'auto corrélation d'un processus stochastique ergodique est l'une des propriétés les plus remarquables contribuant à l'extraction de l'information et l'interprétation des processus. Des valeurs de corrélation proches de l'unité indiquent de faibles changements d'un échantillon à un autre avec très peu de nouvelles informations alors que des valeurs de corrélation proches de zéro indiquent des changements considérables d'un échantillon à l'autre avec de nouvelles informations.

III. 5 Estimation des paramètres spectraux [14] [15]

Les méthodes classiques d'estimation de la densité spectrale de puissance ou spectres d'un processus remontent à très longtemps, elles sont fondées sur des procédures qui emploient la transformée rapide de Fourier (FFT), or l'expérience a montré que ces méthodes sont limitées considérablement. De ce fait, les méthodes qui circonviennent la résolution limitée sont d'intérêt.

III. 5. 1 Définition

Les signaux réels sont en effet rarement stationnaires sur une longue période alors nous sommes souvent contraints de limiter le signal à une fenêtre d'observation où il apparaît comme quasi stationnaire, cette fenêtre peut parfois être excessivement courte, alors les coefficients d'auto corrélation $R(m)$ qui sont les versions discrétisées de l'auto corrélation, le spectre $S(f)$ ne peuvent être qu'approximativement connus, ces conditions affectent la qualité du spectre et nous parlons d'estimation spectrale.

Les méthodes non paramétriques sont les méthodes classiques d'estimation de la densité spectrale de puissance, elles consistent à bâtir des estimations point par point de l'auto corrélation et du spectre. La démarche usuelle en estimation spectrale non paramétrique consiste à un estimateur naturel qui est le periodogramme, module carré de la transformée de Fourier de l'échantillon.

Les méthodes paramétriques sont une perspective moderne de l'estimation spectrale, elles consistent à ajouter un modèle aux données observées, les paramètres du modèle caractérisent le signal, nous avons ainsi une connaissance à priori sur le processus physique qui a engendré le signal observé.

III. 5. 2 Calcul des moments spectraux

Dans un volume illuminé et à une certaine vitesse radiale moyenne, les cibles météorologiques ayant des mouvements relatifs entre elles engendrent un spectre Doppler spécifié par un étendu Doppler nommé variance et par une fréquence moyenne décalée par rapport à celle émise.

La puissance reçue, la vitesse moyenne ainsi que la variance sont les trois moments spectraux à estimer par intégration des échantillons du processus stochastique.

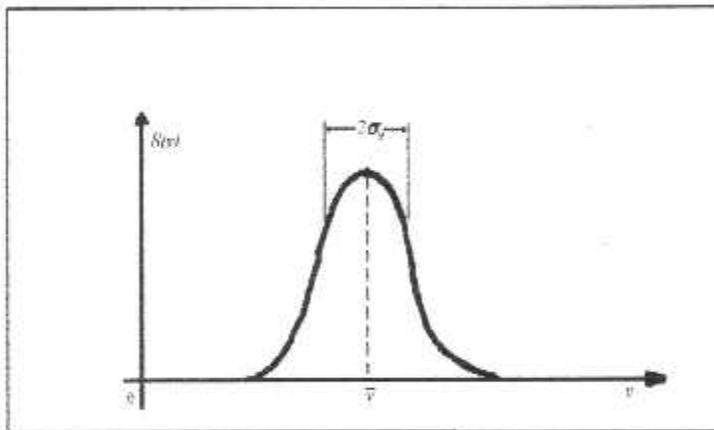


Figure III.5. Spectre Doppler

On peut aisément montrer que le signal réfléchi de cibles météorologiques est de nature est bien représenté par un processus Gaussien. Ceci est une conséquence directe du fait que :

- 1- Le nombre de réflecteurs dans le volume d'impulsion est grand ($> 10^6$);
- 2- Le volume d'impulsion est grand comparé à la longueur d'onde émise
- 3- Le volume d'impulsion est rempli de réflecteurs induisant toutes les phases de 0 à 2π à être réfléchies ; et
- 4- Les particules sont en mouvement en respect l'une pour l'autre à cause de la turbulence, le cisaillement du vent, et leurs vitesses de chute variables.

La superposition des champs électriques réfléchis d'un grand nombre de particules (chacune de phase aléatoire) tend à travers le théorème central limite à un signal de distribution Gaussienne. Vu que les particules sont en mouvement en respect l'une pour l'autre, il y a également un étalement Doppler souvent référé à la variance du spectre Doppler. Enfin, puisque toutes les particules à l'intérieur du volume d'échantillonnage se meuvent avec une certaine vitesse radiale, il ya une fréquence moyenne du spectre Doppler qui est décalée de la fréquence émise.

III. 4. 4 Fonction d'auto corrélation

Considérons une fonction aléatoire $X(t)$ et la valeur de deux échantillons $X(t_1)$ et $X(t_2)$ aux instants t_1, t_2 . La covariance est définie par :

$$C_{XX}(t_1, t_2) = E[X(t_1).X(t_2)] \quad (\text{III.11})$$

Introduisons le décalage τ entre les instants d'observation : $\tau = t_2 - t_1$. La covariance s'exprime alors par :

$$C_{XX}(t_1, \tau) = E[X(t_1).X(t_1 + \tau)] \quad (\text{III.12})$$

La fonction d'auto corrélation est la covariance d'une fonction aléatoire stationnaire au deuxième ordre :

$$C_{XX}(\tau) = E[X(t).X(t + \tau)] \quad (\text{III.13})$$

La fonction d'auto corrélation d'un processus stochastique ergodique est l'une des propriétés les plus remarquables contribuant à l'extraction de l'information et l'interprétation des processus. Des valeurs de corrélation proches de l'unité indiquent de faibles changements d'un échantillon à un autre avec très peu de nouvelles informations alors que des valeurs de corrélation proches de zéro indiquent des changements considérables d'un échantillon à l'autre avec de nouvelles informations.

III. 5 Estimation des paramètres spectraux [14] [15]

Les méthodes classiques d'estimation de la densité spectrale de puissance ou spectres d'un processus remontent à très longtemps, elles sont fondées sur des procédures qui emploient la transformée rapide de Fourier (FFT), or l'expérience a montré que ces méthodes sont limitées considérablement. De ce fait, les méthodes qui circonviennent la résolution limitée sont d'intérêt.

III. 5. 1 Définition

Les signaux réels sont en effet rarement stationnaires sur une longue période alors nous sommes souvent contraints de limiter le signal à une fenêtre d'observation où il apparaît comme quasi stationnaire, cette fenêtre peut parfois être excessivement courte, alors les coefficients d'auto corrélation $R(m)$ qui sont les versions discrétisées de l'auto corrélation, le spectre $S(f)$ ne peuvent être qu'approximativement connus, ces conditions affectent la qualité du spectre et nous parlons d'estimation spectrale.

Les méthodes non paramétriques sont les méthodes classiques d'estimation de la densité spectrale de puissance, elles consistent à bâtir des estimations point par point de l'auto corrélation et du spectre. La démarche usuelle en estimation spectrale non paramétrique consiste à un estimateur naturel qui est le periodogramme, module carré de la transformée de Fourier de l'échantillon.

Les méthodes paramétriques sont une perspective moderne de l'estimation spectrale, elles consistent à ajouter un modèle aux données observées, les paramètres du modèle caractérisent le signal, nous avons ainsi une connaissance à priori sur le processus physique qui a engendré le signal observé.

III. 5. 2 Calcul des moments spectraux

Dans un volume illuminé et à une certaine vitesse radiale moyenne, les cibles météorologiques ayant des mouvements relatifs entre elles engendrent un spectre Doppler spécifié par un étendu Doppler nommé variance et par une fréquence moyenne décalée par rapport à celle émise.

La puissance reçue, la vitesse moyenne ainsi que la variance sont les trois moments spectraux à estimer par intégration des échantillons du processus stochastique.

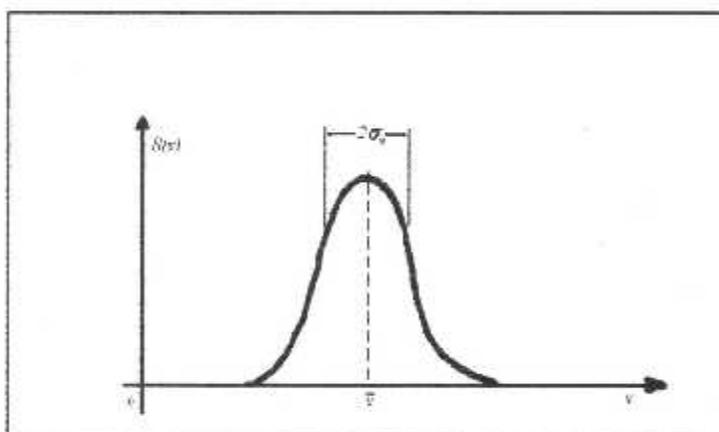


Figure III.5. Spectre Doppler

On peut aisément montrer que le signal réfléchi de cibles météorologiques est de nature est bien représenté par un processus Gaussien. Ceci est une conséquence directe du fait que :

- 1- Le nombre de réflecteurs dans le volume d'impulsion est grand ($> 10^6$);
- 2- Le volume d'impulsion est grand comparé à la longueur d'onde émise
- 3- Le volume d'impulsion est rempli de réflecteurs induisant toutes les phases de 0 à 2π à être réfléchies ; et
- 4- Les particules sont en mouvement en respect l'une pour l'autre à cause de la turbulence, le cisaillement du vent, et leurs vitesses de chute variables.

La superposition des champs électriques réfléchis d'un grand nombre de particules (chacune de phase aléatoire) tend à travers le théorème central limite à un signal de distribution Gaussienne. Vu que les particules sont en mouvement en respect l'une pour l'autre, il y a également un étalement Doppler souvent référé à la variance du spectre Doppler. Enfin, puisque toutes les particules à l'intérieur du volume d'échantillonnage se meuvent avec une certaine vitesse radiale, il ya une fréquence moyenne du spectre Doppler qui est décalée de la fréquence émise.

La densité spectrale de puissance d'un signal météorologique est schématisée sur la figure suivante et peut être interprétée comme suit :

La puissance reçue est tout simplement l'intégrale sous la courbe donnée par l'expression :

$$P_r = \int S(f)df = \int S(v)dv \quad (\text{III.14})$$

La vitesse moyenne est représentée par le premier moment spectral :

$$\bar{v} = \frac{\int v S(v)dv}{\int S(v)dv} \quad (\text{III.15})$$

Le second moment spectral σ_v^2 est donné par :

$$\sigma_v^2 = \frac{\int (v - \bar{v})^2 S(v)dv}{\int S(v)dv} \quad (\text{III.16})$$

Où σ_v est la largeur de vitesse.

Les météorologistes définissent σ_v^2 comme étant la variance à cause de son équivalence computationnelle à une variance d'une variable aléatoire continue. $S(v)$ est analogue à une fonction densité de probabilité de v . Il est clair que le spectre Doppler contient l'information nécessaire pour la mesure d'importants paramètres spectraux.

Dans le cas le plus général, une détection en quadrature de phase est utilisée pour obtenir les parties réelles et imaginaires de l'enveloppe du signal complexe. Ils sont usuellement numérisés en un grand nombre de portes de distance (environs 1000) à la fréquence de répétition des impulsions du radar. Les séries temporelles complexes résultantes dans chaque porte peuvent être traitées grâce à la transformée de Fourier rapide (FFT) pour obtenir une estimation du spectre Doppler à partir duquel la vitesse moyenne et la variance peuvent être obtenues.

III. 6 Méthodes d'estimation spectrale [14] [15]

III. 6. 1 Méthode du PULSE PAIR

L'estimateur pulse pair (pp) fut décrit par Rummler en 1968, c'est une technique efficace d'estimation des paramètres du spectre doppler (figure III.5) à savoir : la puissance, la fréquence (vitesse moyenne) et sa variance. Il est fondé sur la fonction d'auto covariance des échantillons complexes recueillis à la sortie du récepteur doppler.

Nous considérons l'estimateur à auto covariance ou nous utilisons la fonction d'auto corrélation à décalage T_s .

