

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 : Aéronautique

024/07  
Ex 2



Mémoire de fin d'études  
En vue d'obtention  
Du diplôme d'ingénieur d'état en Aéronautique  
Option : installations

---

**THEME**

**ETUDE ET SIMULATION DE LA CHAINE DE  
RECEPTION D'UN  
RADAR METEOROLOGIQUE PULSE DOPPLER**

---

**PRESENTE PAR :**

M<sup>r</sup> : EZZIANE FETHI  
M<sup>r</sup> : HADJ KADDOUR AEK

**ENCADRE PAR :**

M: OTMANE.F

ANNEE UNIVERSITAIRE 2006 /2007

## Résumé

L'objet de ce travail est d'élaborer une étude des principes de mesure de la vitesse des cibles météorologiques. Cette étude est renforcée par une simulation où l'on utilise les techniques de traitement numérique du signal.

Les blocs fondamentaux de la chaîne de réception d'un radar météorologique pulse doppler embarqué et de celle d'un radar terrestre sont simulés à savoir le filtrage elliptique pour terrestre et Butter Worth pour l'embarqué qui éliminent le clutter, à savoir l'échantillonnage du signal radar, l'estimation du spectre doppler par la méthode de Burg.

## Abstract

The object of this work is to study the principles of velocity measurement of meteorological targets. This study is reinforced by a simulation where we use techniques of digital signal processing.

The fundamental blocks of the reception chain of a meteorological radar pulse doppler airborne and ground-based are simulation namely matched filtering elliptic for ground-based and Butter Worth for airborne that eliminates the clutter, so that the sampling of the radar signal, the estimation of Doppler spectrum using Burg's method.

## ملخص

إن الهدف من هذا العمل هو إعداد دراسة عن مبادئ قياس السرعة لرادار الأحوال الجوية. هذه الدراسة مدعمة بمحاكاة أي نستعمل فيها تقنيات المعالجة الرقمية للإشارة.

إن الأجزاء الأساسية لسلسلة الاستقبال لرادار الأحوال الجوية بنبضة دوبلر المحمول جوا و الأرضي محاكاة كالتصفية البيضوية للأرضي و بيترورث للمحمول جوا التي تلغي التمشويشات الأرضية والمائية. تقسيم الإشارة إلى مجموعة عينات، حساب المسافة وتقريب طيف دوبلر على طريقة دوبلر.

# SOMMAIRE

## LISTE DES FIGURES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

## CHAPITRE I : GENERALITES

INTRODUCTION .....	2
I. ATMOSPHERE.....	2
I.1 DEFINITION.....	2
I.2 COMPOSITION.....	2
I.3 CIRCULATION GENERALE .....	3
II. CIBLES METEOROLOGIQUES .....	5
II.1 NUAGES.....	5
II.2 METEORES.....	6
II.3 VENT.....	7
II.4. TURBULENCE .....	8
III. RADAR METEOROLOGIQUE PULSE DOPPLER.....	9
III.1 EFFET DOPPLER.....	9
III.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT .....	10
III.3 CARACTERISTIQUES DES RADARS METEOROLOGIQUES.....	13
III.4 FREQUENCES RADAR .....	14
IV. EQUATION RADAR POUR UNE DISTRIBUTION METEOROLOGIQUE.....	15
V. FLUCTUATION DE L' ECHO METEOROLOGIQUE .....	18
VI. APPROXIMATION DF L'ECHO METEOROIOGIQUE .....	19

## CHAPITRE II : REJECTION DU CLUTTER PAR FILTRAGE DOPPLER

INTRODUCTION.....	20
I. CATEGORIES DU CLUTTER.....	20
I.1 CLUTTER DU SOL.....	20
I.1.1- clutter du lobe principal.....	21
I.1.2- clutter du lobe secondaire.....	21
I.1.3- clutter d'altitude.....	21
I.2.CLUTTER DE MER.....	22
II.REPRESENTATION SPECTRALE DU CLUTTER.....	22
II.1. SPECTRE DU CLUTTER DE SOL.....	22
II.1.1; spectre du clutter du lobe principal.....	23
II.1.2.spectre du clutter des lobes secondaires.....	24
II.1.3.spectre du clutter d'altitude .....	24
II.2. SPECTRE DU CLUTTER DE MER.....	24
III. MINIMISATION DES EFFETS DU CLUTTER.....	25
IV. ELIMINATION DU CLUTTER.....	26
V. REJECTION PAR FILTRAGE NUMERIQUE .....	27
V.1; DEFINITION.....	27
V.2; PROPRIETES.....	27
V.3; FILTRES DISCRETS RII.....	28

V.3.1; problème de conception.....	28
V.3.2; description.....	29
V.4; CLASSES DE FILTRES RII.....	29
V.4.1; filtre de butter Worth.....	29
V.4.2; filtre de Chcbyshev de type1.....	30
V.4.3 ; filtre de Chebyshev de type 2.....	30
V.4.4 filtre de Cauer .....	31
V.4.5; transformation bilinéaire.....	31
V.4.6; Application.....	32
<b>CHAPITRE III : ESTIMATION SPECTRALE PAR LA METHODE DU BURG</b>	
I. ESTIMATION DES PARAMETRES SPECTRAU .....	33
I.1. METHODE DU PULSE PAIR.....	34
I.2. ESTIMATION DE LA FONCTION D'AUTO COVARIANCE.....	36
I.2.1. notion d'ergodicite.....	36
I.2.2. calcul direct.....	37
II. DEFINITION DE L'ESTIMATION SPECTRALE.....	37
III. L'IDENTIFICATION EN ESTIMATION SPECTRALE.....	39
IV. MODELES PARAMETRIQUES.....	40
IV.1.PROCESSUS AR D'ORDRE N .....	40
IV.2.PROCESSUS MA D'ORDRE M.....	41
IV.3. PROCESSUS ARMA (M, N).....	41
V. SPECTRES PARAMETRIQUES.....	42
VI. EQUATIONS DE YELE WALKER.....	42
VII. ALGORITHME DE BURG.....	45
VIII. RECURRENCE DES ERREURS DE PREDICTION.....	47

## **CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RESULTATS**

INTRODUCTION.....	52
I. SIGNAL RADAR.....	52
II. ECHO RADAR.....	53
III. REJECTION DU CLUTTER.....	54
III.1. REJECTION SUR RADAR TERRESTRE.....	54
III.2. REJECTION SUR RADAR EMBARQUE.....	59
IV. APPLICATION DU PULSE PAIR.....	63
V. ESTIMATION SPECTRALE.....	64
V.1. SPECTRE DE BURG SUR RADAR TERRESTRE.....	64
V.2. SPECTRE DE BURG SUR RADAR EMBARQUE.....	68
CONCLUSION GENERALE.....	70
ANNEXE A.....	71
ANNEXE B.....	72
ANNEXE C.....	76
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	77

## Liste de figures

Figure.....	Page
Figure I.1 : Schéma synoptique d'un radar classique .....	5
Figure I.2 : Mécanisme de l'effet doppler.....	6
Figure I.3 : Schéma synoptique d'un radar pulse doppler.....	7
Figure I.4 : Schéma synoptique d'un radar à compression d'impulsion.....	9
Figure I.5 : Compression par modulation linéaire de fréquence.....	10
Figure I.6 : Effet de la compression d'impulsion sur la résolution.....	11
Figure I.7 : Taux de compression.....	11
Figure I.8 : Codes de Barker.....	13
Figure I.9 : Code binaire de phase de sept chiffres.....	14
Figure I.10 : Elaboration de la compression par codage binaire de phase.....	14
Figure I.11 : Elaboration de la compression par codage de Frank.....	15/16
Figure I.12 : Discrimination des cibles.....	18
Figure I.13 : Différents cas de résolution.....	18
Figure II.1 : Signal délivré par le filtre.....	26
Figure II.2 : Acquisition du signal numérique.....	32
Figure (III.1) : Représentation du modèle AR.....	38
Figure (III.2) : Mise en œuvre de l'algorithme de Burg appliqué sur l'estimation Spectrale AR.....	51
Figure (IV.1) : Allure d'une impulsion LFM.....	53
Figure (IV.2) : Bruit blanc Gaussien.....	53
Figure (IV.3) : Composantes I et Q de l'écho radar.....	54
Figure (IV.4) : Réponse impulsionnelle du filtre adapté.....	55
Figure (IV.5) : Sortie du filtre adapté.....	55
Figure (IV.6) : Sortie du filtre adapté.....	56
Figure (IV.7) : Sortie du filtre adapté.....	57
Figure (IV.8) : Sortie du filtre adapté.....	57
Figure (IV.9) : Résolution à la sortie du filtre adapté.....	58
Figure (IV.10) : Résolution à la sortie du filtre adapté.....	58
Figure (IV.11) : Résolution à la sortie du filtre adapté.....	59
Figure (IV.12) : Train d'impulsions LFM.....	60
Figure (IV.13) : Décalage Doppler.....	61
Figure (IV.14) : Représentations temporelle et fréquentielle du bruit blanc Gaussien.....	61
Figure (IV.15) : Echo radar dans les chaînes I et Q.....	62
Figure (IV.16) : Réponses impulsionnelle et fréquentielle du filtre adapté.....	63
Figure (IV.17) : Sortie du filtre adapté .....	63
Figure (IV.18) : Sortie du filtre adapté .....	64
Figure (IV.19) : Spectre à la sortie du filtre adapté.....	64
Figure (IV.20) : Comparaison entre le spectre doppler avant et après filtrage adapté.....	65
Figure (IV.21) : Comparaison du spectre du filtre adapté pour 10 et 50 impulsions.....	66
Figure (IV.22) : Influence du SNR sur le filtrage adapté.....	66
Figure (IV.23) : Spectre de Burg.....	67

<b>Figure (IV.24) : Stabilité du spectre de Burg.....</b>	<b>68</b>
<b>Figure (IV.25) : Comparaison du spectre de Burg .....</b>	<b>68</b>
<b>Figure (IV.26) : stabilité du spectre de Burg aux ordres 3 et 5 .....</b>	<b>69</b>
<b>Figure (IV.27) : spectre de Burg pour 10 et 50 impulsions.....</b>	<b>69</b>
<b>Figure (IV.28) : Spectre de Burg à SNR=7 dB et SNR=-13 dB.....</b>	<b>70</b>
<b>Figure (IV.29) : Détection de deux décalages doppler à deux PRF différentes.....</b>	<b>70</b>
<b>Figure (IV.30) : Résolution de deux cibles par le spectre de Burg.....</b>	<b>71</b>
<b>Figure (IV.31) : Stabilité de Burg à l'ordre 10.....</b>	<b>72</b>



*Introduction*  
*Générale*

Les conditions météorologiques jouent un rôle important dans la bonne conduite d'un vol, en particulier dans sa sécurité. La communauté de la navigation aérienne a vécu de terribles accidents qui ont conduit à la perte de milliers de vies humaines et dont la cause principale fut une situation météorologique critique. Une technique de prévention est alors indispensable, dans ce contexte, nous montrons la contribution du radar météorologique pulse doppler.

Le principe du radar pulse doppler est le même pour n'importe quelle application, seulement les caractéristiques des radars diffèrent pour une application météorologique, on tient compte aussi des propriétés et de la nature de la cible.

Le radar météorologique fonctionne donc en détectant le décalage doppler induit par la cible météorologique mobile, on examine dans notre travail l'estimation du spectre doppler sur des radars embarqué et terrestre et on déduit la vitesse de la cible. L'application météorologique est très sensible au clutter, un signal indésirable issu de la réflexion du champ électromagnétique sur le sol ou l'eau de mer, l'élimination du clutter est ainsi une phase indispensable au traitement de l'écho radar.

Dans ce contexte nous avons subdivisé notre manuscrit en quatre parties :

- Dans le chapitre I, nous avons illustré le principe de fonctionnement du radar pulse doppler, les caractéristiques des radars météorologiques et les propriétés des cibles météorologiques.
- Le chapitre II est consacré à l'élimination du clutter, on montre le rôle du filtrage doppler en utilisant le contenu spectral.
- Le chapitre III traite l'estimation spectrale à travers trois méthodes, la méthode temporelle du pulse pair, la méthode de la fft directe et la méthode de Burg fondée sur la prédiction linéaire.
- En fin, une série de simulations est présentée dans le chapitre IV pour concrétiser les étapes fondamentales du traitement de l'écho radar et montrer les performances de chaque méthode.