Nous supposons que le spectre doppler du retour météorologique est inclus dans la bande radar non ambiguë $[-\frac{PRF}{2}, \frac{PRF}{2}]$, la fonction d'auto corrélation est reliée à la densité spectrale de puissance $S(f)$ du signal météorologique par :

$$\hat{R}(T_s) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) e^{j2\pi f T_s} df \quad (III.17)$$

La vitesse et la fréquence sont reliées par la relation :

$$f_d = \frac{2}{\lambda} v_r \quad (III.18)$$

Alors :

$$\hat{R}(T_s) = \frac{2}{\lambda} \int_{-\infty}^{+\infty} S(v_r) e^{jT_s v_r \frac{4\pi}{\lambda}} dv_r \quad (III.19)$$

Tenant compte de l'égalité (III.19), la vitesse maximale doppler non ambiguë est limitée dans

$[-\frac{\lambda}{4T_s}, \frac{\lambda}{4T_s}]$, d'où :

$$\hat{R}(T_s) = \frac{2}{\lambda} e^{j\frac{4\pi}{\lambda} T_s v_d} \int_{\frac{\lambda}{4T_s}}^{\frac{\lambda}{4T_s}} S(v_r) e^{j\frac{4\pi}{\lambda} T_s (v_r - v_d)} dv_r \quad (III.20)$$

$S(v_r)$ étant symétrique par rapport à la vitesse moyenne, l'intégrale dans (III.20) est réelle et l'auto corrélation s'écrit

$$\hat{R}(T_s) = |\hat{R}(T_s)| e^{j\frac{4\pi}{\lambda} T_s v_d} \quad (III.21)$$

Avec :

$$|\hat{R}(T_s)| = \frac{2}{\lambda} \int_{\frac{\lambda}{4T_s}}^{\frac{\lambda}{4T_s}} S(v_r) e^{j\frac{4\pi}{\lambda} T_s (v_r - v_d)} dv_r \quad (III.22)$$

Par conséquent :

$$v_d = \frac{\lambda}{4\pi T_s} \arg(\hat{R}(T_s)) \quad (III.23)$$

Sa variance est donnée par :

$$\sigma_v^2 \approx \frac{\lambda^2}{8\pi^2 T_s^2} \left[1 - \frac{R(T_s)}{R(0) - N} \right] \quad (\text{III.24})$$

La largeur spectrale est donnée par :

$$W_v = \frac{\lambda}{2\pi T_s} \left[1 - \frac{\hat{R}_{ZZ}(T_s)}{\hat{R}_{ZZ}(0)} \right] \quad (\text{III.25})$$

III. 6. 1. 1 Estimation de la fonction d'auto covariance

La classe des processus aléatoires stationnaires et ergodiques est suffisamment large pour contenir la plupart des processus utiles en pratique. Cette hypothèse conduit aux formules suivantes d'estimation de la moyenne et de la fonction d'auto covariance :

$$\begin{cases} \hat{m} = \frac{1}{l} \sum_{t=0}^{l-1} x(t) \\ \hat{R}(\tau) = \frac{1}{l-\tau} \sum_{t=0}^{l-t-\tau} x_c(t+\tau) x_c^*(t) \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Avec :

$$x_c(t) = x(t) - \hat{m} \quad (\text{III.27})$$

III. 6. 2 Méthode de Fourier

L'élimination des clutters discrets qui apparaissent à des vitesses isolées des vitesses zéro Doppler fait appel à une technique de filtrage basée sur des algorithmes contrôlés actionnant dans le domaine spectral. Une source commune au clutter discret et le trafic long autour des aéroports.

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 gêne beaucoup l'habileté de la DFT à résoudre deux ou plusieurs signaux qui sont étroitement espacés en fréquence.

Le second inconvénient implique l'utilisation d'échantillon limité 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 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.

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.

III. 6. 3 Modèle de représentation spectrale

La modélisation paramétrique consiste à associer à un signal un modèle, représenté par un vecteur paramètre $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p]^T$ censé représenter au mieux le signal considéré. Etant donné que l'on choisit a priori un modèle pour le signal, cela signifie qu'en général on possède des informations a priori sur le signal lui-même qui permettent de sélectionner tel ou tel modèle. Il s'ensuit que le choix d'un modèle plutôt que d'un autre requiert au préalable une analyse du signal.

L'intérêt d'une modélisation paramétrique est double :

1. elle permet de réduire l'espace de représentation.

On peut ainsi représenter un ensemble de N échantillons par un vecteur de dimension $p \ll N$.

2. elle permet d'extraire de façon plus fine certaines informations. C'est par exemple le cas en analyse spectrale où la modélisation permet d'estimer avec une meilleure résolution.

On trouve de nombreuses applications de la modélisation dans des domaines comme les télécommunications, la mécanique, l'acoustique, le biomédical, le radar, le sonar, etc.

Un processus de modélisation comporte en général 3 étapes :

- a) choix d'un modèle (à partir de connaissances a priori).
- b) estimation des paramètres du modèle à partir des échantillons du signal.
- c) extraction de l'information à partir du modèle.

Dans l'étape c), on substitue complètement au signal son modèle : on suppose que le modèle estimé est correct et on utilise les propriétés théoriques du modèle pour extraire l'information utile. En fait, on utilise le schéma suivant :



III. 6. 3. 1 Estimation des paramètres d'un modèle AR [20] [22]

L'estimation spectrale AR donne l'habileté 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. 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 AR, est qu'elle nécessite un nombre

d'opérations « $Np+6p^2$ 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.

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

III.6.3.3 Méthodes d'estimation

Les méthodes d'estimation des paramètres AR sont fondées soit sur une minimisation de l'erreur de prédiction, soit sur l'algorithme de Burg.

La majorité des méthodes d'estimation des paramètres AR est basée sur les équations de Yule-Walker. Les plus remarquables sont :

- L'algorithme de LEVINSON
- L'algorithme de Burg ; et
- L'algorithme des moindres carrés

III.7. Conclusion

Après les étapes inévitables de l'échantillonnage et du filtrage, nous nous retrouvons face à une variété de méthodes d'extraction des moments caractérisant l'écho météorologique, nous allons déduire la plus rapide et la plus adéquate ;

La méthode paramétrique (AR) qui malgré ses avantages de faible complexité, stabilité du filtre AR (algorithme de Levinson), absence de fenêtrage, stabilité du filtre AR (algorithme de Burg) ainsi qu'une absence de fenêtrage, une meilleure résolution et un faible biais (algorithme de Morf, Marple) présente des inconvénients à savoir estimation des corrélations, fenêtrage du signal, résolution faible (Levinson), dédoublement de raies, biais sur fréquences (Burg), et une stabilité non garantie (Morf, Marple).

Concernant la méthode de Fourier, cette dernière présente des inconvénients de résolution et d'exigence de fenêtrage. Toutes ces raisons ont amené les concepteurs du Radar Doppler à l'équiper d'un calculateur basé sur la méthode Pulse-Pair.

Notre recherche ne sera significative que si nous la concrétisons, et c'est ce que nous réaliserons dans le prochain épisode.

« ...Au milieu de l'hiver, j'ai découvert en moi un invincible été ».

Albert camus.



CHAPITRE IV :

SIMULATIONS DE DONNEES
RADAR ET CALCUL
DE REFLECTIVITE

CHAPITRE 4 : SIMULATIONS DE DONNEES RADAR ET CALCUL DE REFLECTIVITE

IV.1 Introduction

Les pilotes n'ont plus peur de s'aventurer dans les airs puisque les événements climatiques qui jadis étaient perçus autant qu'une *magie noire* ont finalement trouvé une explication rationnelle grâce au génie radar.

La suite de notre travail consiste en une approche pratique. En effet, on sait que l'écho reçu est de nature aléatoire mais vers quelle modélisation doit-on l'approximer afin d'en tirer les paramètres décrivant le phénomène météorologique ? D'autre part, notre signal est entaché de bruit qu'on doit éliminer ou du moins minimiser, alors comment procède-t-on à la réalisation du suppressor ? Et si l'on s'intéressait au calcul de la réflectivité et du taux de précipitation, quelle serait notre démarche ?

Le tableau suivant rassemble les caractéristiques du radar NEXRAD :

Fréquence :	2700 à 3000 Mhz
Largeur d'impulsions:	1.57 et 4.5 μs
Pic de puissance :	750 KW
Fréquence de répétition fréquentielle	
Minimale	318 Hz à 1304 Hz
Maximale	318 Hz à 452 Hz
Gain d'antenne (à 2800 Mhz)	45.5 dB
Balayage de l'antenne :	360°
Taux de balayage:	
Azimuth	36°/s
Zenith	36°/s
Incrémentation azimutale :	1°
Codage de données :	échantillons I et Q à 12 bits
Réjection du clutter :	filtre RII elliptique à 5 pôles
Taux d'incrément de l'antenne	-1° à 45°
Ouverture des lobes de l'antenne	1.9°
Polarisation de l'antenne	circulaire

Figure IV.1 Tableau des caractéristiques du radar NEXRAD

IV.2 Modélisation de l'écho

IV.2.1 Génération des signaux I et Q

Le signal radar, souvent sous forme de train d'impulsions courtes, est généré par l'émetteur et rayonné dans l'espace par une antenne directive qui concentre l'énergie dans un faisceau étroit.

Le cerveau humain est un excellent processeur pour traiter les informations présentées en paires. Nous avons deux yeux et deux oreilles. Généralement on préfère observer avec les deux yeux ouverts et écouter avec les 2 oreilles. Ceci nous procure un champ de vision élargi et une capacité d'écoute tridimensionnelle qui nous permet ainsi de trier les différentes informations de l'environnement qui nous entoure.

La combinaison oreilles/cerveau peut être utilisée pour traiter les signaux d'entrée des détecteurs I-Q comme indiqué sur la figure IV. 2.

Le signal d'entrée est décomposé en deux signaux et mixé avec une paire d'oscillateurs locaux avec une différence de phase de 90°. Ceci implique 2 signaux : le signal I en phase sous forme d'onde cosinus, le signal Q en quadrature de phase représenté par une onde sinusoïdale.

Pour la modélisation Gaussienne, on génère deux séquences d'échantillons déphasées de 90°.

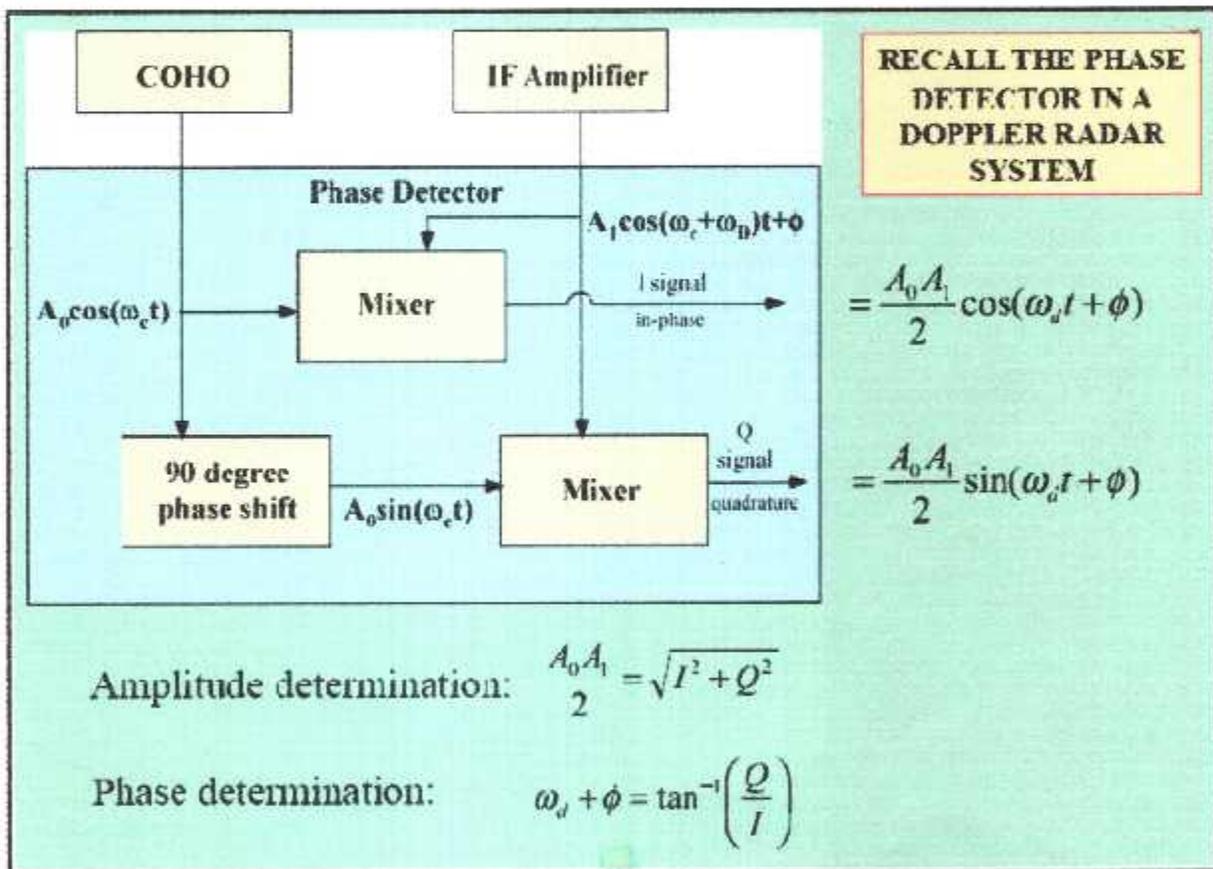


Figure IV.2 Génération des séquences I et Q

IV.2.2 Bruit blanc

Dans le domaine des communications où le but est de transmettre l'information, le bruit est l'écart entre le signal utile transportant l'information qui intéresse le destinataire et le signal reçu effectivement, son effet se fait sentir par une diminution qualitative et quantitative de l'information contenue dans le message.

Le bruit qui perturbe le message radar transmis est un processus de bruit blanc gaussien. Cette hypothèse n'est pas sans fondement. D'une part, le bruit thermique produit par les composants de l'émetteur et du récepteur est représenté adéquatement par une variable aléatoire gaussienne. D'autre part la théorie des probabilités nous enseigne que la densité de probabilité de la somme de n variables aléatoires indépendantes tend vers une densité gaussienne quand n croît indéfiniment. Ce principe peut être utilisé dans le cas des systèmes de communications car l'on peut imaginer bien des situations où une multitude de phénomènes aléatoires indépendants combinent leur effet pour perturber le canal de transmission.

IV.2.3 Modélisation par la loi gaussienne

Un signal dont la densité spectrale de puissance suit une loi de distribution gaussienne a été généré ceci étant le cas idéal où le signal est pur, cette situation est représentée par le spectre « en vert » de la figure (IV.3), or la réalité est tout autre vu la nature omniprésente du bruit, ce qui nous a amené à bruiser notre spectre par un bruit blanc, la superposition du signal et du bruit est donnée par le spectre « en bleu » de la figure (IV.3). Notons que ces opérations ont lieu dans le domaine fréquentiel d'où le passage vers le domaine temporel exige l'application de la transformée de Fourier inverse donnant naissance aux séries temporelles I et Q illustrées dans la figure (IV.4). On donne également les caractéristiques radar utilisées pour la simulation :

- $f_i = 5.6 \cdot 10^9$ Hz (fréquence du signal émis)
- $\lambda = 3 \cdot 10^8 / f_i$ m (longueur d'onde du signal émis)
- $T_s = 1/2000$ s (période d'échantillonnage PRF)
- SNR = 10 dB (Rapport signal sur bruit)
- $n_{data} = 256$ (Nombre de points (échantillons))
- $V_r = 5$ ms⁻¹ (vitesse radiale de l'écho)
- $V_a = \lambda/4 T_s = 26.78$ ms⁻¹ (Vitesse ambiguë)
- $\text{Sig} = 1$ ms⁻¹ (largeur du spectre Doppler)
- $p_p = 250 \cdot 10^3$ Watt (puissance du signal émis)

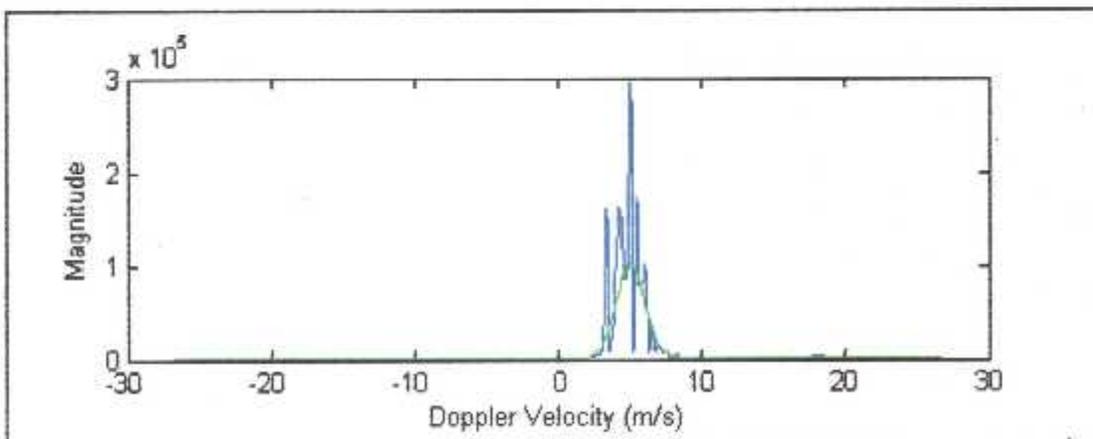


Figure IV.3 Simulation d'un spectre pur et d'un autre bruité (modélisation gaussienne)

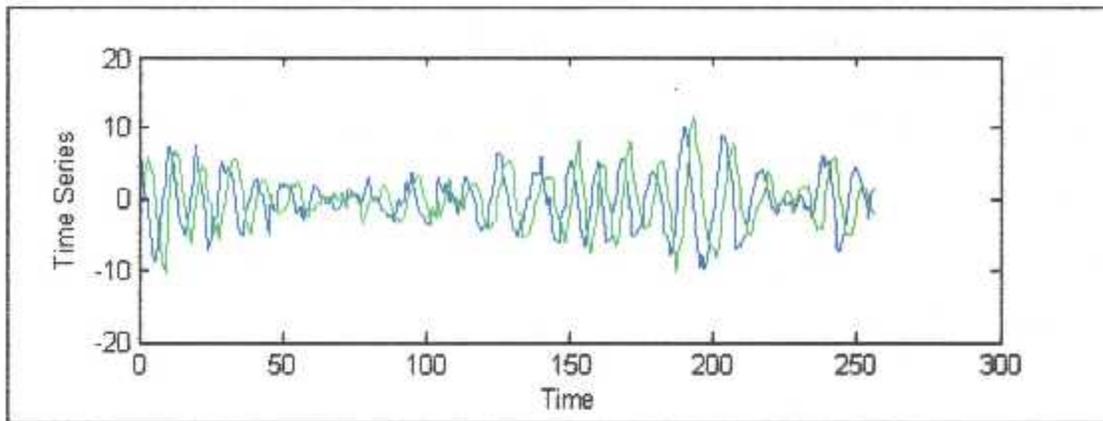


Figure IV.4 Simulation des séquences I et Q (modélisation gaussienne)

Les travaux élaborés par R.J.Keepler et R.E.Passarelli, ont démontré que le modèle de distribution Gaussienne n'est pas toujours recommandé pour la modélisation d'un écho radar météorologique en basse altitude et en présence d'un bruit impulsif provenant des véhicules même des objets présents sur les aérodromes. Tout bruit sera représenté sur le spectre Doppler par des imperfections spectrales.

Pour une meilleure représentation d'un tel écho météorologique radar, on développera une loi appelée loi Alpha-Stable Filter.

IV.2.4 Modélisation par la loi Alpha stable

La loi Alpha-stable est définie comme étant une gamme de plusieurs distributions comprises entre celle de Cauchy et Gauss (loi de Lévy), en fait elle inclut la distribution de densité Gaussienne tant que cas particulier ($\alpha = 2$). Le but de son introduction 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. Sa fonction caractéristique est donnée par :

$$F(\omega) = \exp(\delta j\omega - \gamma |\omega|^\alpha) \quad (\text{VI. 1})$$

Où les paramètres α , γ et δ décrivent complètement une distribution stable.

L'exposant caractéristique α peut prendre des valeurs dans l'intervalle $[0,2]$. γ et δ sont des paramètres de dispersion. γ est toujours positif (Dans le cas gaussien, la variance = 2γ).

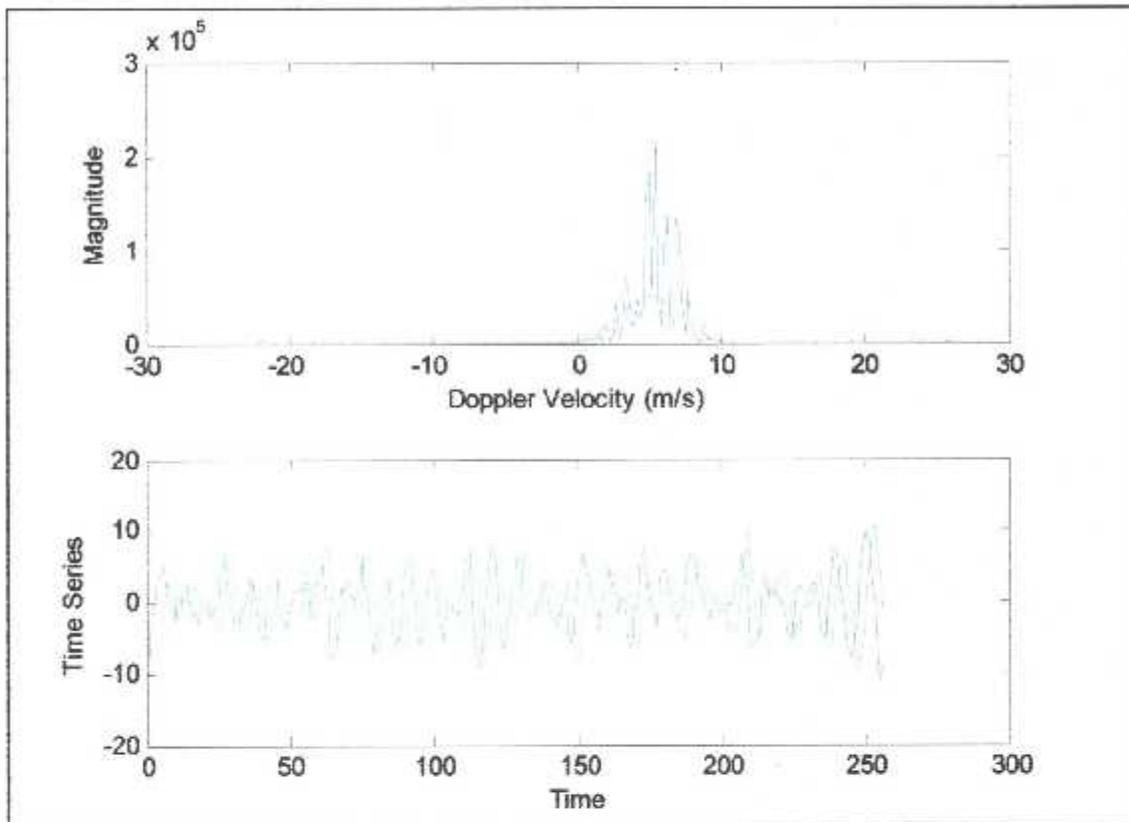


Figure IV.5 Spectre de puissance et signaux I et Q (modélisation Alpha Stable)

D'après la figure ci-dessus nous constatons que la caractéristique principale d'une fonction stable non gaussienne présente un spectre plus large que celui de la densité normale.

On attire l'attention sur la présence du bruit sur le spectre Doppler de puissance de la perturbation météo. Les spikes représentant le bruit sont d'autant plus nombreux que ceux de la modélisation gaussienne.

IV.3 Elimination du clutter

Un canal de communications est soumis à une foule d'aléas qui causent inévitablement des erreurs dans le message obtenu au récepteur. Si l'on ne peut éliminer complètement l'occurrence des erreurs, on peut néanmoins agir au niveau de la conception du système de communications afin de minimiser l'effet de ces aléas, c'est-à-dire du clutter, sur l'écho transmis.

La figure suivante représente le spectre d'un écho radar en présence du bruit et d'un clutter à une fréquence de 50Hz.