*Chapitre I*  
*Généralités*

## INTRODUCTION

Les conditions météorologiques jouent un rôle prépondérant dans la bonne conduite d'un vol, et en particulier dans sa sécurité, un dossier météorologique détaillé est fourni au personnel responsable d'un vol qui se compose d'observations faites à heure fixe, de prévisions pour un aéroport faites pour une période de temps bien déterminée, d'une carte de surface représentant les phénomènes météorologiques qui évoluent dans les basses couches de l'atmosphère, on y trouve également des indications concernant les zones à précipitations dangereuses pour le vol et une carte d'altitude qui montre les forces et direction des vents. Ces renseignements sont fournis par les services météorologiques, nous montrons dans ce qui suit la contribution du radar météorologique pulse doppler.

## I. ATMOSPHERE

### I.1. DEFINITION

L'atmosphère terrestre est la couche gazeuse relativement mince qui enveloppe le globe terrestre et on désigne sous le nom d'air l'ensemble des gaz qui la constituent, cette masse fluide retenue par la pesanteur pèse environ  $5,6 \cdot 10^{14}$  tonnes.

L'atmosphère se raréfie progressivement au fur et à mesure que l'on s'élève pour présenter une transition continue jusqu'au vide interplanétaire, comparée au rayon terrestre (6371 km), elle constitue une très mince pellicule, ce qui entraîne deux conséquences importantes:

- prépondérance des mouvements horizontaux,
- disproportion énorme entre la variation verticale et la variation horizontale des éléments météorologiques.

### I.2. COMPOSITION

L'atmosphère est un mélange d'air sec, de vapeur d'eau et d'impuretés diverses, la vapeur d'eau, plus abondante en basse altitude, se trouve dans des proportions très variables dans l'espace et dans le temps.

La variation verticale de la température conduit à un découpage de l'atmosphère en quatre couches:

- **Troposphère**

Cette couche se caractérise par une diminution de la température avec l'altitude de  $6^{\circ}\text{C}$  à  $7^{\circ}\text{C}$  par kilomètre. Elle s'étend de la surface terrestre jusqu'à une altitude moyenne de 12 km dans les régions tempérées (où la température atteint  $56^{\circ}\text{C}$ ). Cette limite supérieure s'appelle tropopause et varie en fonction de la latitude et des saisons, elle se situe entre 16 et 18 km dans les régions équatoriales et entre 6 et 8 km dans les régions polaires.

C'est dans la troposphère que l'on retrouve presque la totalité des phénomènes météorologiques.

### = Stratosphère

La stratosphère se caractérise par une augmentation de la température avec l'altitude, elle s'étend de la tropopause jusqu'à la stratopause située à une altitude moyenne de 50 km avec une température de  $-2^{\circ}\text{C}$  environ. C'est dans cette couche que se trouve l'ozone qui se situe vers 35 km.

### • Mésosphère

Elle s'étend de la stratopause jusqu'à la mésopause située à environ 80 km, la température dans cette couche diminue en règle générale avec l'altitude jusqu'à atteindre  $-92^{\circ}\text{C}$  à la mésopause.

### • Thermosphère

C'est une couche qui se caractérise par une augmentation de la température avec l'altitude, elle s'étend de la mésopause jusqu'à la limite inférieure de l'exosphère, à environ 700 km où la température atteint  $2200^{\circ}\text{C}$ .

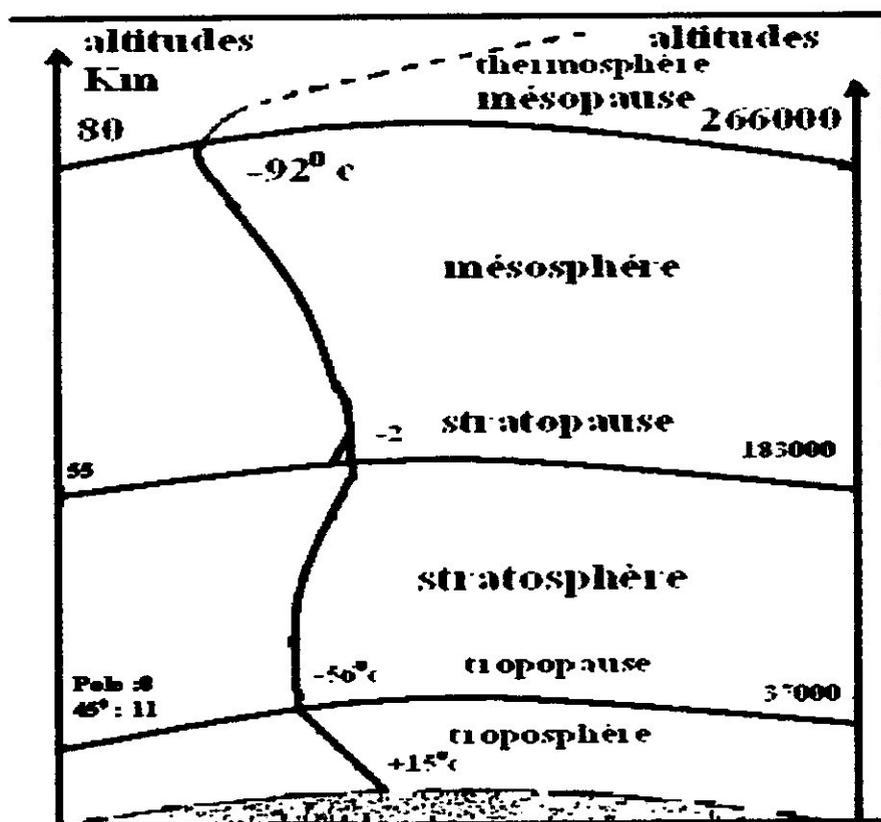


Figure I.1 structure verticale de l'atmosphère

### I.3. CIRCULATION GENERALE

On appelle "circulation générale de l'atmosphère" l'organisation des mouvements des masses d'air au niveau du globe, ces mouvements sont causés par le soleil qui fournit inégalement l'énergie calorifique à la surface de la terre.

La terre, et par conséquent l'air qui la surmonte est plus chaud à l'équateur qu'aux pôles, cette différence de température produit une convection qui se manifeste par une mise en mouvement des masses d'air. L'air surchauffé de l'équateur s'élève et il est remplacé, au niveau du sol, par de l'air plus froid venant du pôle, l'air chaud de l'équateur, en s'élevant, se refroidit et va remplacer, en altitude, Les masses d'air parties du pôle.

La classification des masses d'air introduite par Bergeron et Petterssen est basée, par ordre d'importance décroissante, sur:

- la région d'origine de la masse d'air considérée,
- son caractère d'humidité ou de sécheresse,
- la température de la surface sous-jacente sur laquelle elle évolue.

En conclusion, l'atmosphère n'est pas un milieu homogène mais une réunion de masses d'air plus ou moins chaudes. Les masses d'air n'ont pas un mouvement zonal: l'air froid tend à s'écouler vers l'équateur et l'air chaud vers le pôle, il se produit entre les masses d'air chaudes et froides un conflit qui a pour résultat de créer une ondulation.

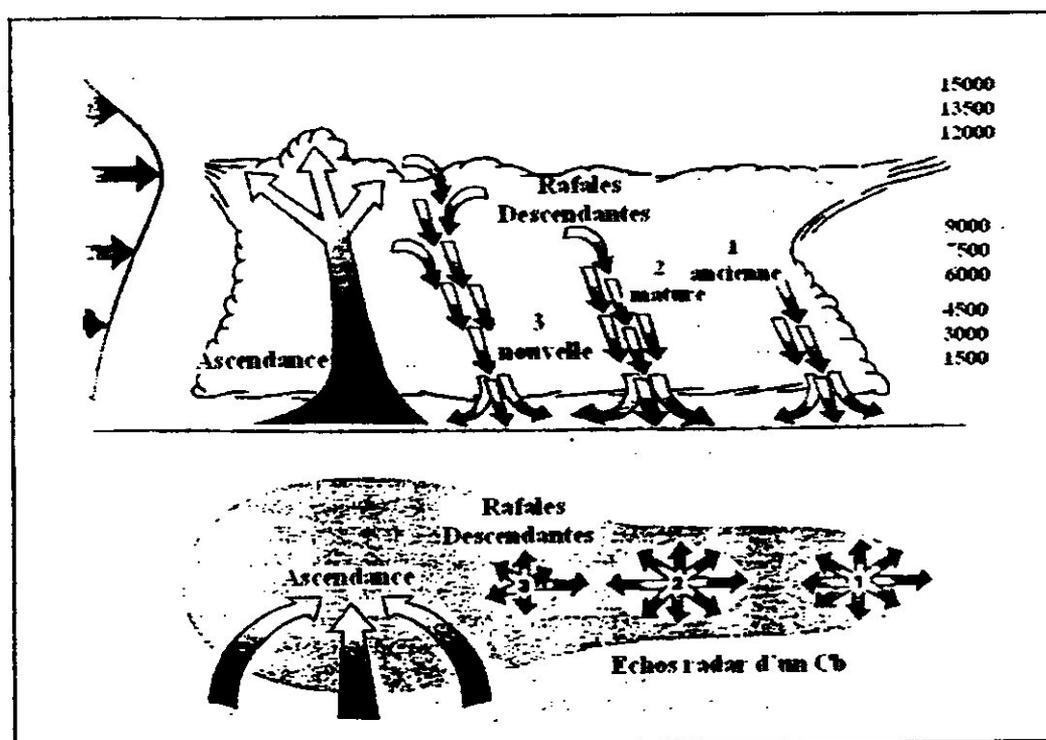


Figure 1.2-mouvement de l'air -coupe et vue en plan

## II. CIBLES METEOROLOGIQUES

### II.1. NUAGES

Un nuage est un ensemble visible de minuscules particules d'eau liquide ou solide en suspension dans l'atmosphère, cet ensemble peut comporter des particules solides de fumée et de poussière.

L'eau peut se trouver dans l'atmosphère dans les trois phases : vapeur, solide et liquide, c'est la vapeur d'eau qui, en changeant d'état, joue le rôle principal dans la formation des autres phases. C'est l'évaporation qui se produit à la surface de toute étendue d'eau qui alimente les basses couches de l'atmosphère en vapeur d'eau. La forme que prennent les nuages dépend de beaucoup de paramètres à savoir la turbulence, l'instabilité, la convection et la détente.

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 nuages présentent une infinité de formes, on peut néanmoins caractériser un nombre relativement restreint de formes qu'il est possible d'observer en tout point du globe et qui permettent d'établir une classification des nuages en différents groupes.

Les nuages se présentent dans la troposphère divisée verticalement en trois étages :

- Étage supérieur : Cirrus (Ci), Cirrocumulus (Cc), Cirrostratus (Cs)
- Étage moyen : Altocumulus (Ac), Altostratus (As), Nimbostratus (Ns)
- Étage inférieur : Stratocumulus (Sc), Stratus (St), Cumulus (Cu), Cumulonimbus (Cb)

Dans notre travail on s'intéresse aux précipitations engendrées par ces types de nuages qu'on résume dans le tableau I.1 et qui peuvent être dangereuses lors d'un vol.

Genres Précipitations	Ci	Cc	Cs	Ac	As	Ns	Sc	St	Cu	Cb
Pluie					•	•	•		•	•
Neige					•	•	•		•	•
Granule de glace					•	•				
Bruine								•		
Neige en grains								•		
Prismes de glace								•		
Grésil										•
Grêle										•
Neige roulée										•

Tableau I.1: précipitations continues dans les nuages

## II.2. METEORES

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.

### Chasse neige

Ensemble de particules de neige soulevées du sol par un vent suffisamment turbulent et fort.

**Trombe**

Phénomène qui consiste en un tourbillon de vent, souvent intense, dont la présence se manifeste par une colonne nuageuse ou un cône nuageux renversé sortant d'un Cumulonimbus, et par un "buisson" constitué de gouttelettes d'eau soulevées de la surface de la mer ou par des poussières de sable ou des débris divers soulevés du sol.

**Chasse poussière ou chasse sable**

Ensemble de particules de poussière ou de sable soulevées du sol à des hauteurs faibles ou modérées par un vent suffisamment fort et turbulent.

**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.

**II.3. 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 mouvements horizontaux de l'air sont en moyenne beaucoup plus importants que les mouvements verticaux, en conséquence les vents ont des composantes horizontales typiques de 10 m/s, alors que leur vitesse verticale moyenne ne dépasse pas quelques dizaines de centimètres par seconde.

Le vent peut s'écouler de façon plus ou moins régulière et peut être caractérisé par son régime si l'écoulement est laminaire, l'air est peu agité, les lignes de courant sont disposées en couches parallèles, par contre, si l'écoulement est turbulent, l'air est agité de façon désordonnée, le vent est alors très irrégulier en direction et en vitesse (les fluctuations peuvent atteindre des valeurs importantes sur des temps relativement brefs). La turbulence est due à de nombreux facteurs tels que la rugosité du sol, la nature de la surface, les sources de chaleur, la présence de bâtiments, etc...