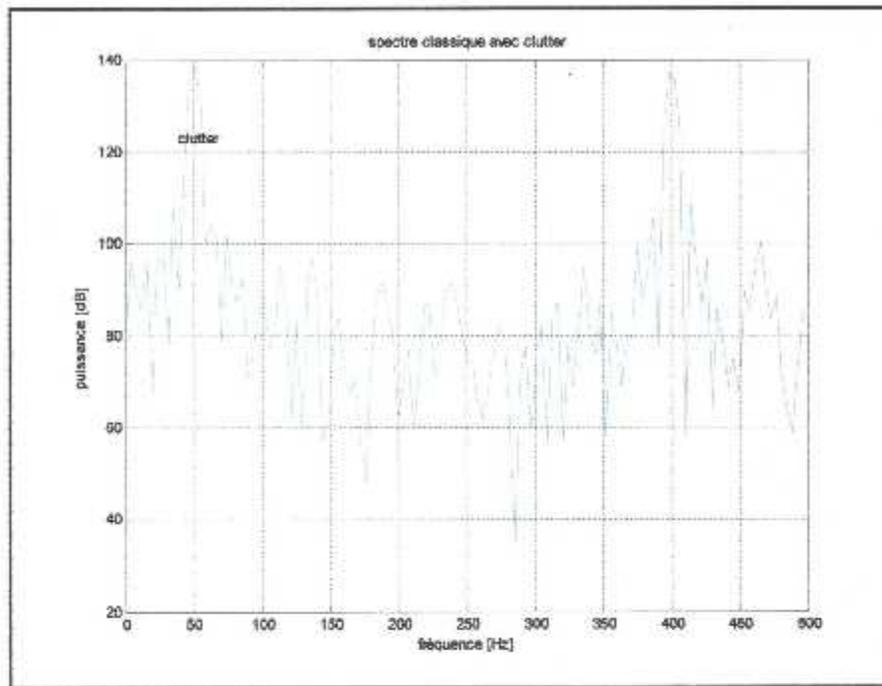


Figure IV.6 spectre classique avec clutter à 50 HZ

Le radar pulse Doppler emploie le traitement cohérent pour rejeter le clutter, performer la détection et aider à la discrimination ou la classification d'une cible.

IV.3.1 Conception des filtres

Notre signal météorologique utile est détérioré par la présence de bruit et des clutters. Contrairement au bruit qui est de nature aléatoire, les clutters sont considérés comme étant des cibles indésirables à éliminer par des filtres elliptiques. Une étude détaillée des filtres IIR est proposée dans l'annexe.

Nous allons concevoir deux filtres elliptiques pour la rejection du clutter présent dans les signaux captés par les radars terrestres.

IV.3.2 Filtre ordre 4

Le premier est un filtre elliptique réjecteur du 4^{ème} ordre à largeur de bande équivalente à 1m/s autour de la fréquence du clutter, le filtre elliptique présente des ondulations dans les bandes passante et atténuée qui peuvent être réduites ou accentuées, pour un certain taux d'ondulation (atténuation en dB) on peut acquérir la réjection la plus serrée possible, dans cette simulation nous proposons :

$$R_p = 0.1 \text{ dB}$$

$$R_s = 20 \text{ dB}$$

Où R_p et R_s sont des ondulations contenues respectivement dans les bandes passante et atténuée. Nous avons opté pour la réalisation d'un filtre coupe bande décrit par Sa fonction de transfert :

$$\frac{0.9128 - 3.4952Z^{-1} + 5.1714Z^{-2} - 3.4952Z^{-3} + 0.9128Z^{-4}}{1 - 3.6758Z^{-1} + 5.2243Z^{-2} - 3.3955Z^{-3} + 0.8537Z^{-4}} \quad (\text{VI. 2})$$

Ses réponses fréquentielle et impulsionnelle : Celles-ci sont illustrées dans les figures ci-dessous :

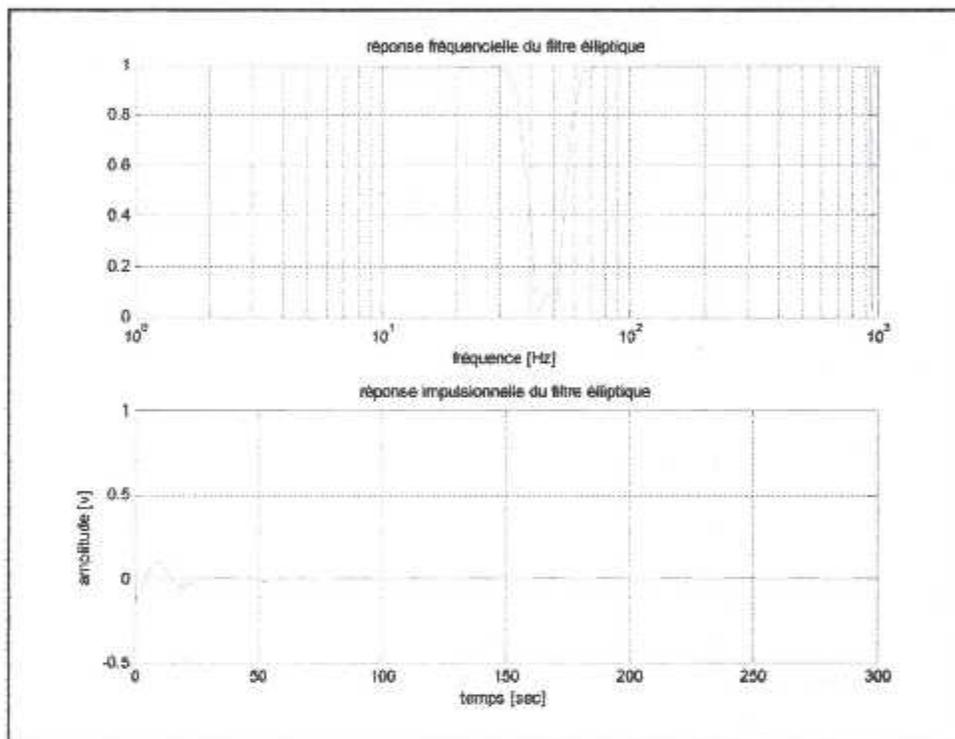


Figure IV.7 Réponses impulsionnelle et fréquentielle du filtre elliptique
Ordre 4, $f_c = 50$ Hz

- Confirmation de stabilité

Evidemment, cela renvoi aux mathématiques où l'on retrouve alors la condition classique que les pôles de la transformée en z doivent tous être à l'intérieur du cercle de rayon unité pour assurer la stabilité.

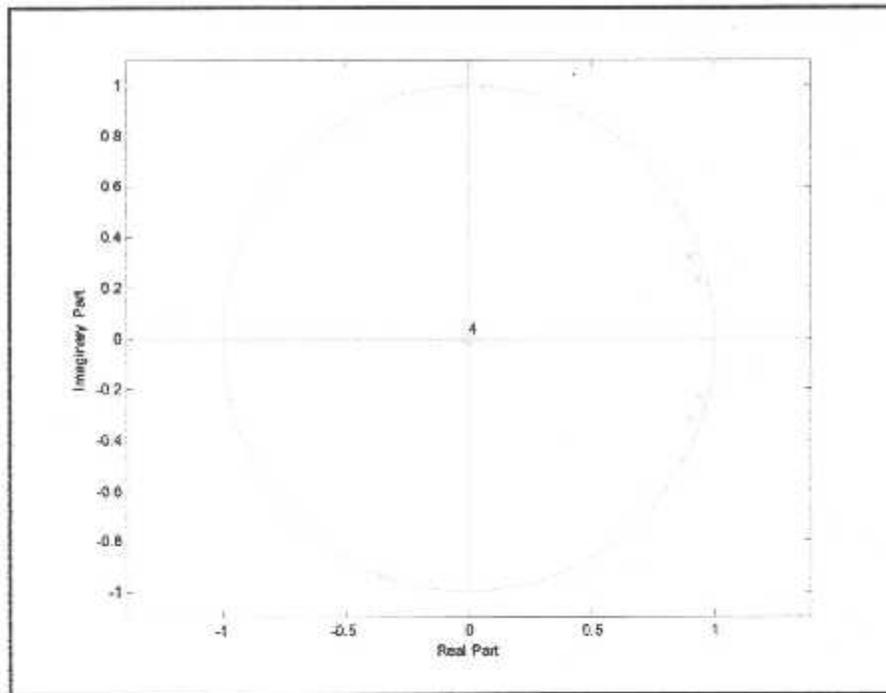


Figure IV.8 Stabilité du filtre elliptique

On voit clairement d'après la figure ci-avant que les pôles appartiennent au cercle unité, ce qui confirme la stabilité de ce filtre.

- Filtrage du signal

Après vérification de la stabilité appliquons notre filtre à l'écho radar et voyons le résultat :

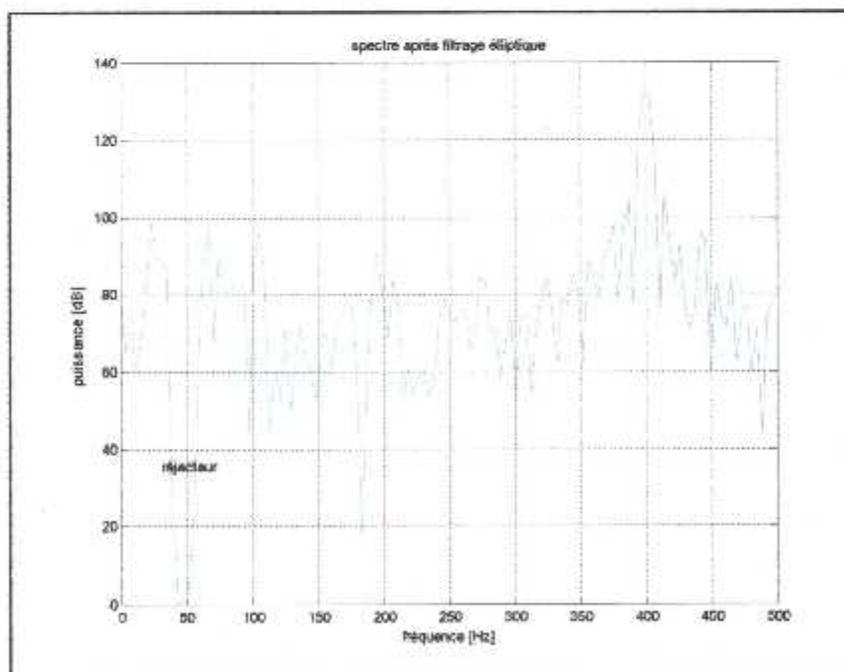


Figure IV.9 Application du filtre elliptique
Ordre 4 pour l'élimination du Clutter présent à 50Hz

Il est clair d'après la figure ci-dessus que le clutter est réellement éliminé. Ces résultats satisfaisants ont été rendus possibles grâce à la forme de rejection très serrée offerte par les filtres elliptiques du quatrième ordre où une variation équivalente à 1m/s autour de la vitesse à éliminer est maintenue.

IV.3.3 Filtre d'ordre 5

Une seconde approche qui consiste à concevoir un filtre elliptique passe haut du cinquième ordre se présente dans le cas où le clutter sol se situe aux alentours du zéro Doppler.

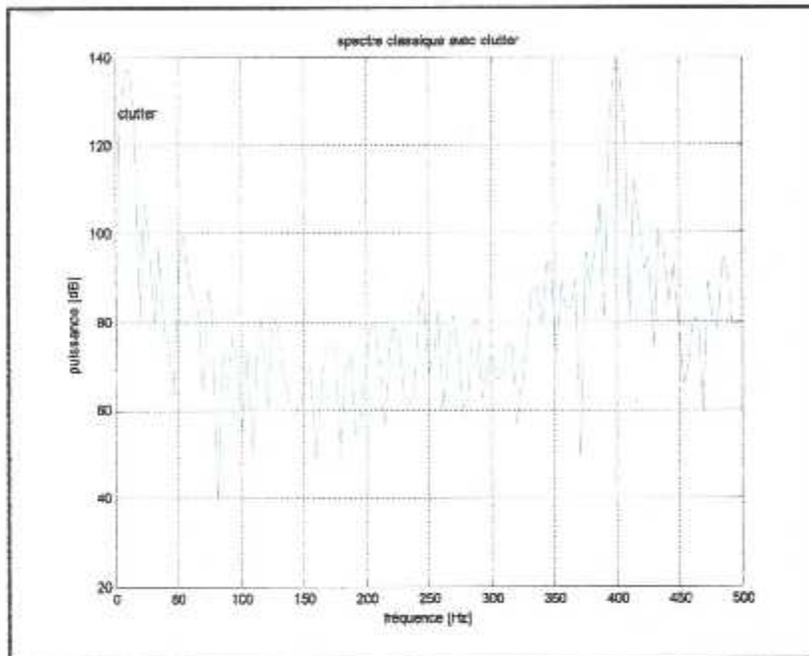


Figure IV.10 Spectre classique avec clutter à 10Hz

Notre filtre est à des valeurs d'ondulations valant :

- $R_s = 50$ dB
- $R_p = 0.1$ dB

Et déterminé par sa fonction de transfert :

$$\frac{0.6423 - 3.1848Z^{-1} + 6.3430Z^{-2} - 6.3430Z^{-3} + 3.1848Z^{-4} - 0.6423Z^{-5}}{1 - 4.0846Z^{-1} + 6.7720Z^{-2} - 5.6765Z^{-3} + 2.3995Z^{-4} - 0.4075Z^{-5}} \quad (\text{VI. 3})$$

Aura comme réponses fréquentielle et impulsionnelle :

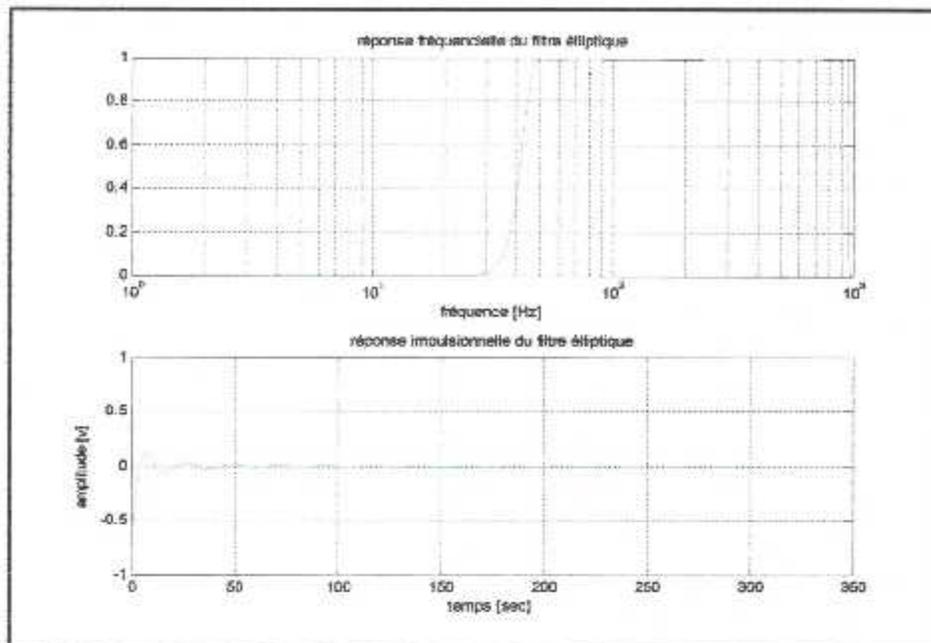


Figure IV.11 Réponses impulsionnelle et fréquentielle du filtre elliptique passe haut, ordre 5, Clutter à 10 Hz et une largeur de bande de 1 m/s

- Confirmation de stabilité

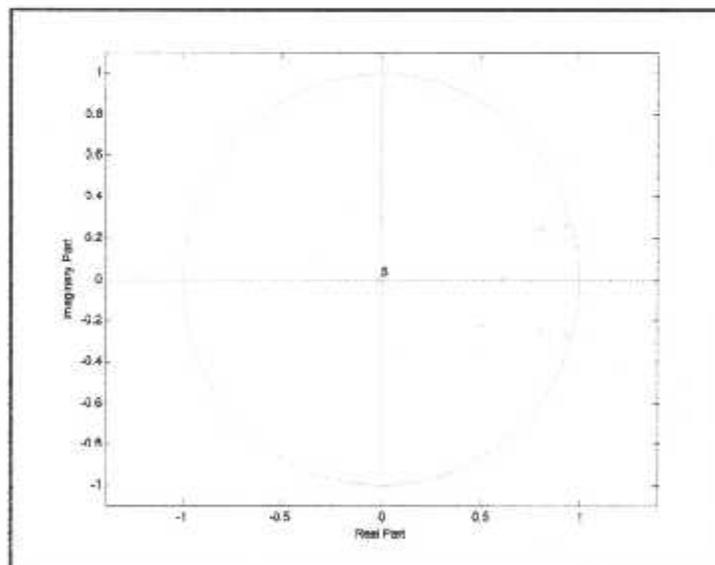


Figure IV.12. Stabilité du filtre elliptique passe haut

De manière analogue au filtre du quatrième ordre, on constate d'après la figure ci-avant que les pôles sont à l'intérieur du cercle unité, ce qui confirme la stabilité de ce filtre.

- Filtrage du signal

Le clutter présent aux alentours de zéro Doppler dans l'écho radar est sujet à un filtrage stable. La figure ci-après montre l'élimination effective du clutter.

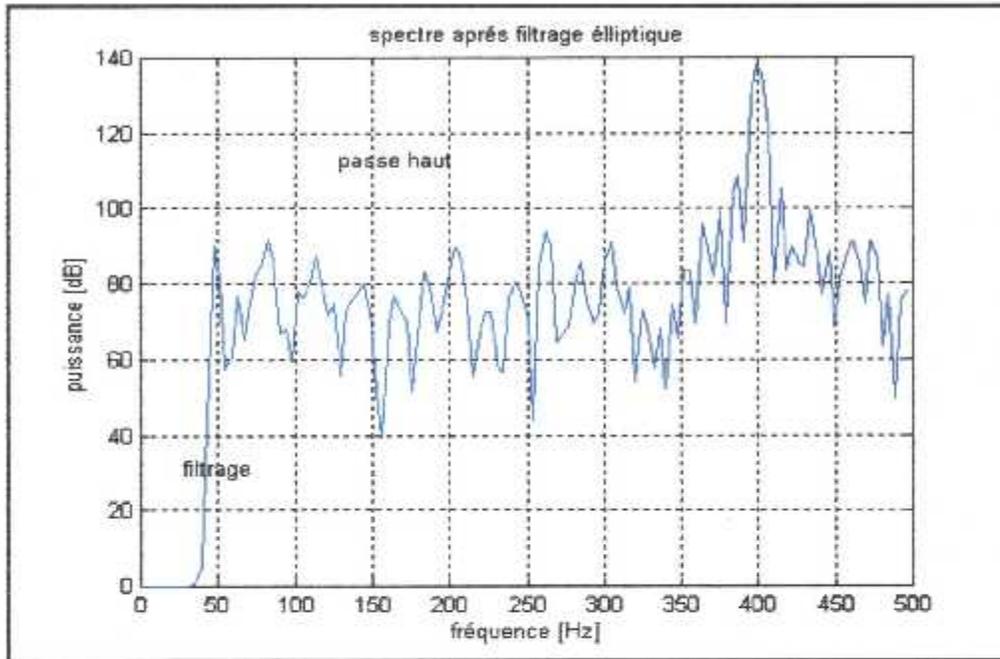


Figure IV.13 Application du filtre elliptique passe haut

IV.4 Application de l'algorithme PULSE PAIR

L'algorithme Pulse Pair appelé également technique de covariance ou d'auto corrélation complexe dans le domaine temporel. C'est un estimateur de la vitesse moyenne, de la puissance du spectre Doppler de l'écho et de sa variance. Cette technique est basée sur l'estimation de l'auto covariance des signaux I et Q retournés de l'impulsion Doppler reçue.

Unermithe et Groginsky (1972) étaient les premiers à avoir utilisé cette technique sur des processeurs de signaux et sur des radars météorologiques.

Appliqué au radar terrestre, nous aurons les résultats rassemblés dans le tableau suivant pour SNR=10 dB et PRF 1000 Hz :

Fréquence doppler	Fpp	Vpp	Largeur du spectre
400 Hz	397.4239 Hz	10.6453 m/s	14.9764 Hz
50 Hz	50.5709 Hz	1.3564 m/s	2.7575 Hz

Figure IV.14. Tableau des résultats de la méthode pulse pair

Cet algorithme a l'avantage d'être très rapide pour le calcul de l'ensemble des paramètres à estimer. Ce temps est évalué à 2.36 s pour l'ensemble des opérations.

La vitesse de convergence est rapide, vu que l'ensemble des estimations convergent dès la quatrième itération.

IV.5 Exemple de calcul de réflectivité et de taux de précipitations à partir de données réelles

1. Acquisition des données

Nous avons comme source, des données d'un radar WSR-88D recueillies par l'université d'Oklahoma (USA). Elles sont sous format (mat) prêtes à être manipulées dans notre environnement de travail.

Ces données contiennent plusieurs variables incluant un vecteur complexe X à double précision ayant des dimensions de $90 \times 475 \times 50$ (pour le premier fichier de données), elles ont été collectées dans un PPI standard à 90 angles d'azimut et 475 cellules de distance. Noter que ces nombres changent pour les différents fichiers de données. La dimension 50 correspond au nombre des échantillons de données I et Q.

2. Représentation des signaux I et Q

On trace les données $I(t)$ et $Q(t)$ pour différents exemples d'angles d'azimut et de cellules de distances. Par exemple après avoir tracé la cellule 100 et le second angle d'azimut nous constatons que ces deux valeurs particulières correspondent à un fort écho météorologique pour le premier fichier (iqdata1.mat) comme illustré dans la figure (IV.15)

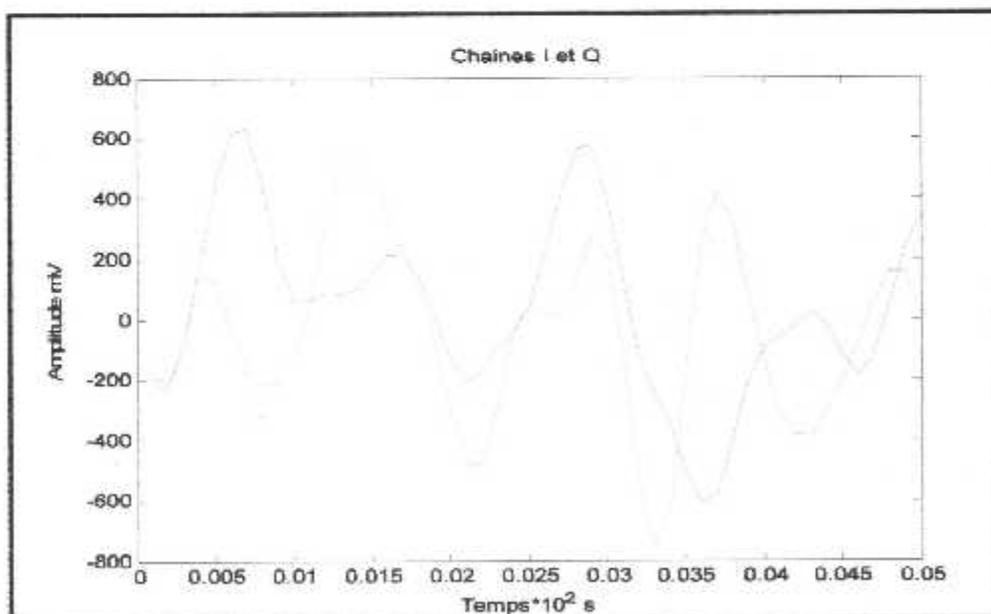


Figure IV.15 Chaines I et Q pour un écho météorologique fort

Pour deux autres valeurs d'azimut et de cellule de distance valant respectivement 50 et 5, on remarque la présence d'un clutter sol comme montré sur la figure (IV.16)