Ainsi, La mesure du vent est une quantité vectorielle représentant la direction et la vitesse, ces deux grandeurs doivent être préférence mesurées à l'aide d'instruments mais lorsque ce la et impossible, on peut les évaluer à l'estime.

La vitesse du vent en surface est rarement constante pendant un intervalle de temps aussi court soit-il; elle varie en général rapidement et continuellement. La turbulence du vent produit des variations qui sont irrégulières en période et en amplitude.

Les rafales de vent peuvent avoir des conséquences importantes pour l'aviation, alors une moyenne est réalisée sur deux minutes dite vent Aéronautique.

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. Il existe :

- des grains blancs, sans aucun nuage.
- des grains de vent accompagnés de nuages mais sans précipitations ni phénomènes électriques.
- des grains de pluie, neige et grêle accompagnés respectivement de ces phénomènes
- des grains orageux accompagnés d'orages.

#### II.4. TURBULENCE

Dans un fluide, tout mouvement qui ne suit pas l'évolution générale du flux moyen est dit turbulent.

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.

La turbulence est très variable et peut être dangereuse lorsqu'elle dépasse certaines valeurs qui sont différentes suivant le type d'appareil. Elle dépendra de l'angle d'attaque, de la viscosité de l'air, de la largeur des tourbillons, de la distance qui sépare les courants de sens contraire.

Elle peut être dangereuse sous le vent des crêtes, dans le Cb, dans les fronts comportant des nuages de masses d'air instable et dans les régions de forte instabilité.

La turbulence a pour effet de diminuer la vitesse de l'aéronef et détermine un manque de précision des instruments de vol sans visibilité. Elle peut entraîner une perte de contrôle momentanée de l'appareil, des troubles physiologiques et des dégâts à la structure de l'appareil. De plus, il faut noter la difficulté d'atterrir et de décoller dans des conditions de turbulence sévère et la difficulté de maintenir une altitude constante dans une atmosphère turbulente.

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.

La vie d'un avion est limitée par la fatigue du métal associée à des rafales répétées, les

Statistiques montrent que 73% des accidents aux passagers sont dus à la turbulence.

Les rafales horizontales entraînent des montées ou descentes de l'appareil.

### III. RADAR METEOROLOGIQUE PULSE DOPPLER

#### III.1. EFFET DOPPLER

La fréquence doppler est définie pour une diminution de la distance  $r$  de la cible au radar d'un tiers de la moitié de la longueur d'onde par seconde qui correspond à une avance en phase de la fréquences radio de l'écho reçu équivalente à un cycle entier (1 cycle entier =  $2\pi = 360^\circ$ ) par seconde :

$$f_d = -\frac{\dot{r}}{\lambda/2}$$

En exprimant la longueur d'onde en fonction de la célérité de la lumière et la fréquence de l'onde émise  $f_e$ , une expression alternative de la fréquence doppler est :

$$f_d = -2\frac{\dot{r}f_e}{c}$$

Par conséquent :

$$f_d = -\frac{2f_e}{c}v_r \quad (I.1)$$

$v_r$  étant la vitesse radiale de la cible.

A cause de l'effet doppler, la fréquence radio des échos d'un radar reçus d'un objet et décalée par rapport à la fréquence de l'émetteur proportionnellement au taux de distance de l'objet. Les décalages doppler sont produits par le mouvement relatif du radar et des objets desquels les ondes radio sont réfléchies, si la distance entre le radar et les objets réflecteurs décroît les ondes sont comprimées, leurs longueur d'onde est raccourcie et leur fréquence est augmentée et si la distance augmente l'effet est juste l'opposé.

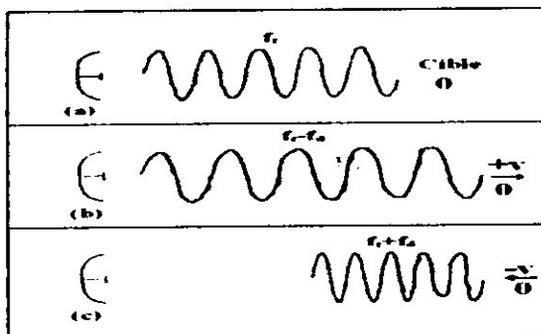


Figure I.2 : décalage doppler (effet d'une cible mouvante)

- (a) : signal émis
- (b) : décalage doppler négatif
- (c) : décalage doppler positif

Pour les radars terrestres n'importe quel mouvement relatif est entièrement du au mouvement des cibles, par contre pour les radars embarqués le mouvement relatif est du au radar ou aux cibles ou aux deux en même temps.

### III.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le radar météorologique pulse doppler est utilisé pour détecter (observer) dans les conditions météorologiques qui peuvent être dangereuses pour un vol en appliquant un traitement approprié du signal et de données pour déterminer la vitesse d'une précipitation dans un secteur illuminé par un rayonnement.

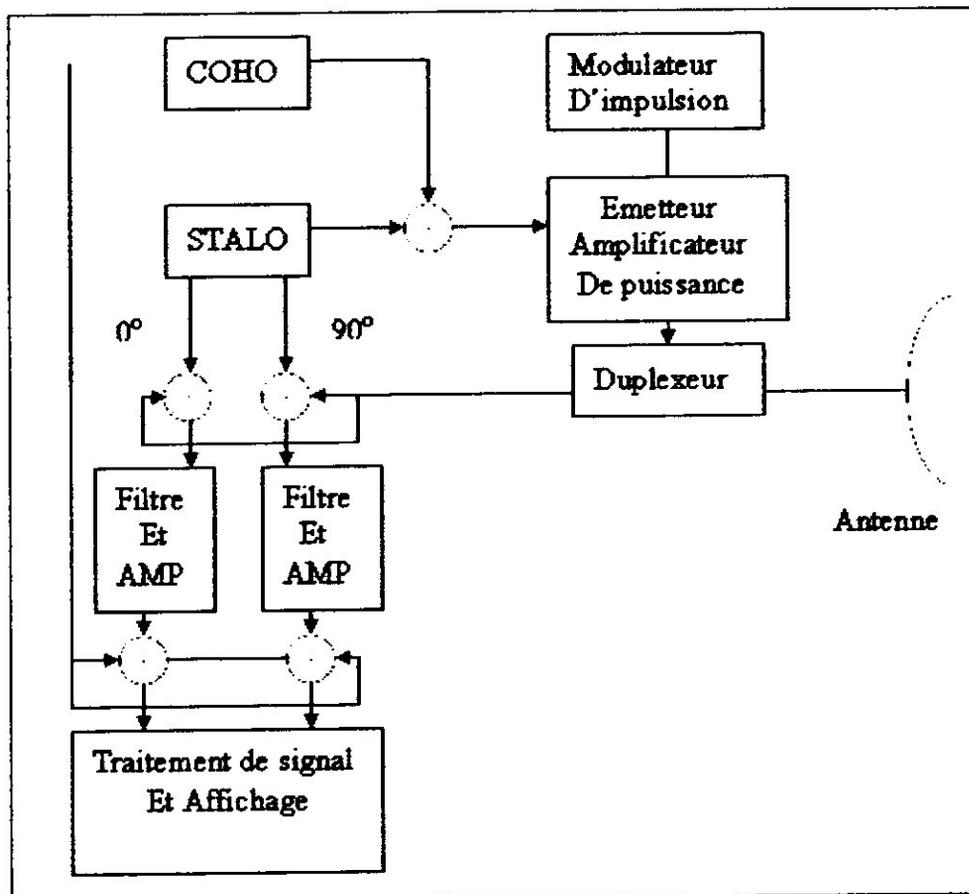


Figure I.3 : diagramme bloc du radar pulse doppler

Dans l'émetteur, un amplificateur à haute puissance généralement de type tube à onde progressive est utilisé pour produire un signal de fréquence radio  $f_e$ , l'amplificateur est commuté par un excitateur pour générer un train d'impulsions cohérentes espacées par une période  $Ipp$ , chacune de durée  $\tau$  généralement très faible devant  $Ipp$  dont l'inverse est la fréquence de répétition d'impulsions (*PRF*).

A l'antenne, le train d'impulsions est rayonné sous forme d'énergie électromagnétique dont une petite partie est réfléchiée par les cibles illuminées. Dans la majorité des cas le radar est mono statique, une antenne unique commune à l'émission et la réception pour satisfaire les conditions d'espace, de poids et de coût, un duplexeur est employé pour commuter l'antenne de l'émetteur au récepteur pendant la période ( $Ipp - \tau$ ). Le duplexeur dans un radar pulse doppler est habituellement un dispositif passif tel qu'un circulateur, une isolation de 20 à 25 dB peut être réalisée par des circulateurs à Ferrite pour protéger le récepteur d'être endommagé par le niveau de puissance élevée de l'émetteur. Après un délai nécessaire au découplage de l'émetteur, le récepteur écoute les réflexions de l'impulsion précédente.

La distance de la cible déterminée en mesurant le temps mis par l'impulsion pour atteindre la cible et retourner au récepteur. La cible météorologique est une distribution de points correspondant à moins de la moitié de la largeur de l'impulsion, en conséquence elle ne peut pas être résolue comme réflecteur individuel car un chevauchement de temps se produit. Avec une distribution de cibles le temps de réception entre les impulsions est subdivisé en segments de temps correspondant à une distance de résolution  $\frac{c\tau}{2}$  et sont traités comme des cellules distance.

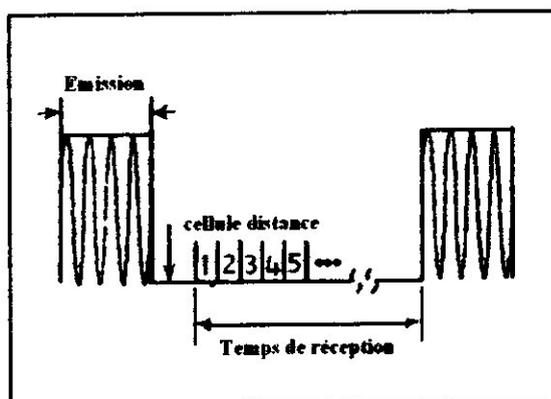


Figure I.4 : cellules distances de réception  
Pour radar doppler météorologique

Le radar enregistre les réflexions sur chaque cellule et génère une séquence d'échantillons complexes ( $I, Q$ ), chaque paire ( $I, Q$ ) est équivalente à la réflexion moyenne instantanée de l'énergie radar incidente dans le volume de la cellule distance.

La figure (I.5) montre la cellule distance comme un volume défini par la résolution distance et les longueurs horizontale  $\phi$  et verticale  $\theta$  du faisceau principal de l'antenne.

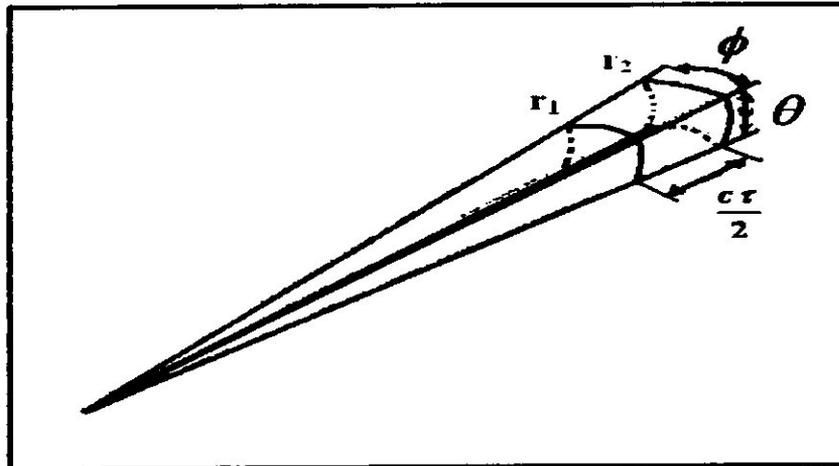


Figure I.5 : volume d'une cellule distance pour une Distribution de cibles

La distance par rapport à la cellule est la distance radar par rapport au centre du volume donnée par :

$$R = \left| \frac{r_1 + r_2}{2} \right|$$

Et le volume de la cellule est donnée par:

$$Vol = \phi \theta \frac{c\tau}{2}$$

La distance maximale qu'un radar pulse doppler peut mesurer sans ambigüité est donnée par:

$$R_{\max} = \frac{c}{2PRF} \quad (1.2)$$

Avec,  $c$  vitesse de propagation de la lumière

En exploitant l'effet doppler, un radar pulse doppler peut aussi mesurer la vitesse radiale, lorsque l'onde électromagnétique à fréquence  $f_c$  est réfléchi par un objet en mouvement loin du radar à une vitesse relative  $v_r$ , la fréquence reçue est décalée de:

$$f_d = \frac{2v_r f_c}{c}$$

Par détection du décalage en fréquence, la vitesse est déterminée, la vitesse doppler maximale non ambiguë est donnée par:

$$v_{r\max} = PRF \left( \frac{c}{4f_r} \right) \quad (I.3)$$

La partie traitement du signal dans le radar météorologique pulse doppler comprend l'estimation du spectre doppler de puissance ou l'estimation des paramètres spectraux à savoir la moyenne et la largeur du spectre qui sont implicitement liés à la vitesse d'une précipitation. La rejection du clutter est également un traitement indispensable qui consiste à séparer le signal météorologique d'intérêt du clutter de sol indésirable en utilisant le contenu spectral.

### III.3. CARACTERISTIQUES DES RADARS METEOROLOGIQUES

La plupart des radars météorologiques apparaissent similaires aux radars utilisés pour d'autres objectifs mais ils ont des caractéristiques spécifiques aux applications météorologiques, La distinction majeure réside dans la nature des cibles.

Les cibles météoriques sont distribuées dans l'espace et occupent une grande fraction des cellules de résolution spatiales observées, d'ailleurs il est nécessaire de faire des mesures quantitatives des caractéristiques du signal reçu dans le but d'estimer des paramètres tels que le taux de précipitation, le type précipitation, le mouvement de l'air, la turbulence et le cisaillement de vent. Puisque les cellules de résolution contiennent beaucoup d'informations utiles, des système d'enregistrement de données à taux élevés et moyens effectifs de visualisation en temps réel sont nécessaires.

Trois facteurs significatifs affectent la conception de ces radars qui son l'atténuation, les ambiguïtés en distance et en vitesse, et le Clutter du sol, la combinaison de ces trois facteurs s'accordant avec le besoin d'une résolution spatiale adéquate même à une sélection de longueur d'onde de 3 à 10 cm pour la plupart des applications météorologiques.

- **Effect d'atténuation**

L'atténuation a au moins deux effets négatifs sur les signaux radars météorologiques. En premier, à cause de l'atténuation il devient difficile de mesurer précisément les réflexions à travers une section, deuxièmement si l'atténuation due à la précipitation ou autre intermédiaire est suffisamment grande, alors le signal à partir d'une cellule de précipitation se trouvant derrière une forte région d'absorption peut totalement disparaître et mener à des effets potentiellement désastreux.

- **Ambiguïtés en distance et vitesse:**

La fréquence Doppler non ambiguë pour une PRF fixe est donnée par :

$$\Delta f_d = \frac{+ PRF}{2} \quad (I.4)$$

Alors, l'intervalle de distance non ambiguë est donnée par:

$$\Delta r = \frac{c}{2PRF} \quad (I.5)$$

Par conséquent:

$$\Delta f_d \Delta r = \frac{c}{2}$$

Le décalage Doppler et la vitesse radiale d'une cible étant linéairement reliée par l'expression :

$$v_r = \frac{\lambda}{2} f_d$$

Il s'en suit que le produit distance . vitesse non ambiguë est:

$$\Delta v_r \Delta r = \frac{\lambda c}{4} \quad (I.6)$$

Il est maximisé en maximisant la longueur d'onde  $\lambda$

- **Effet du clutter du sol**

La détection des cisaillements de vents aux basses altitudes est une application qui se déroule en présence d'un sérieux Clutter de sol, lorsqu'il est impossible d'éliminer ces effets, ces derniers sont réduits à travers une conception intensive. L'approche la plus utilisée est d'utiliser des antennes à faibles lobes secondaires, particulièrement en élévation, une seconde approche consiste à utiliser de courtes longueurs d'ondes du fait que la puissance du signal météorologique réfléchi est inversement proportionnelle à  $\lambda^4$ .

### III.4. FREQUENCES RADAR

Le principe de base du radar est le même à n'importe quelle fréquence, mais la mise en œuvre pratique est largement différente. En pratique la plus part des radars fonctionnent aux fréquences de la bande SHF (3 à 30Ghz) utilisant des ondes directes de longueurs d'onde de 1 à 10cm :

- bande L (1 à 2 Ghz)
- bande S (2 à 4 Ghz)
- bande C (4 à 8 Ghz)
- bande X (8 à 12 Ghz)
- bande Ku, K et Ka (12 à 40 Ghz)

De nombreux systèmes météorologiques terrestres et embarqués sont conçus pour la prévention météorologique. Pour les radars terrestres c'est une instrumentation qui favorise la bande C parce qu'elle est moins encombrée par rapport à la bande S qui est

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. Ce type de radars utilise généralement de multiples PRF pour réduire les ambiguïtés des vitesses doppler.

Les radars embarqués par contre, se sont des installations sur avions qui rassemblent de nombreuses exigences des systèmes terrestres mais qui doivent être limitées en taille physique, poids, et coût. C'est des radars à bande X qui opèrent généralement à une seule PRF et utilisent une procédure de balayage moins compliquée. Dans ce contexte nous exposons les propriétés de chacune de ces bandes :

### Bande C

Cette bande se trouve entre les bandes S et X et peut être décrite comme compromis entre les deux, cependant il est difficile de réaliser des radars de surveillance d'air à longue portée dans cette bande, elle est aussi utilisée par les radars météorologiques à moyenne portée.

### Bande X

Celle-ci est une bande de fréquence très connue pour le radar de poursuite des armes militaires et pour les applications civiles. La navigation à bord d'un avion ou d'un navire, la résolution météorologique ainsi que la navigation doppler se trouvent tous à la bande X, les radars à cette bande est généralement d'une taille commode et d'intérêt pour les applications où la mobilité et le poids léger sont importants et la longue portée ne l'est pas.

## IV. EQUATION RADAR POUR UNE DISTRIBUTION METEOROLOGIQUE

Les réflecteurs météorologiques ont une distribution quasi-continue sur de larges régions spatiales, ils prennent une variété de formes qui inclue des soufflés de vents composés de gouttes de pluie, d'insectes et de poussière, des cristaux de glace, de grêle et de la neige, ou des mélanges de tout cela. Ces particules se déplacent sous l'influence des vents horizontaux, des courants d'air, et de la turbulence, elles sont séparées par une distance correspondant à moins de la moitié de la largeur de l'impulsion émise, par conséquent ne peuvent pas être traitées comme réflecteurs individuels.

La puissance reçue d'une distribution de cibles peut être dérivée de l'expression radar générale :

$$p_r = \frac{p_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 r^4}$$

Avec :

$r$  : distance de la cible au radar

$p_e$  : puissance émise par le radar  
 $G$  : gain de l'antenne  
 $\lambda$  : longueur de l'onde radar  
 $\sigma$  : surface équivalente de la cible

Une forme simple inspirée de cette relation est donnée par:

$$p_r = \frac{\beta \sigma}{r^4} \quad (1.7)$$

Avec:

$\beta$  : Constante qui dépend des paramètres du système radar  
 $r$  : distance de la cible  
 $\sigma$  : Section transversale du radar

C'est le calcul du paramètre  $\sigma$  qui distingue une distribution de cibles météorologiques d'une cible individuelle, il s'écrit dans ce cas :

$$\sigma = \eta V \quad (1.8)$$

Ou,

$\eta$  : Réflectivité radar en unités de surface par unité de volume  
 $V$  : volume échantillonné par le radar

La réflectivité radar peut s'écrire :

$$\eta = \sum_{i=1}^N \sigma_i \quad (1.9)$$

$N$  est le nombre de réflecteurs par unité de volume et  $\sigma_i$  est la section transversale de réflexion du  $i^{\text{ème}}$  réflecteur, les réflecteurs météorologiques pouvant prendre une variété de formes.

Une théorie générale a été développée pour l'énergie réfléchi sur une distribution de particules de diamètre inférieur à la longueur d'onde, une approximation de Rayleigh est alors utilisée et la réflectivité radar devient :

$$\sigma_i = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 D_i^2$$

Ou  $D_i$  est le diamètre de la  $i^{\text{ème}}$  particule et :

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

$m$  étant l'indice complexe de réfraction.

L'équation (I.9) s'exprime alors par :

$$\eta = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 \sum_{i=1}^N D_i^6 \quad (\text{I.10})$$

La somme de la sixième puissance des diamètres des particules est caractéristique de l'atmosphère, nous introduisons alors le facteur de réflectivité radar  $z$  défini par :

$$z = \sum_{i=1}^N D_i^6 \quad (\text{I.11})$$

Si le faisceau radar est plein de réflecteurs, le volume échantillonné est donné approximativement par :

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

Où,

$\theta \cdot \phi$  : Largeurs du faisceau radar en azimut et élévation

$c$  : célérité de la lumière

$\tau$  : Largeur de l'impulsion radar

En substituant toutes les équations nécessaires dans (I.7). Nous avons :

$$P_r = \frac{\beta \pi^6 \theta \phi c \tau |K|^2 z}{8 \lambda^4 r^2}$$

Probert-Jones, tenant compte du fait que le gain de l'antenne n'est pas uniforme à travers la largeur du faisceau, et en lui octroyant une forme gaussienne a dérivé l'expression suivante pour la puissance reçue :

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

En utilisant les relations (I.10) et (I.11), cette équation est exprimée en fonction du facteur de réflectivité  $z$  comme suit :

$$P_r = \frac{p_t G^2 \theta \phi c \tau \pi^3 |K|^2 z}{512 (2 \ln 2) r^2 \lambda^2} \quad (\text{I.12})$$

Cette équation relie la puissance de l'écho reçu par le radar aux paramètres du radar, à la distance de la cible, et aux caractéristiques de réflexion, elle peut être utilisée pour mesurer le facteur de réflectivité  $z$  lorsque le faisceau radar est plein de réflecteurs et lorsque l'approximation de Rayleigh est valide, les valeurs de  $z$  sont de différents ordres de grandeur, une échelle logarithmique est souvent utilisée :

$$\text{dBz} = 10 \log z$$

Les valeurs de  $z$  ont une signification météorologique et permettent les classifications des précipitations comme sèches ou humides. Si une précipitation a une réflectivité supérieure à 25 dBz elle est considérée humide, alors qu'une précipitation à réflectivité moins que 20 dBz est considérée sèche.

### 3.3. FLUCTUATION DE L' ECHO METEOROLOGIQUE

Les particules météorologiques sont en mouvement sous l'influence des vents horizontaux, des courants d'air, de la turbulence et de la gravité en plus. La contribution d'une particule individuelle au champ électrique réfléchi est à phase qui dépend de sa distance par rapport au radar et son mouvement donne naissance à un changement de phase. Les ondelettes réfléchies par différentes particules s'interposent quelques fois de manière constructive et quelques fois de manière destructive, par conséquent le champ total de réflexion ne peut pas demeurer constant, sa valeur dépend de l'arrangement spécifique des particules et change dès qu'il y a déplacement de celles ci, le facteur dominant dans ses effets d'interférence changeable est le mouvement relatif ou " traînement" continu des particules qui résulte dans les fluctuations qui caractérisent les échos de précipitations des 'fluctuations à phases aléatoires.

Certaines particules ne se déplacent pas loin pendant une durée d'environ une microseconde alors elles sont illuminées par n'importe quelle impulsion radar, cependant. Leur mouvement relatif durant l'intervalle de temps entre deux impulsions doit être seulement de quelques centimètres pour modifier sensiblement les effets d'interférence lorsque la prochaine impulsion arrive. Ainsi, Le champ électrique réfléchi a tendance à changer d'une impulsion à une autre, il s'agit de changements dans le temps selon l'impulsion radar.

Le champ total réfléchi varie aussi lorsque n'importe quelle impulsion radar de durée  $\tau$  parcourt une direction même en l'absence de changements dans la taille moyenne a la concentration d'une distribution, les variations se produisent parce que le signal écho instantané est une somme phaseur des contributions de toutes les particules d'une région contribuant définie par la section de parcours du faisceau radar le long de la distance de résolution  $\frac{c\tau}{2}$ . Ainsi, un écho prend source d'un nouveau ensemble de particules à chaque fois que la région contribuant change dans une direction de distance de résolution Le nouveau ensemble fournit des ondelettes à phases indépendantes de celles de l'ensemble précédent car l'arrangement des particules dans

l'atmosphère est différent, les amplitudes des ondelettes peuvent être les mêmes que celles de l'ensemble précédent, par conséquent le champ électrique réfléchi prend une nouvelle valeur qui est statistiquement indépendante de la précédente.