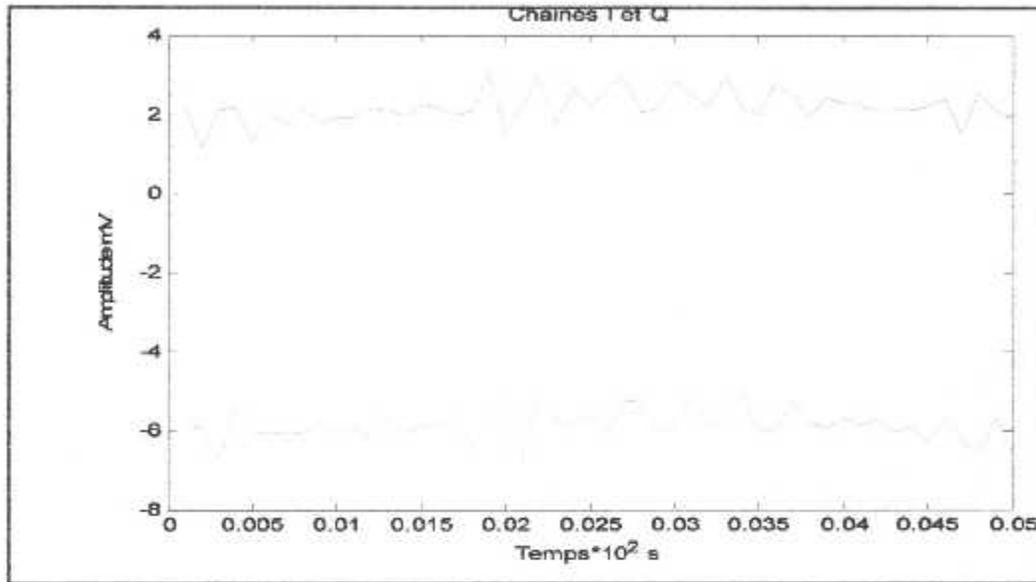


Figure IV.16 chaînes I et Q en présence d'un clutter sol

On attire l'attention sur le fait que l'allure des signaux I et Q extraits à partir des données réelles n'a pas une forme aussi parfaite que celle des séries temporelles simulées auparavant, ceci est dû à la présence de maintes perturbations dans le cas réel.

3. Calcul de puissance

Pour toutes les cellules de distances et les angles d'azimut, un simple estimateur de puissance est obtenu en sommant les carrés de chacun des 50 points des séries temporelles I et Q, il s'écrit sous la forme :

$$Power = \frac{1}{50} \sum_{n=1}^{50} |v(n)|^2 \quad (IV.4)$$

Où $v(n)$ est $I(n)+jQ(n)$ est sauvegardé dans la matrice X .

4. Représentation graphique de la puissance

A partir des informations d'angle d'azimut (`az_set`) et celles de la distance (`dclr` et `r_min`) pour chaque pixel nous allons convertir les coordonnées polaires en coordonnées rectangulaires et tracer les estimations de puissance.

Les résultats sont semblables à ceux d'un affichage PPI en code couleurs dont chacune interprète une valeur bien précise de la puissance comme on peut le voir sur la figure (IV.17) :

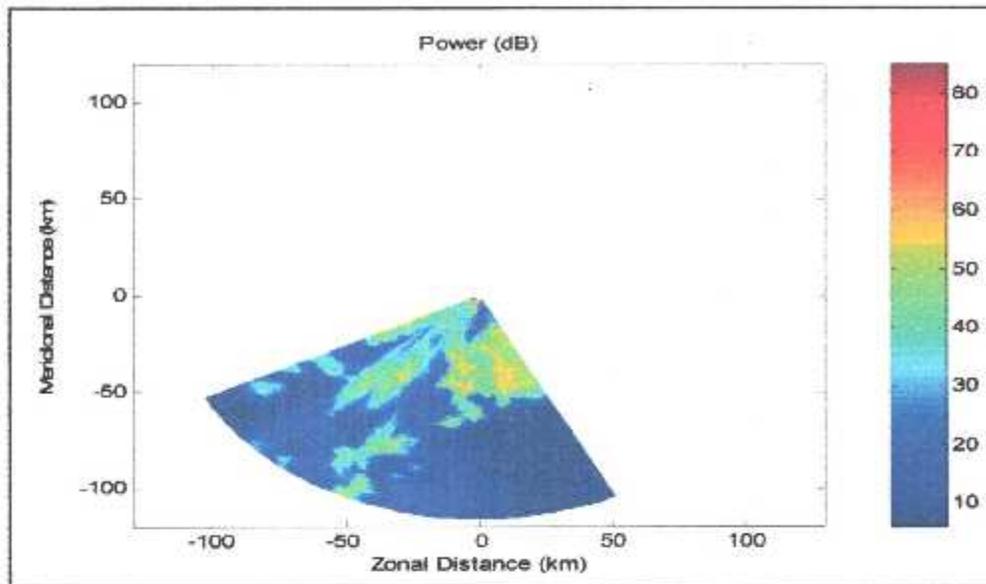


Figure IV.17 Représentation graphique de la puissance

5. Calcul de réflectivité

A partir de la relation du radar (équations (II.3) et (II.4)), il est possible de convertir la puissance P_r en facteur de réflectivité (dBz) par la simple manipulation suivante :

$$10 \log[Z] = 10 \log[P_r] + 20 \log[l] + 20 \log[r] - 10 \log[C] \quad (\text{IV. 5})$$

Où C est le facteur de calibration du radar.

Nous allons exploiter des données PAR de juin 2005 et tenter d'estimer Z .

On admet que pour la bande S, nous allons ignorer les pertes dues à l'atténuation ($l=0$). La calibration du système est obtenue en comparant nos valeurs de puissances au facteur de réflectivité d'un radar WSR88D bien calibré. Le site le plus adéquat sera KTLX à la ville d'Oklahoma. Des images KTLX sont disponibles pour les mêmes dates et heures que les données PAR.

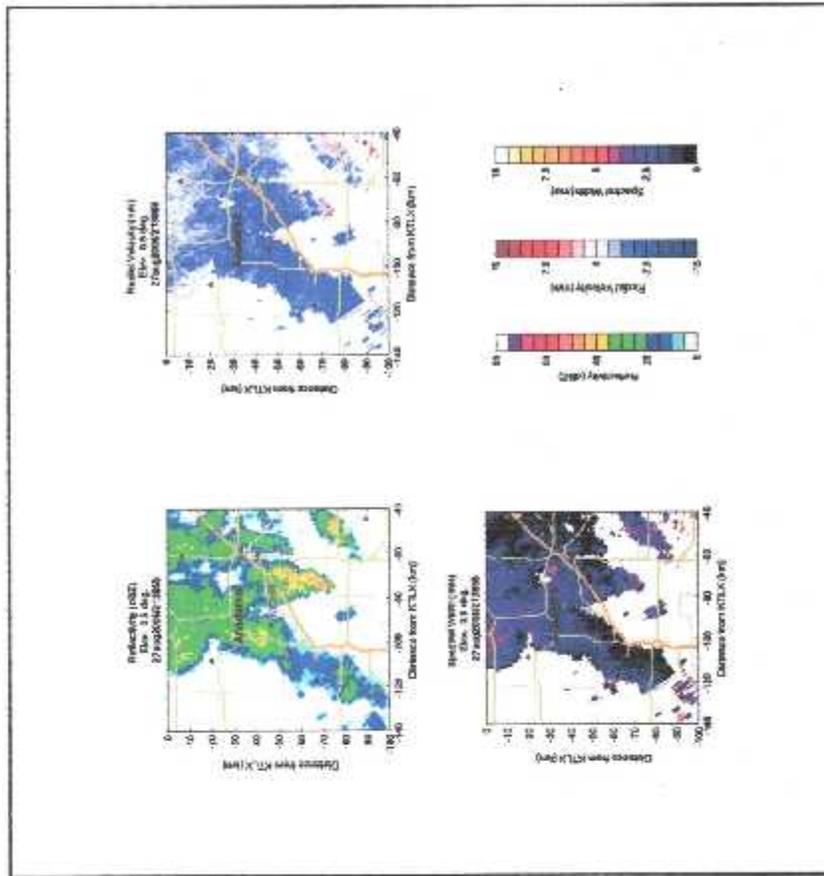


Figure IV.18 Images PPI(Z,V,W) du site KTLX (Oklahoma)

On a procédé au calcul de C comme suit :

- Pour différentes coordonnées(x,y) nous tiré les valeurs correspondantes de puissance à partir du graphe (IV.17).
- De même pour différentes coordonnées (x,y) nous avons pris les valeurs correspondantes de réflectivité à partir des images KTLX d'un radar bien calibré.
- La distance $r = \sqrt{x^2 + y^2}$

On tire la valeur de C en remplaçant les paramètres Z, P, et r dans l'équation(IV.5), elle est estimée à 1.6011e-099.

Connaissant C, nous pouvons désormais procéder au calcul des réflectivités Z schématisées dans la figure ci-dessous :

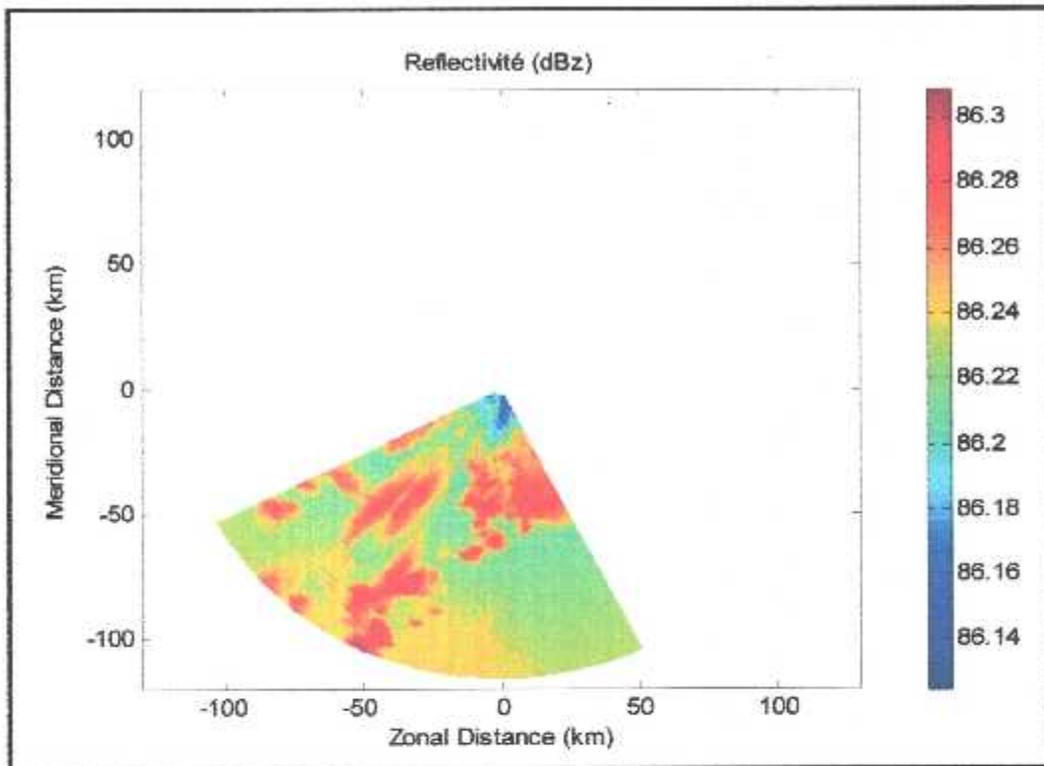


Figure IV.19 Réflectivité en dB

D'après la répartition des facteurs de réflectivité représentés dans cette portion où que les valeurs minimales dépassent 25dB, nous déduisons que la région D'Oklahoma est humide.

6. Calcul du taux de précipitation

A partir de la carte du facteur de réflectivité de l'une des trois données PAR, nous allons donner des estimations du taux de précipitation en mm h^{-1} en utilisant la relation Z-R (Equation II.6).