La région contributive change dans une direction à distance de résolution  $\frac{c\tau}{2}$  en un temps égale à la durée de l'impulsion, les échos varient avec la direction radar à un taux déterminé par la durée, c'est des changements dans le temps selon la direction radar.

Le problème que présente de telles fluctuations pour un radar météorologique est assez différent de ce que présente les fluctuations d'une cible pour d'autres applications radar, avec quelques risques de simplification excessive nous pouvons dire que les applications radar ordinaires impliquent détection sur les fluctuations de la cible,

## V. APPROXIMATION DE L'ECHO METEOROLOGIQUE

Une distribution météorologique est une cible très fluctuante, c'est par conséquent un réflecteur très complexe ou en règle générale toutes les irrégularités de structure participent à la réflexion. Chaque réflecteur élémentaire peut être ramené à son centre de phase représenté par un diagramme de rayonnement ou point brillant.

Si le nombre de points brillants est grand et si aucun d'entre eux ne joue un rôle prépondérant, la loi des grands nombres s'applique.

Dans un volume de résolution nous tenons compte du très grand nombre de réflecteurs météorologique, du chevauchement de leurs réflexions. et des fluctuations issues de leurs mouvements relatifs, les signaux sont semi cohérents c'est à dire qu'ils ne sont plus purement sinusoïdaux, les variations fines du signal réfléchi au cours du temps sont difficiles à appréhender et l'écho enregistré est à variation aléatoire.

La représentation de l'écho météorologique est une conséquence directe des hypothèses suivantes:

- Le nombre de réflecteurs dans un volume-impulsion est grand ( $> 10^6$ )
- Le volume-impulsion est grand comparé à la longueur d'onde émise
- Le volume-impulsion est plein de réflecteurs qui causent tous des phases de 0 à  $2\pi$
- Les particules sont en mouvement les unes par rapport aux autres à cause de la turbulence, du cisaillement de vent, et de leurs vitesses variables.

Via le théorème central limite qui stipule que la moyenne d'une suite de N quantités aléatoires indépendantes suit une loi normale centrée lorsque le nombre N de ces quantités est très grand, la superposition des champs électriques d'un tel grand nombre de particules chacun à phase aléatoire mène à un signal à statistiques gaussiennes.



## *Chapitre II*

# *Réjection de clutter par filtrage doppler*

## INTRODUCTION

La détection de l'écho d'une cible est limitée par la présence des signaux parasites divers, internes ou externes, naturels ou artificiels, certaines eux sont de caractère aléatoires, c'est des bruits, d'autres signaux en général n'ont pas ce caractère aléatoire, que l'on prête aux bruits, se sont des écho parasites résultant de la réflexion des ondes émises par le radar lui-même sur d'autres réflecteurs entourant la cible tels que le sol, la mer, etc... c'est qu'on désigne par fouillis ou souvent clutter.

Le clutter donc le retour de différents réflecteurs tels que le sol et l'eau, il a une importante influence sur la conception d'un radar pulse doppler météorologique ainsi qu'un effet sur la probabilité de détection des cibles d'intérêt. Puisque les antennes utilisées généralement pour ce type de radars sont à lobe principal de gain relativement élevé, le lobe principal du clutter est le signal le plus importante reçu un faisceau serré limite l'entendu en fréquence du clutter du lobe principal. Le reste du rayonnement de l'antenne consiste en lobes secondaires qui résulte en lobes secondaires de clutter, ces derniers sont généralement plus faibles que le clutter du lobes principal mais couvrent une bonne partie du domaine fréquentiel.

Lorsque le radar est fixe par rapport au sol, les retours du clutter des lobes principal et secondaires se produisent à un décalage doppler nul par rapport à la fréquence d'émission, mais si le radar se déplace d'une certaine vitesse le clutter s'étale sur le domaine fréquentiel considéré, de plus les écho considérés parasites pour une application pouvant être des signaux utiles pour une autre application, ce qui est le cas pour les échos (clutter) de sol ou atmosphériques qui sont parasites pour les radar de détection de cibles aériennes mais constituent les signaux utiles des radars de cartographie et météorologiques respectivement.

## I. CATEGORIES DU CLUTTER

### I.1. CLUTTER DU SOL

Les réflecteurs répartis à la surface du sol, qu'ils soient naturels comme le sol ou la végétation, ou artificiels comme les constructions humaines, renvoient au radar des signaux dont la puissance dépend de leurs distances, de leurs surfaces équivalentes et du gain d'antenne dans leurs directions. Ceux qui sont reçus au même instant qu'une cible à une distance hors ambiguïté, et qui gênent donc sa détection, donnent un écho de puissance :

$$P_i = \frac{P_{\text{moy}} G^2 \sigma_0^2 A_g}{R^4}$$

$P_{\text{moy}}$  : puissance moyenne émise

$G$  : gain de l'antenne radar dans la direction du secteur illuminé

$\sigma_0$  : facteur dit coefficient de réflexion incremental

$A_g$  : surface terrestre de résolution (secteur illuminé)

$R$  : rayon du secteur terrestre

Le coefficient incrémental  $\sigma_0$  est multiplié par la surface du secteur terrestre pour obtenir la section transversale du radar, il varie avec l'angle d'incidence, la fréquence, les caractéristiques électriques de la terre, la rudesse du train et la nature des objets par dessus.

On constate que le retour de sol est régi par les mêmes facteurs que le retour d'une autre cible.

Le clutter de sol se présente en trois catégories, clutter du lobe principal, clutter du lobe secondaire, et clutter d'altitude qui est un clutter du lobe secondaire reçu directement du bas du radar lorsque ce dernier est embarqué.

### **I.1.1. clutter du lobe principal**

Le clutter du lobe principal se produit chaque fois que le lobe principal du rayonnement de l'antenne intercepte le sol, La surface interceptée peut être vaste, le gain d'antenne au lobe principal du radar étant généralement élevé, alors le clutter du lobe principal est souvent assez intense pour être le plus intense que le retour de n'importe quelle autre cible (avion ou précipitation). Le lobe principal du clutter de sol (retour terrestre lorsqu'il n'est pas indésirable) constitue un signal d'intérêt pour certaines applications telles que l'élaboration de cartes terrestres, l'altimétrie, et la navigation doppler.

### **I.1.2. clutter du lobe secondaire.**

Le retour reçu par le radar à travers les lobes secondaires de l'antenne constitue le clutter du lobe secondaire, il n'est pas aussi concentré que celui du lobe principal (moins de puissance par unité de fréquence doppler), mêmes certains objets conçus par l'être humain sur le sol peuvent être sources importantes de clutter du lobe secondaire qui peuvent être aussi intense que les échos d'une cible reçus par le lobe principal.

Généralement la réflectivité des cibles terrestres est beaucoup plus grande que celle des précipitations, ainsi malgré que le gain en puissance des lobes secondaires de l'antenne soit faible comparé à celui du lobe principal, la puissance réfléchiée par les cibles terrestres se trouvant sur la direction d'un lobe secondaire peut être égale ou excède la puissance réfléchiée par une précipitation d'intérêt rayonnée par le lobe principal de l'antenne.

### **I.1.3. clutter d'altitude**

Lorsque le radar est embarqué, une portion d'énergie est réfléchiée directement du bas de l'avion et reçue également par un lobe secondaire, ce clutter est dit clutter d'altitude car il est reçu d'une distance égale à l'altitude absolue du radar. A cette distance la terre est extrêmement proche, par conséquent le clutter d'altitude est le plus intense des lobes secondaires, et peut être aussi important que celui du lobe principal particulièrement s'il réfléchié par l'eau.

## I.2. CLUTTER DE MER

Une étendue d'eau sous forme de lac, de mer ou d'océan est une surface de sol particulière. Pour des états de mer modérés et une résolution en distance moyenne ( $r_D > 30m$ ) le fouillis de mer peut être considéré comme homogène.

Le facteur  $\sigma_0$  dans ce cas dépend de l'état de la mer en particulier de la force du vent, de l'angle de vue par rapport à la direction du vent et de la longueur d'onde.

Toute fois, lorsque la résolution en distance devient inférieure à la dizaine de mètres, le fouillis de mer perd son aspect homogène (la houle est résolue en distance par le radar). La distribution d'amplitude du fouillis présente alors des pointes importantes sur les crêtes de vagues qui entraînent des fausses alarmes et rendent la détection difficile.

## II. REPRESENTATION SPECTRALE DU CLUTTER

Le moyen principal pour discerner les échos d'intérêt du clutter terrestre est la résolution doppler, nous examinons alors la répartition spectrale des différentes catégories du clutter.

### II.1. SPECTRE DU CLUTTER DE SOL

Un écho de sol ponctuel  $M_i$  vu sous l'angle  $\theta_i$  par rapport au vecteur vitesse  $\vec{v}$  du porteur (radar), est reçu avec la fréquence doppler:

$$f = \frac{2v}{\lambda} \cos \theta_i$$

L'ensemble des échos de sol se répartissent selon le spectre représenté figure (II.1)

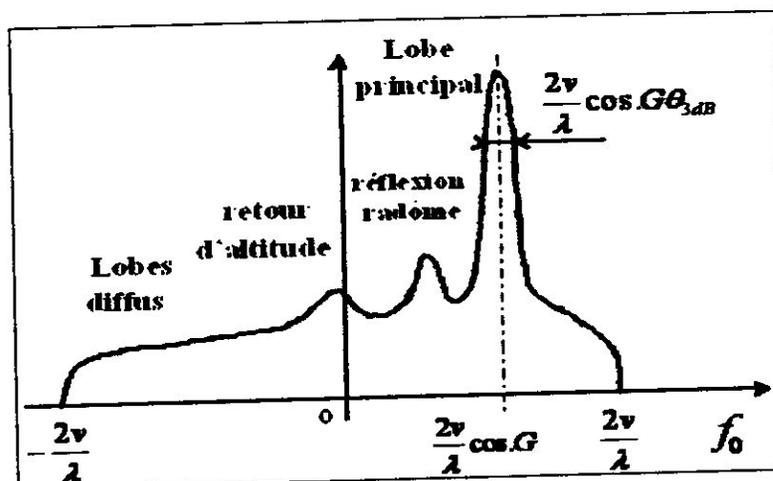


Figure II.1- spectre du clutter de sol

En absence d'ambiguïté en fréquence, le spectre comporte un niveau très élevé dû aux échos reçus par le lobe principal de l'antenne et localisé autour de :

$$f_r = \frac{2v}{\lambda} \cos S \cos G$$

Avec,

S est le site de l'antenne

G le gisement.

La largeur spectrale de cette zone est :

$$\Delta f = \frac{2v}{\lambda} \cos S \sin G \theta_{G3dB}$$

$\cos S$  étant généralement proche de 1, la largeur spectrale est essentiellement liée à  $v \sin G$ .

En plus des échos de sol immobiles on trouve également les échos de véhicules terrestres, dotés d'une vitesse propre, leur fréquence doppler est décalée par rapport à celles des échos de sol et le spectre total des échos reçus par le lobe principal est ainsi élargi.

### II.1.1. spectre du clutter du lobe principal

Pour justifier la représentation spectrale du clutter du lobe principal, nous subdivisons la surface terrestre illuminée par le rayonnement du lobe principal du radar en un grand nombre de petits spectres individuels, la fréquence doppler de chaque secteur est proportionnelle au cosinus de l'angle entre la vitesse radar et la ligne du site du secteur:

$$f_d = \frac{2v \cos \theta_i}{\lambda}$$

A chaque secteur correspond un angle qui lui est propre, par conséquent le retour collectif de la surface illuminée occupe une bande de fréquences.

Si l'antenne se dirige vers l'avant, la fréquence doppler du retour des secteurs près du centre de la surface illuminée ( $\theta$ , faible) vaut presque sa valeur maximale possible :

$$f_d = \frac{2v}{\lambda}$$

$v$  : Vitesse du radar

$\lambda$  :

Longueur

d'onde

Les fréquences des secteurs loin du centre sont en quelque sorte faibles, dans cette situation, la bande de fréquence occupée par le clutter du lobe principal est très serrée.

Néanmoins, le spectre du clutter du lobe principal présente une variabilité en fonction du balayage de l'antenne, lorsque l'azimut de l'antenne augmente, la fréquence diminue et s'étend sur une bande de plus en plus large, la fréquence centrale et la largeur de la bande occupée augmentent directement avec la vitesse du radar et sont inversement proportionnelles à la longueur d'onde.

### II.1.2. spectre du clutter des lobes secondaires

Le clutter des lobes secondaires couvre plus ou moins uniformément une large bande de fréquences, les lobes secondaires de l'antenne s'étendent virtuellement dans toutes les directions, la puissance rayonnée dans n'importe quelle direction est relativement faible, mais la surface illuminée est vaste. En résultat, la bande de fréquences couverte s'étend d'une fréquence positive de  $2\frac{v}{\lambda}$  à une fréquence négative qui lui est égale.

### II.1.3. spectre du clutter d'altitude

Le clutter d'altitude apparaît comme une large bosse sur le spectre doppler, il est théoriquement centré à zéro, cependant si l'altitude du radar varie en parcourant un terrain inclinée, la fréquence central dévie généralement d'une faible valeur autour du zéro.

## II.2. SPECTRE DU CLUTTER DE MER

Le spectre du clutter de mer comporte, en plus des effets dûs au mouvement du porteur, une composante liée au mouvement de la houle et à la vitesse du vent, qui décale et élargit remarquablement le spectre. Les crêtes de vagues présente des durées de vie de plusieurs secondes.

Ainsi, le clutter apparaît à différentes formes sur le spectre du puissance estimé, sur des radars terrestres il apparaît au zéro doppler puisque dans toutes les situations le radar est stationnaire, par contre sur les radars embarqués il apparaît à une fréquence doppler correspondante à la vitesse sol de l'avion, comme il peut être identifié en d'autres points sur le spectre.

Les cibles terrestre sont de même ordre de grandeur (ou plus grandes) que la longueur d'onde radar, de ce fait le clutter terrestre dans l'ensemble est intense, vu sont intensité et sa variabilité, le clutter du lobe principal peut être difficile à combattre lors d'une détection, le clutter d'un lobe secondaire par contre est moins intense mais peut encombrer une détection de type météorologique, le clutter d'altitude quant à lui est souvent moins difficile à traiter, parce qu' il est reçu d'une distance prédictible.

La figure (II.2) récapitule les différentes situations dans les quelles peuvent être reliée une cible au clutter de sol :

La cible 1 présente un décalage doppler supérieur à n'importe quelle fréquence de clutter de sol, sa vitesse est donc supérieure à celle du radar.

La cible 2 présente des décalages doppler noyés dans la bande du clutter des lobes secondaires, sa vitesse est inférieure à la vitesse radar.

La cible 3 présente le même décalage doppler que lobe principal et elle s'y trouve noyée dedans, cette situation se présente occasionnellement.

Une cible peut également présenter le même décalage doppler que le clutter d'altitude et s'y trouver noyée, c'est le cas de la cible 4.

La cible 6 peut avoir une vitesse supérieure à celle du radar et présenter un décalage doppler au de la des fréquences négatives du clutter des lobes secondaires, si sa vitesse est inférieure à elle du radar, elle apparaît dans le clutter des lobes secondaires (cible5).

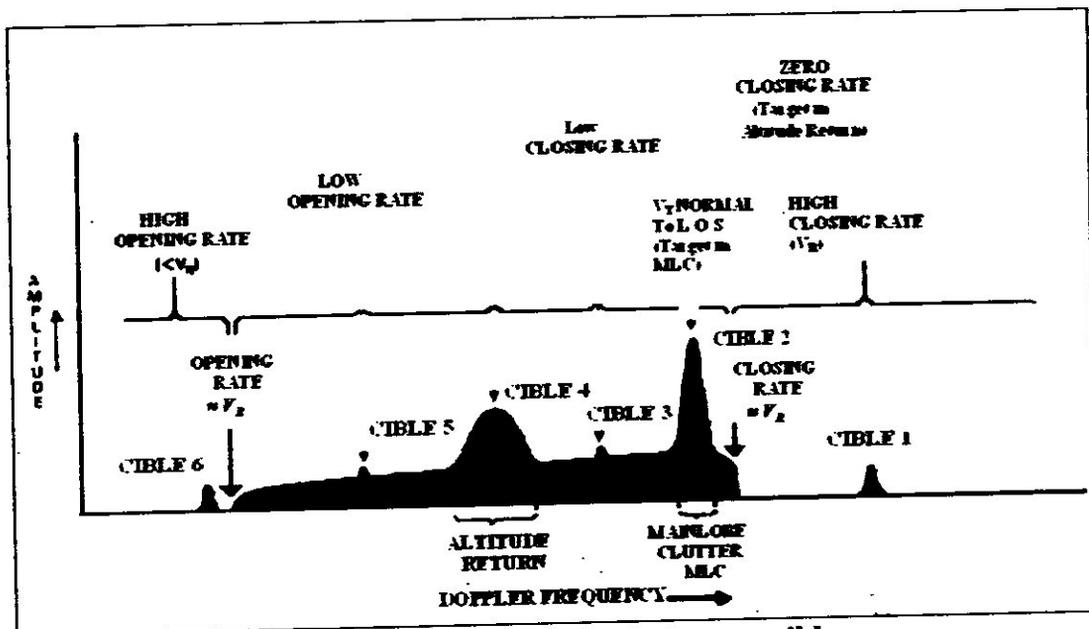


Figure (II.2) : relation du clutter aux cibles

### III. MINIMISATION DES EFFETS DU CLUTTER

Malgré ses effets sur la détection, il existe des techniques dont il faut tenir compte lors de la conception d'un radar météorologique pour minimiser l'effet du clutter.

- La réflectivité radar pour une distribution de rayleigh est proportionnelle à  $\lambda^{-4}$ , d'où un moyen de minimiser l'effet du clutter terrestre lors d'une mesure de précipitation est d'utiliser de courtes longueur d'ondes.
- L'importance avec laquelle s'interpose le clutter avec une détection dépend de la discrimination des fréquences que fournit le radar. Si le radar différentie entre cible et clutter en se basant uniquement sur la fréquence doppler, alors une cible s'écroulant au milieu du clutter d'un lobe secondaire doit combattre le retour d'une

bande entière du terrain, hors en évaluant la distance de la cible, beaucoup de ce terrain peut être éliminé. Si le radar fournit aussi une résolution en distance, la cible doit combattre uniquement la quantité du clutter reçu de la même cellule –direction que l'écho de la cible.

- La manière à laquelle le clutter des lobes secondaires peut encombrer une direction dépend de :
  - La résolution en fréquence fournie par le radar
  - La résolution en distance fournie par le radar
  - Le gain des lobes secondaires
  - L'altitude du radar
  - Coefficient de réflexion et angle d'incidence

#### IV. ELIMINATION DU CLUTTER

Les performances de détection et de poursuite des cibles dépendent essentiellement du choix du signal émis et de son traitement à la réception. Si la portée du radar sur bruit thermique est, toutes choses égales par ailleurs, fixée par la puissance moyenne émise indépendamment de la forme d'onde, la portée en présence de fouillis de sol est liée à la capacité de séparation du signal utile des échos parasites qui dépend de la forme du signal émis.

Dans ce dernier cas les caractéristiques de détection sont déterminées par

- la forme d'onde choisie en fonction de l'application considérée,
- les défauts de réalisation introduits au niveau de la génération du signal émis, de sa réception et de son traitement.

Dans le cas général l'élimination du clutter de sol peut se faire par :

- Sélectivité spatiale (angulaire) de l'antenne, en site ou en gisement.
- Discrimination en distance (séparation temporelle).
- Discrimination en vitesse (filtrage doppler).

La sélectivité angulaire, en atténuant les échos de sol très proches, apporte un gain important de 50 dB.

La sélectivité en distance (sans ambiguïté distance) en éliminant les échos de sol aux distances de celle de la cible réduit considérablement le contraste sol - cible. Alliée à la sélectivité angulaire le contraste n'est plus que de 30 dB dans les cas considérés. Dans certaines applications, le contraste peut même s'inverser et permettre la détection sans recourir à la sélectivité en vitesse.

La sélectivité en vitesse seule est peu efficace car des échos de sol très proches peuvent se superposer à une cible lointaine.

Seule la sélectivité en vitesse, donnée par l'effet doppler, jointe à la sélectivité angulaire permet la détection de la cible dans les applications considérées.

## V. REJECTION PAR FILTRAGE NUMERIQUE

Par rapport au filtre analogique qu'il remplace dans bien des cas, le filtre numérique possède à son actif ses performance et sa précision, sa très grande variété, la souplesse de sa mise en forme, de son adaptation, l'absence de problème de réalisation technologique tels que l'apparition d'impédance mutuelle, la définition aux très basses fréquences.

En revanche, il convient de noter qu'il exige une très grande maîtrise non seulement de la théorie, mais aussi des problèmes de mise en œuvre numérique qui ne sont pas toujours parfaitement résolus sitôt que sa structure se complique un peu. Pour de nombreux système physique : l'audition, la parole, la sismologie, le radar, les télécommunications, et comme opérateur linéaire à des fins de traitement de données c'est l'outil par excellence.

Nous utilisons le contenu spectral pour séparer nominalement le clutter du signal météorologique, les parties spectrales de la puissance estimée qui ont de fortes probabilités d'être un clutter de sol sont rejetées sous l'hypothèse que la sensibilité météorologique demeure suffisante, le filtrage numérique est l'une des opérations les plus consistante du traitement numérique du signal.

### V.1. DEFINITION

Lorsqu'un système linéaire invariant est utilisé pour modifier la distribution fréquentielle des composantes d'un signal selon des spécifications bien précise en utilisant des opérations arithmétiques de précision donnée, il s'appelle filtre numidique. Le problème général du filtrage numérique consiste a déterminer la fonction de transfert  $H(Z)$  qui, d'une part présente la réponse fréquentielle désirée et d'autre part. se prête à une réalisation efficace.

### V.2. PROPRIETES

Si nous appliquons à l'entrée d'un filtre linéaire discret la suite  $\{u(n)\}$ , le signal en sortie est donné par :

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} u(k)h(n-k) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(k)u(n-k) \quad (\text{II.1})$$

Nous disons que le filtre réalise une opération de convolution. La suite  $h(n)$  caractérise le filtre, elle est appelée réponse impulsionnelle,  $H(Z)$  sa transformée en  $Z$  est la fonction de transfert du filtre, et :

$$H(f) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(k)e^{-j2\pi fk}$$

$H(f)$  est la réponse en fréquence (gain complexe) du filtre.

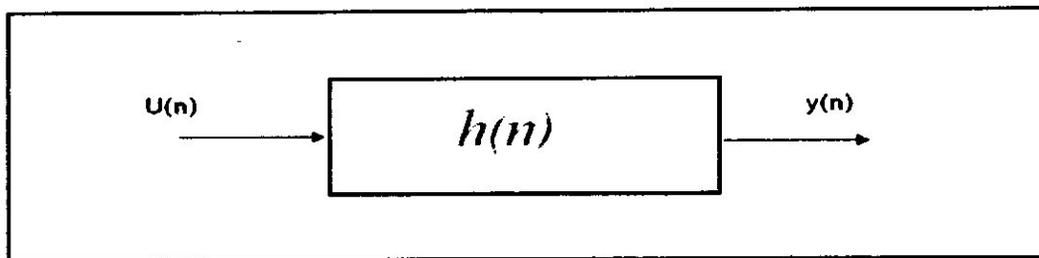


Figure II.3. Filtre linéaire à temps discret

Dans le cas où la fonction de transfert  $H(Z)$  du filtre est bien approchée par une fraction rationnelle de deux polynômes, nous pouvons chercher l'équation aux différences:

$$\sum_{k=0}^p a_k x(n-k) = \sum_{k=0}^q b_k (u-k) \quad (II.2)$$

Cette relation fait intervenir un nombre fini de coefficients  $a_k$  et  $b_k$  même si la réponse impulsionnelle est de durée infinie, elle admet une solution causale et stable si et seulement si tous les pôles sont de module inférieur à 1.

Sur ce, nous distinguons deux types de filtres, lorsque les  $a_k$  sont nuls pour  $1 \leq k \leq p$ , le filtre est dit à réponse impulsionnelle finie RIF, une conséquence immédiate est la stabilité de ce type de filtres, dans le cas contraire nous parlons de filtre récursif ou réponse impulsionnelle infinie RII.

Les méthodes d'élaboration de filtres numériques sont classés selon cette distinction, nous intéressons dans ce qui suit aux filtres RII.

### V.3. FILTRES DISCRETS RII

Le filtre à temps discret RII est la structure linéaire la plus générale. il calcule n'importe quel point à la sortie via l'équation récursive (II.2). Le filtre FIR est un cas particulier lorsque  $p=0$  et seulement les entrées précédentes sont utilisées, ceci avantage le filtre IIR par une grande efficacité, un ensemble de spécifications est satisfait avec un ordre sensiblement inférieur à celui d'un FIR bien qu'il présente certains inconvénients.