La figure suivante regroupe l'ensemble des résultats :

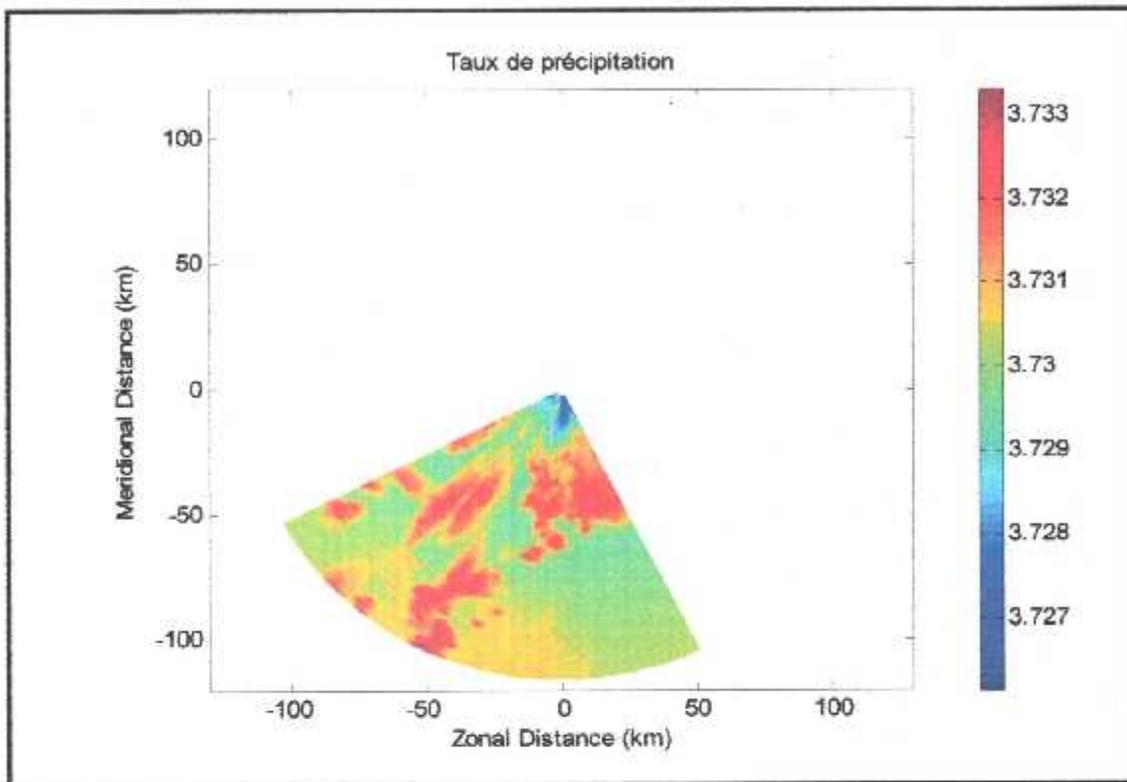


Figure. IV.20 Valeurs du taux de précipitation

Les taux de précipitations obtenus sont compris entre 3mm /h et 4mm/h, ce qui conforte le fait que la région étudiée soit humide.

IV.6 Conclusion

Ainsi, le radar météorologique qu'on situait trop facilement hors de la compréhension de toute personne n'entrant pas dans la catégorie des individus exceptionnels ayant un quotient d'intelligence « presque géniale » est devenue absurde. Autant qu'ingénieurs, la détermination de la nature des cibles et du taux de réflectivité a été à notre portée.

*« ..Ne retenir, des parcelles de vérités entrevues,
que celles qui vous aident à survivre, c'est peut-
être, en fin de compte, la seule sagesse ».*

Paule Saint-Onge,

CONCLUSION

GENERALE

5. CONCLUSION GENERALE

Au cours de nos tribulations en météorologie aéronautique, les dernières technologies radar nous ont interpellées en vue d'améliorer la sécurité aérienne par des prévisions météorologiques aussi exactes que possible ; notre outil par excellence fut le radar terrestre Pulse Doppler. Après une brève description de ce dernier, des méthodes d'estimation des précipitations et des vitesses de vents ont été établies. Trois méthodes (Pulse Pair, Fourier, AR) permettent de ressortir les paramètres spectraux, nous avons favorisé l'application de la première vu les performances qu'elle présente.

Les échos météorologiques qui étaient souvent modélisés par la loi gaussienne ont été simulé suivant une nouvelle loi alpha stable qui s'avère être plus adéquate en basses altitudes où l'écho est sujet à des bruits impulsifs. La simulation de deux filtres elliptiques d'ordres différents a conduit à une élimination effective des clutters.

S'inspirant des données réelles, des calculs de puissances et de réflectivités pour une portion d'espace du site Oklahoma ont été simulés et visualisés pour ainsi aboutir à un calcul et un affichage des taux de précipitation.

Actuellement, les prévisionnistes devenus plus exigeants en matière de précision et de volume d'informations, développent la prévision d'ensemble plus apte à prévoir les phénomènes météorologiques dangereux que la prévision classique. De plus, la possibilité de formuler les prévisions du temps de façon probabiliste fait de la prévision d'ensemble un outil d'aide à la décision bien adapté aux activités économiques ou sociales sensibles aux conditions météorologiques. Bien que gourmande en calcul, cette technique de prévision du temps pourrait donc devenir un excellent outil de gestion du risque météorologique.

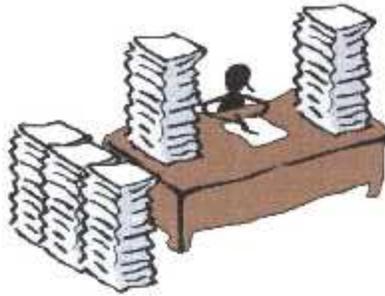
Le génie radar continue à nous surprendre, voilà le projet français RALI, reposant sur la combinaison d'un radar et d'un lidar, qui développe un nouveau moyen d'observation des nuages faiblement précipitant. Cet instrument fut intégré dans les avions de recherche français en mars 2005 et permet depuis à la communauté scientifique d'accéder à des observations couplées de la dynamique, de la microphysique et des propriétés radiatives des nuages faiblement précipitant et des aérosols.

Des développements sont en cours pour utiliser conjointement les données radar et les données des pluviomètres afin de fournir une information détaillée sur les zones de précipitations.

De nos jours, le radar reste un moyen de prévision incontournable. Cependant, avec l'avènement des techniques de télécommunications, l'imagerie satellitaire s'est imposée tantôt comme alliée tantôt comme concurrente du radar. Muni de son imageur, le satellite géostationnaire constitue, pour les météorologistes, un formidable outil de surveillance et de prévision immédiate du temps. Chaque demi heure (*Météosat*) ou chaque quart d'heure (*MSG*), il indique où se trouvent les principales masses nuageuses et quels types de nuages les composent. Comme, de plus, le géostationnaire surveille toujours la même partie du globe terrestre, on peut « animer » une séquence d'images, ce qui donne une idée très précise de l'évolution et du déplacement des masses nuageuses. Grâce au satellite géostationnaire, les

météorologistes sont maintenant capables d'alerter les populations lorsqu'un cyclone tropical se rapproche dangereusement d'une région habitée.

Le champ de la météorologie aéronautique est tellement passionnant et vaste qu'il offre de nouvelles voies de recherches. On peut proposer comme nouvelle perspective le couplage du radar et de l'imagerie satellitaire assurant une plus haute résolution et une plus large couverture.



Bibliographie

- [1]: ERIK DOERFLINGER: « Les applications météorologiques du système de positionnement satellitaire GPS ». Laboratoire de géophysique, tectonique et sédimentologie. Institut des sciences de la Terre, de l'eau et de l'espace de Montpellier.
- [2]: A. K. BHATNAGAR, P. RAJESH RAO, S. KALYANASUNDARAM, S. B. THAMPI, R. SURESH AND J. P. GUPTA: "Doppler radar -A detecting tool and measuring instrument in meteorology".
- [3]: « Effet Doppler ». La Maison de la Science. Fact sheet No. 15. Weather Radar. National Meteorological Library and Archive.
- [4]: "Doppler Radar Meteorological Observations, Part B: Doppler Radar Theory and Meteorology". FCM-H11B-2005, U.S. Department of defense, National Oceanic and Atmospheric Administration.
- [5]: JOHANN CHRISTIAN, P. GICQUEL : « Les radars Doppler ». Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales.
- [6]: JACQUES MANACH : « Les besoins en observations des prévisionnistes ». Météo-France, Direction de la prévision.
- [7]: T. N. PALMER, J. BARKMEIJER, R. BUIZZA, E. KLINKER ET D. RICHARDSON : « L'avenir de la prévision d'ensemble ». Centre européen pour les prévisions météorologiques à moyen terme (CEPMMT).
- [8]: A. PROTAT, J. PELON, N. GRAND, P. DELVILE, P. LABORIE ET AL : « Le projet Rali ». Centre d'étude des environnements terrestres et planétaires.

- [9] : DIDIER RENAUT : « Les satellites météorologiques », Météo-France, Direction commerciale et de la communication
- [10]: MICHAEL FOWLER: "The Doppler Effect". Weather radar basics/CoCoRaHS Weather Radar Theory and Practice/ Phased Array Radar: Time-Series and Power/ Palmer Weather Radar Theory and Practice/ Reflectivity Factor and Statistical Properties of Weather Radar Data/ Palmer. 06 mars 2008.
- [11] : <http://www.Wikipedia.com/> Météorologie aéronautique.
- [12] : <http://www.Wikipedia.com/> NEXRAD.
- [13]: <http://www.Wikipedia.com/> Radar météorologique.
- [14]: PR.V. N. BRINGI , PR. V. CHANDRASEKAR POLARIMETRIC : "Doppler weather radar: principles and applications. Cambridge University Press, 2004 .
- [15]: MERRILL I. SKOLNIK , MCGRAW-HILL: " Radar Handbook", second edition, 1990.
- [16] ANDRES QUINQUIS : « Traitement du signal sous Matlab », Hermès, Paris, 2000.
- [17] DAVID D.AALFAS, ERNEST G.BAXA ET EMEDIO M.BRACALENTE : « Signal Processing Aspects of Windshear Detection », Technical feature, Microwave Journal, pages 76-96, September 1993.
- [18] GERARD BLANCHET ET MAURICE CHARBIT , « Traitement Numérique du signal », Hermès, Paris 1998.
- [19] JEAN-JACQUES JULIE ET ROBERT SAPIENZA : « Traitement numérique du signal Radar », Hermès, Lavoisier,2004.
- [20] RICHARD J.DOVIK /DUSAN S.ZERNIC : « Doppler Radar and Weather Observations », 2nd edition, 1993, National Severe Storms Laboratory, Norman, Oklahoma.
- [21] SKOLNIK, M.I. « Radar Handbook », Mc Graw-Hill Book Company, 2nd edition, 1990.
- [22] Van Valken Burgh, Nooger et Neville, INC, « Radar Principes et fonctionnement », Editions Gamma.

I. Les filtres à réponse impulsionnelle infinie (RII)

I. 1. Introduction

Les filtres à réponse impulsionnelle infinie sont des systèmes discrets invariants dans le temps dont le fonctionnement est régi par une équation de convolution portant sur une infinité de termes. En principe, ils conservent une trace de signaux qui leur ont été appliqués pendant une durée infinie, ils sont à mémoire infinie. Une telle mémoire est réalisée par une boucle de réaction de la sortie sur l'entrée, d'où la dénomination courante de filtre récursif. Chaque échantillon de sortie est fonction des entrées présentes, des entrées passées et aussi des sorties antérieures.

Le fait d'avoir cette réponse impulsionnelle infinie permet d'obtenir en général des fonctions de filtrage beaucoup plus sélectives que celles des filtres RIF à qualité de calculs équivalente. Cependant la boucle de réaction complique l'étude des propriétés et la conception de ces filtres.

I. 2. Propriétés générales

Les filtres RII, ou filtres récursifs ont des propriétés qui se rapprochent de celles des filtres analogiques et les techniques les plus utilisées pour calculer leurs coefficients sont des techniques qui permettent de transposer les méthodes de synthèse des filtres analogiques au cas des filtres numériques, en établissant une correspondance appropriée entre les deux domaines analogique et numérique.

Le filtre RII général est un système qui, à la suite des domaines $x(k)$ fait correspondre la suite $y(k)$ suivant l'équation aux différences d'ordre N de forme suivante :

$$\sum_{n=0}^N b_n y(k-n) = \sum_{m=0}^M a_m x(k-m) \quad (1)$$

Où encore (pour $b_0 = 1$) :

$$y(k) = \sum_{m=0}^M a_m x(k-m) - \sum_{n=1}^N b_n y(k-n) \quad (2)$$

Le problème général de synthèse de tels filtres consiste à déterminer l'ensemble des coefficients $\{a_m\}$ et $\{b_n\}$ de manière à ce que la réponse fréquentielle du filtre obtenue satisfasse le gabarit donné. En plus, pour que le filtre soit réalisable, il faut qu'il soit causal et stable. La causalité est assurée si la réponse impulsionnelle $h(k)$ satisfait la condition : $h(k) = 0$ pour $k < 0$.