#### V.3.1. problème de conception

Un problème de filtrage est souvent posé par la réponse en fréquence  $H(f)$ , cette dernière est idéalisée dans le sens où tout ce qui doit être atténué doit l'être complètement et tout ce qui doit être transféré doit l'être sans modification, les filtres pratiquement réalisables ne peuvent satisfaire ces spécifications qu'approximativement, à des tolérances induites, ceci constitue un gabarit que doit satisfaire la réponse en fréquences  $H(f)$ .

Nous distinguons deux parties dans le problème de conception, le problème d'approximation ou un filtre à caractéristiques bien spécifiques est approché et le

problème de réalisation qui concerne l'implémentation de la fonction de transfert choisie.

L'approximation est acquise selon un critère d'approximation, il existe généralement trois mesures d'erreur d'approximation :

- Erreur absolue, c'est la moyenne des erreurs carrées utilise l'énergie ou la puissance comme mesure de la taille de l'erreur
- Erreur de Chebyshev, elle exprime le maximum de la différence entre ce qui est requis et ce qui est obtenu.
- Erreur absolue maximale qui est une approximation en séries de Taylor.

Ainsi le problème de conception consiste à satisfaire certaines spécifications souvent dans le domaine fréquentiel et trouver l'ensemble des coefficients  $a_i$  et  $b_j$  qui approchent le filtre de la forme désirée. Différentes méthodes de conception de filtres RII utilisent Un filtre continu dans le temps comme prototype qui est converti en un filtre discret.

### V.3.2. description

Il existe trois descriptions d'un filtre qu'il est nécessaire de connaître, qui sont reliées, et qui sont des outils de base lors de traitement des filtres numériques, à savoir :

- La réponse impulsionnelle qui est la description entrée-sortie la plus fondamentale d'un système linéaire dans le domaine temporel.
- Le module et la phase de la réponse en fréquence qui est une description entrée - sortie dans le domaine fréquentiel d'un système linéaire invariant dans le temps.
- Le tracé des pôles – zéros dans le plan complexe qui est une description par fonction de transfert.

## V.4. CLASSES DE FILTRES RII

La synthèse de filtres la plus couramment utilisée s'appuie sur le passage temps continu - temps discret. Nous présentons dans ce qui suit quatre filtres classiques et leurs équivalents en analogique, ils représentent quatre différentes combinaisons des deux mesures d'erreurs d'approximation, l'erreur à séries de Taylor et l'erreur de Chebyshev.

### V.4.1. filtre de Butter Worth

Le filtre analogique de Butter Worth est basé sur une approximation en séries de Taylor dans le domaine fréquentiel avec développement aux limites du domaine fréquentiel :  $\omega = 0$  et  $\omega \rightarrow \infty$ .

L'expression du module carré de la réponse en fréquences d'un filtre Butter Worth analogique d'ordre  $p$  est:

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1+(2\pi f)^p} \quad (\text{II.3})$$

#### V.4.2. filtre de Chebyshev de type 1

Ces filtres ont une erreur maximale par dessus la bande passante dite erreur de Chebyshev et une approximation de Taylor à  $\omega \rightarrow \infty$ , l'approximation de Chebyshev est souvent dite approximation à ondulations égales.

Les filtres de Chebyshev type ou un gain:

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 T_n^2(f)} \quad (\text{II.4})$$

Avec:

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \arccos(x)) & |x| < 1 \\ \cosh(n \operatorname{arg} \cosh(x)) & |x| > 1 \end{cases}$$

Les filtres de Chebyshev de type 1 présentent des ondulations en bande passante qui vaut  $\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$ .

Le calcul de ces filtres nécessite d'introduire l'ondulation en bande passante.

#### V.4.3. Filtre de Chebyshev de type 2

Le filtre de Chebyshev type 2 est à approximation en séries de Taylor à  $\omega = 0$  et une erreur de Chebyshev minimale dans la bande atténuée, il présente le gain suivant :

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 \frac{T_n^2(f_a)}{T_n^2(f)}} \quad (\text{II.5})$$

$f_a$  est la première fréquence de la bande atténuée.

Ces filtres présentent une ondulation dans la bande atténuée.

Les performances des filtres de Chebyshev de type 1 et de type 2 sont meilleurs en atténuation que celles des filtres de Butter Worth.

#### V.4.4. 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 :

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 R_n^2(f, a)} \quad (\text{II.6})$$

Ces filtres présentent de 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 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.

#### V.4.5. Transformation bilinéaire

Les quatre exemples de filtres RII classiques peuvent être implémentés par conception premier d'un filtre prototype analogique qui est converti en filtre à temps discret en utilisant la transformation bilinéaire justifiée par le calcul d'une intégrale à laide de la méthode du trapèze.

Si nous appelons  $x_n = x(nT_e)$  les valeurs de la fraction aux points  $nT_e$  et si  $s_n$  est la valeur de l'intégrale entre 0 et  $nT_e$  satisfait l'équation récurrente:

$$s_n = s_{n-1} + T_e \frac{x_n + x_{n-1}}{2}$$

D'où :

$$B(Z) = \frac{S(Z)}{X(Z)} = \frac{T_e}{2} \frac{1 + Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}$$

$B(Z)$  constitue une approximation de l'opérateur d'intégration.

Le plan analogique entier  $-\infty \leq \Omega \leq +\infty$  se transforme en intervalle de fréquences à temps discret  $-\pi \leq \omega \leq +\pi$ . Les fréquences analogiques  $\Omega$  et à temps discret  $\omega$  sont reliées par :

$$\Omega = \frac{2}{T_e} \tan\left(\omega \frac{T_e}{2}\right)$$

$T_e$  est la période d'échantillonnage, s'il est suffisamment rapide, la distorsion de fréquence introduite est négligeable.

#### **V.4.6. Application**

Il est conseillé pour les radars météorologiques pulse doppler d'utiliser généralement des filtres RII qui est permettent d'acquérir des largeurs de pas plus de 1 m/s autour du zéro doppler. Sur un système embarqué par contre le mouvement de la plate forme tend à étendre la bande du clutter de sol sur une largeur à environ 2 à 3 m/s.

Les approches de réjection de clutter adoptées pour les applications météorologiques sur radars pulse doppler utilisent le contenu spectral pour séparer les échos du clutter de ceux des précipitations d'intérêt.

*Chapitre III*  
*Estimation spectrale*  
*par la méthode de*  
*Burg*

Les méthodes d'extraction de la moyenne doppler qui sont implémentées sur des radars météorologiques doppler, sont fondées soit sur l'auto covariance complexe du processus, soit sur sa transformée de Fourier discrète.

### I. ESTIMATION DES PARAMETRES SPECTRAUX

Les réflecteur météorologiques étant en mouvement les uns par rapport aux autre dans le volume illuminé à une certaine vitesse radiale moyenne, le spectre doppler se caractérise par un étendu doppler connu souvent par la variance du spectre et une fréquence moyenne décalée de la fréquence émise. La moyenne et la variance doppler constituent les deux premiers moments spectraux qui seront estimés en utilisant les échantillons intégrés du processus stochastique.

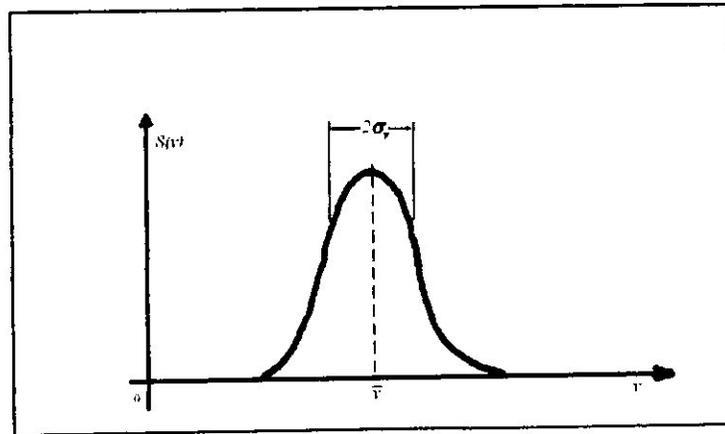


Figure III.1 : spectre doppler

La puissance reçue est donnée par l'intégrale :

$$P_r = \int S(f)df = \int S(v)dv \quad (\text{III.1})$$

Où la fréquence  $f$  et la vitesse  $v$  sont reliées par :

$$f = \frac{2\lambda}{v}$$

Avec  $\lambda$  la longueur d'onde.

La vitesse moyenne est donnée par le moment d'ordre 1 du spectre doppler :

$$\bar{v} = \frac{\int vS(v)dv}{\int S(v)dv} \quad (\text{III.2})$$

Le second moment central  $\sigma_v^2$  est donnée par :

$$\sigma_v^2 = \frac{\int (v - \bar{v})^2 S(v)dv}{\int S(v)dv} \quad (\text{III.3})$$

L'écho traité est une séquence d'échantillons vidéo complexes  $Z_k$  espacés par la période inter impulsions  $I_{pp}$  que nous notons  $T_s$  :

$$Z_k = S_k e^{j\omega k T_s} + B_k \quad k=0.1 \dots \dots \dots M-1 \quad (III.4)$$

L'écho  $Z_k$  consiste en une partie signal  $s_k e^{j\omega k T_s}$ , et une partie bruit blanc  $b_k$ ,  $s_k$  et  $b_k$  sont des processus gaussiens indépendants à moyenne nulle centrés à la fréquence zéro.

$\omega$  exprime le décalage doppler moyen en fréquence:

$$|\omega| \leq \frac{\pi}{T_s}$$

$S$  étant la puissance du signal et  $\rho(\sigma_v, T_s)$  la valeur du coefficient de corrélation, la fonction d'auto corrélation à décalage  $kT_s$ , du processus  $Z_k$  est :

$$\hat{R}(kT_s) = S\rho(\sigma_v, kT_s) e^{j\omega k T_s} + B\delta_k \quad (III.5)$$

$Z_{i T_s}$  est un échantillon complexe de la séquence correspondant à la  $i^{ème}$  impulsion,  $B$  est la puissance du bruit blanc,  $\sigma_v$  est la largeur du spectre, et  $\delta_k$  est définie par:

$$\delta_k = \begin{cases} 1 & \dots \dots k = 0 \\ 0 & \dots \dots e i l l e u r s \end{cases}$$

**L1. METHODE DU PULSE PAIR**

L'estimateur pulse pair (pp) fut décrit Rummler en 1968, c'est une technique efficace d'estimation des paramètres du spectre doppler (figure) a savoir : la puissance, la fréquence (vitesse moyenne) et sa variance. Il est fondé sur la fonction d'autocovariance des échantillons complexes recueillis a 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  $\left[ -\frac{PRF}{2}, \frac{PRF}{2} \right]$ , la fonction d'auto corrélation est liée à la densité spectrale de puissance  $S(f)$  du signal météorologique par :

$$\hat{R}(T_s) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) e^{j2\pi f T_s} df \quad (\text{III.6})$$

La vitesse et la fréquence sont reliées par la relation :

$$f_d = \frac{2}{\lambda} v_r$$

Alors;

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

Tenant compte de l'égalité (3.9), la vitesse maximale doppler non ambiguë est limitée dans

$$\left[ -\frac{\lambda}{4T_s}, \frac{\lambda}{4T_s} \right], \text{ d'ou:}$$

$$\hat{R}(T_s) = \frac{2}{\lambda} e^{j\frac{4\pi}{\lambda} T_s v_d} \int_{-\frac{\lambda}{4T_s}}^{\frac{\lambda}{4T_s}} S(v_r) e^{j\frac{4\pi}{\lambda} T_s (v_r - v_d)} dv_r \quad (\text{III.7})$$

$S(v_r)$  étant symétrique par rapport à la vitesse moyenne l'intégrale dans (III.7) est réelle et l'auto corrélation s'écrit :

$$\hat{R}(T_s) = \left| \hat{R}(T_s) \right| e^{j\frac{4\pi}{\lambda} T_s v_d}$$

Avec :

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

Par conséquent ;

$$v_d = \frac{\lambda}{4\pi T_s} \arg \left( \hat{R}(T_s) \right) \quad (\text{III.8})$$

Sa variance est donnée par :

$$\sigma_v^2 \approx \frac{\lambda^2}{8\pi^2 T_s^2} \left[ 1 - \frac{R(T_s)}{R(0) - N} \right] \quad (\text{III.9})$$

La largeur spectrale est donnée par :

$$w_v = \frac{\lambda}{2\pi T_s} \left[ 1 - \frac{\hat{R}_{ZZ}(T_s)}{\hat{R}_{ZZ}(0)} \right] \quad (\text{III.10})$$

## I.2. ESTIMATION DE LA FONCTION D'AUTO COVARIANCE

### I.2.1. Notion d'ergodicité

un processus aléatoire peut être vu comme une multitude de trajectoires correspondant à une multitude de réalisations de l'expérience à l'identique. Cependant, dans un grand nombre de cas pratiques, une seule réalisation du processus est accessible à la mesure. On se doute alors que la classe des processus stationnaires, pour lesquels les moments peuvent être obtenus en effectuant une "moyenne temporelle" sur une seule trajectoire. Puisse jouer un rôle important en pratique. L'ergodicité permet de préciser cette notion.