La condition de stabilité des filtres RII est plus sévère que celle des filtres RIF. Il faut non seulement que chaque valeur $h(k)$ de la réponse impulsionnelle soit finie, mais aussi que :

$$\sum_{k=0}^{+\infty} |h(k)| < \infty \quad (3)$$

La fonction de transfert $H(z)$ d'un filtre RII, que l'on peut aisément obtenir à partir (3-1), est un quotient de deux de deux polynômes en z ou en z^{-1} .

On a :

$$H(z) = \frac{\sum_{m=0}^M a_m z^{-m}}{1 + \sum_{n=1}^N b_n z^{-n}} \quad (4)$$

Cette fonction possède en général M zéros et N pôles. Dans le cas d'un filtre causal. La condition de stabilité implique que les N pôles soient à l'intérieur du cercle unité dans le plan des z.

I. 3. Filtres analogiques d'approximation :

Lors de la conception des filtres numériques récurrents RII, le problème d'approximation est souvent résolu par l'utilisation des filtres analogiques d'approximation suivants, le plus connus par leur sélectivité en fréquence : **Butterworth, Tchebychev et Elliptique.**

I. 4. Filtre de Cauer

La théorie des filtres de Cauer ou elliptiques est considérablement compliquée, ces filtres utilisent une approximation de Chebyshev dans les bandes passante et atténuée, ils ont pour gain :

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 R_n^2(f, a)} \quad (5)$$

R_n : est une fonction rationnelle de Chebyshev.

a : Facteur caractérisant l'atténuation.

Ces filtres présentent des ondulations en bande passante et en bande atténuée, la valeur de l'ondulation en bande passante vaut $\frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}$, et le calcul de ces filtres nécessite les données d'ondulation dans les deux bandes.

Les quatre filtres analogiques optimaux peuvent être transformés en filtres discrets optimaux par une transformation dite bilinéaire, les programmes de conception de filtres RII sous MATLAB prennent soin de la conception du filtre analogique et de transformation bilinéaire en forme discrète d'une manière automatique.

Les positions des pôles affectent la stabilité du filtre. Si les pôles appartiennent au cercle unité, le filtre est stable.

I. 5. Conclusion

L'avantage majeur des filtres RII est qu'ils demandent beaucoup moins de calculs par rapport à un RIF équivalent au niveau des performances. Cela dit, ils présentent les deux inconvénients suivants :

- Il faut vérifier la stabilité.
- Phase non linéaire \Rightarrow distorsion de phase.

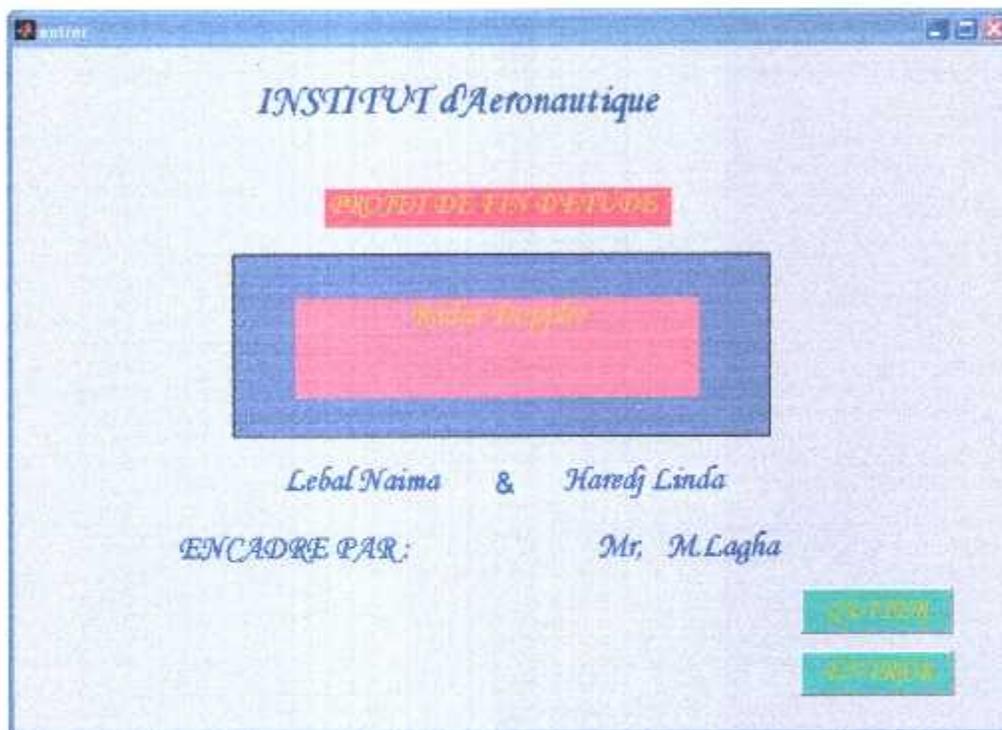


INTERFACE

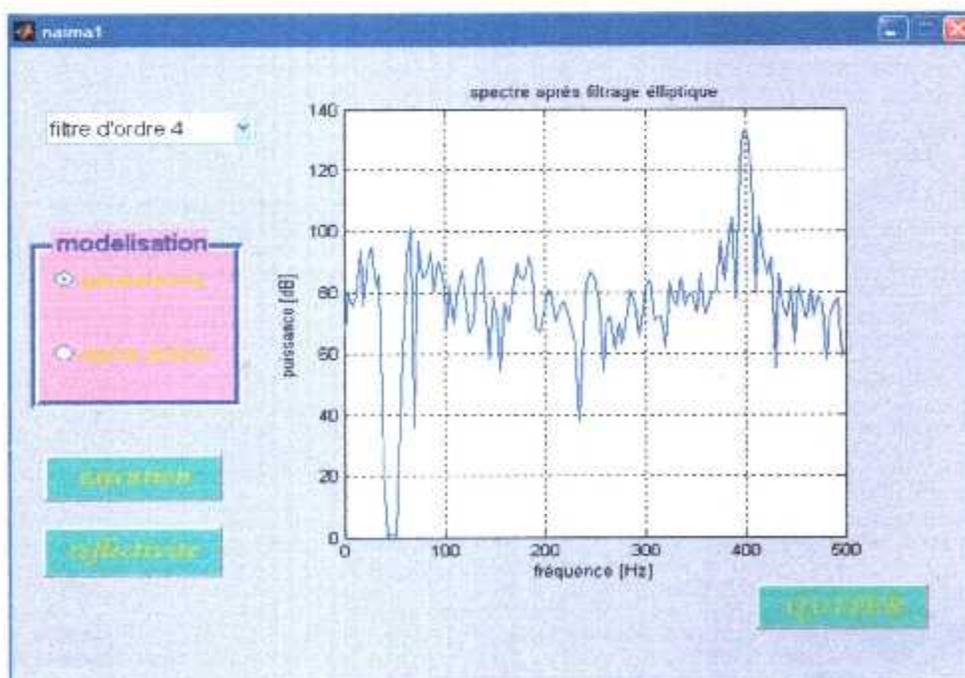
GRAPHIQUE

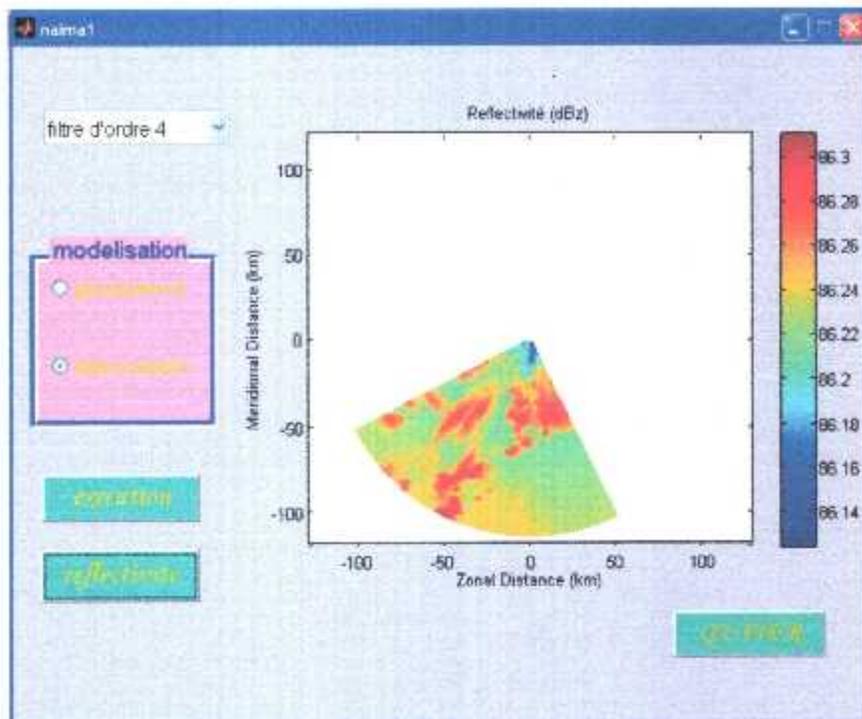
Toutes les simulations réalisées au chapitre IV sont regroupées dans une interface graphique.

Après l'exécution du programme la fenêtre principale suivante s'affiche :

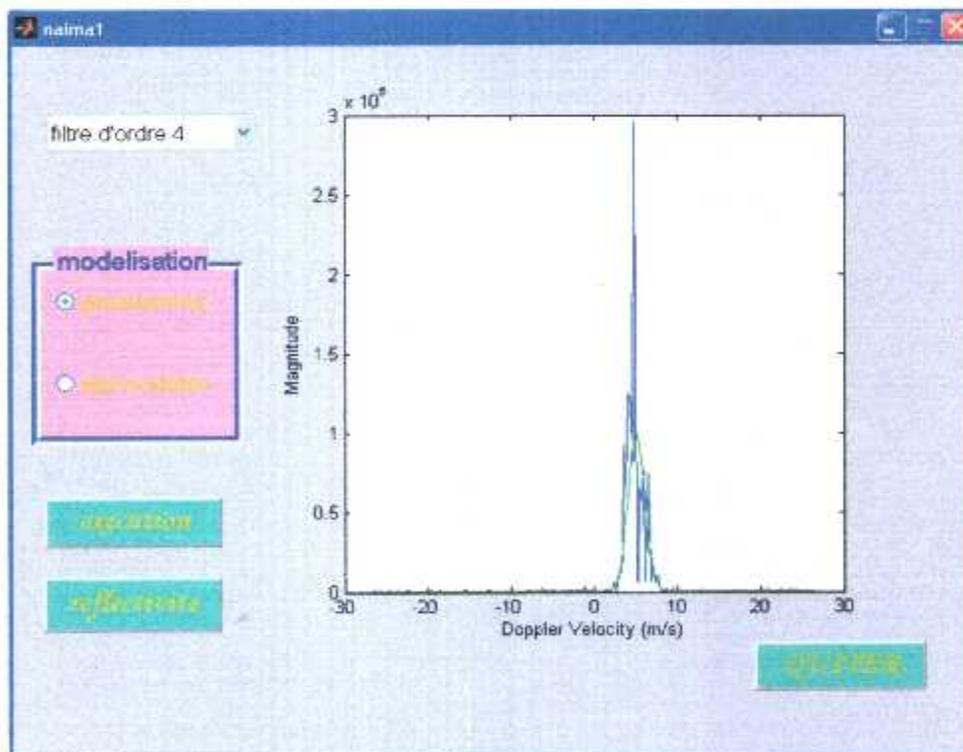


A l'aide du bouton « entrée » nous accédons à l'ensemble des fonctions du programme et la fenêtre suivante apparait :





Pour les modélisations on sélectionne d'abord l'une des méthodes ensuite on clique sur le bouton « exécution » voila ce qui s'affiche :



Il suffit de cliquer sur le bouton « quitter » pour fermer l'interface.