Un processus stationnaire  $x(t)$  est ergodique si sa moyenne et sa fonction d'auto covariance peuvent être obtenues en effectuant une moyenne temporelle sur une seule trajectoire de durée infinie. Ainsi:

$$\begin{cases} m = \lim_{\ell \rightarrow \infty} \frac{1}{2\ell + 1} \sum_{t=-\ell}^{\ell} x(t) \\ R(\tau) = \lim_{\ell \rightarrow \infty} \frac{1}{2\ell + 1} \sum_{t=-\ell}^{\ell} x(t + \tau)x^*(t) \end{cases}$$

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 :

$$\begin{cases} \hat{m} = \frac{1}{\ell} \sum_{t=0}^{\ell-1} x(t) \\ \hat{R}(\tau) = \frac{1}{\ell - \tau} \sum_{t=0}^{\ell-1-\tau} x_c(t + \tau)x_c^*(t) \end{cases}$$

Avec :

$$x_c(t) = x(t) - \hat{m}.$$

### I.2.2. Calcul direct

En pratique, les covariances sont estimées à partir d'échantillons dont on dispose, pour obtenir les  $N$  premières valeurs  $\{R(0), \dots, R(N-1)\}$ , on peut utiliser l'expression :

$$D^H = \begin{bmatrix} x^*(1) & x^*(2) & \dots & x^*(\ell-N) \\ x^*(2) & x^*(3) & \dots & x^*(\ell-N+1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x^*(N+1) & x^*(N+2) & \dots & x^*(\ell) \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Cette façon de procéder garantit que la matrice de covariance estimée, définie par  $D^H D / \ell$ , est une matrice Toeplitz dont les éléments sont donnés par (III.11) et qui est positive.

Cette méthode porte dans la littérature le nom de méthode des corrélations, d'une certaine façon, cela revient à border la suite observée, à droite et à gauche, par  $(N-1)$  zéros. Son inconvénient majeur est donc d'introduire des données "fausses", en l'occurrence des 0, de part et d'autre des données observées.

Quand la taille  $\ell$  de l'échantillon est faible, on lui préfère la méthode des covariances qui consiste à prendre pour  $D^H$  la matrice :

$$D^H = \begin{bmatrix} x^*(1) & x^*(2) & \dots & x^*(\ell-N) \\ x^*(2) & x^*(3) & \dots & x^*(\ell-N+1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x^*(N+1) & x^*(N+2) & \dots & x^*(\ell) \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

La matrice  $D^H D / (\ell - N)$  reste bien entendu positive, mais elle perd alors sa structure Toeplitz nécessaire à certains algorithmes rapides d'inversion.

## II. DEFINITION DE L'ESTIMATION SPECTRALE

Les signaux réels sont en effet rarement stationnaire 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 par fois 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 périodogramme, module carré de la transformée de Fourier de l'échantillon.

Les méthodes paramétriques sont une perspective moderne de l'estimation spectrale, elles consistent à ajuster un modèle aux données observées, les paramètres du modèle caractérisent le signal et nous avons ainsi une connaissance a priori sur le processus physique qui a engendré le signal observé. La procédure standard qui réalise cet ajustement est l'identification paramétrique.

Soit  $y(n)$  un processus aléatoire stationnaire du second ordre, le périodogramme est un estimateur appliqué sur le segment  $y(n)$  ou sur un segment  $x(n)$  extrait de  $y(n)$  pour l'effet d'une fenêtre  $w(n)$  de longueur  $N$  :

$$x(n) = w(n).y(n)$$

Ainsi, un estimateur direct de la dsp est la version discrétisée de l'équation

$$S(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} E \left[ \frac{1}{2.T} \left| \int_{-T}^T x(t) . e^{-j2\pi f t} . dt \right|^2 \right]$$

à un nombre fini de points en oubliant l'espérance mathématique :

$$\hat{S}_{per}(f) = \frac{1}{N.\Delta t} \left| \Delta t . \sum_{n=0}^{N-1} X_n . e^{-j2\pi f n . \Delta t} \right|^2 \quad (III.13)$$

Il est défini pour l'intervalle fréquentielle  $\frac{-1}{2.\Delta t} \leq f \leq \frac{1}{2.\Delta t}$ , l'utilisation de l'algorithme fft permet l'évaluation de l'estimateur (III.1) à un ensemble discret de  $N$  fréquences équidistantes :

$$f_k = k.\Delta f \quad \text{pour } k = 0, 1, \dots, N-1$$

et :

$$\Delta f = \frac{1}{N.\Delta t}$$

D'où :

$$\hat{S}_k = \hat{S}_{\text{per}}(f_k) = \frac{1}{N \cdot \Delta t} \left| \Delta t \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j2\pi \frac{k}{N} n} \right|^2 \quad (\text{III.14})$$

Si le facteur  $\Delta f$  est incorporé dans  $\hat{S}_k$ , alors :

$$S(f) = \sigma^2 \frac{|1 + b_1 e^{-2j\pi f} + \dots + b_Q e^{-2j\pi Qf}|^2}{|1 + a_1 e^{-2j\pi f} + \dots + a_P e^{-2j\pi Pf}|^2} \quad (\text{III.15})$$

L'expression (III.3) est devenue très populaire, elle est souvent calculée comme périodogramme, mais en réalité c'est la surface au dessous du graphe qui représente la puissance.

### III. L'IDENTIFICATION EN ESTIMATION SPECTRALE

L'identification est la recherche expérimentale l'une représentation mathématique utilisable appelée modèle d'un système réel accessible par ses entrées et ses sorties.

Le modèle, soumis aux mêmes entrées que le système, doit avoir des sorties aussi voisines que possible de celles du système étudié

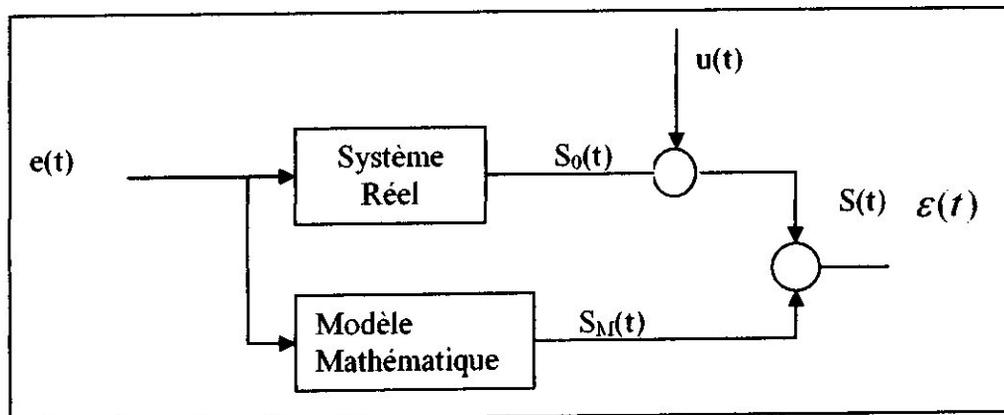


Figure (III.2) : schématisation de l'identification

Bien entendu, il faut tenir compte du fait que la sortie réelle  $S_0(t)$  n'est pas accessible à la mesure, on recueille en effet :  $S(t) = S_0(t) + u(t)$  ou  $u(t)$  peut être du bruit de mesure mais aussi l'effet d'entrées ignorées plus généralement,  $u(t)$  décrit l'ensemble des erreurs de modélisation. Un certain nombre de liens unissent identification et filtrage. En effet la sortie du modèle  $S_M(t)$  peut être considérée comme un filtrage de  $S(t)$  puis a prélevé dans le signal,  $S(t)$  tout ce qui était compatible avec l'entrée  $e(t)$  et le type de modèle cherché.

Cette procédure est de règle en filtrage ou l'on doit définir les propriétés de l'information utile et de l'information à éliminer, ou ce qui revient au même les caractéristique des signaux à filtrer et filtrés.

Cette caractéristique du problème peut être très faible (définition de bandes de fréquence) ou plus nette lorsqu'on passe par la para métrisation de l'information utile, dans le cas du filtrage la sortie du filtre a plus d'importance que les paramètres du filtre, alors que dans l'identification c'est l'inverse.

L'analyse spectrale dans le contexte de la modélisation est une procédure à trois étapes :

- Première étape : sélection du modèle temporel, elle est intimement liée aux techniques d'identification et d'estimation employées en théorie des systèmes linéaires.
- Seconde étape : estimation des paramétrique du modèle supposé en utilisant les échantillons ou décalages d'auto corrélation disponibles.
- Troisième étape : obtention de l'estimation spectrale en substituant les paramètres modèle estimé dans la dsp théorique qui découle du modèle.

## IV. MODELES PARAMETRIQUES

### IV.1. PROCESSUS AR D'ORDRE N :

Les processus autoregressifs AR sont représentés par l'équation récurrente suivante :

$$u(t) = x(t) + a_1 x(t-1) + \dots + a_N x(t-N) \quad (\text{III.16})$$

Où  $u(t)$  désigne un processus aléatoire réel, centré, stationnaire, blanc et  $\{a_N\}$  est une suite de coefficients réels, cette écriture est équivalente à la fonction de transfert suivante :

$$H(z) = \frac{1}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} \quad (\text{III.17})$$

Le signal  $x(t)$  peut être vu comme la sortie du filtre de fonction de transfert  $H(z)$ , on montre que l'équation récurrente (III.16) admet une unique solution  $x(t)$ , stationnaire au second ordre, qui s'exprime causalement en fonction de  $u(t)$  si et seulement si les racines du dénominateur, c'est-à-dire les pôles de la fonction de transfert  $H(z)$ , sont de module inférieur à 1.

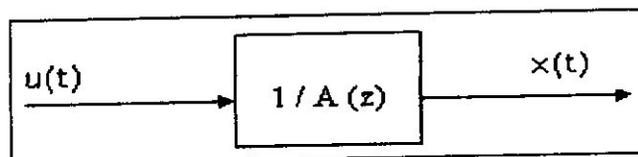


Figure IV.3 : représentation du processus AR.

Au temps  $t$ , il est nécessaire de connaître l'entrée présente et les entrées précédentes, c'est-à-dire de la suite infinie de valeurs  $\{u(t), u(t-1), \dots\}$ . Cette solution a pour expression :

$$x(t) = h_0 u(t) + h_1 u(t-1) + \dots + h_k u(t-k) + \dots$$

Où la suite  $\{h_k\}$  est la suite des coefficients du développement en série de Fourier de

$$H(f) = H(2j\pi f).$$

#### IV.2. PROCESSUS MA D'ORDRE M :

On considère le signal :

$$x(t) = b_0 u(t) + b_1 u(t-1) + \dots + b_M u(t-M) \quad (\text{III.18})$$

Où  $u(t)$  désigne un processus aléatoire réel, centre, stationnaire, blanc de variance 1 et  $\{b_M\}$ . Une suite de  $(M+1)$  coefficients réels. Le processus ainsi construit apparaît comme la moyenne pondérée des  $(M+1)$  dernières valeurs des entrées par la suite  $\{b_M\}$ . Tout se passe comme si on déplaçait cette suite de pondération devant le signal d'entrée. Pour cette raison, on parle de moyenne mobile ajustable MA et qui a donné son nom à ces processus.

Par construction,  $x(t)$  est la sortie d'un filtre linéaire dont la réponse impulsionnelle est la suite finie  $\{b_M\}$ . Ce filtre a donc pour fonction de transfert :

$$H(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M} \quad (\text{III.19})$$

Cette fonction de transfert ne possède pas de pôles, elle correspond donc à un filtre stable.

#### IV.3. PROCESSUS ARMA (M, N).

Les Processus ARMA s'obtiennent en mettant en série une structure AR et une structure MA, ils sont régis par l'équation récurrente :

$$x(t) + a_1 x(t-1) + \dots + a_N x(t-N) = b_0 u(t) + b_1 u(t-1) + \dots + b_M u(t-M) \quad (\text{III.20})$$

où  $u(t)$  désigne un processus aléatoire réel, centré, stationnaire, blanc de variance 1 et  $\{a_M\}$  et  $\{b_M\}$  sont deux suites de coefficients réels. La fonction de transfert du processus est :

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} \quad (\text{III.21})$$

Cette équation récurrente admet une solution  $x(t)$ , stationnaire au second ordre, unique, qui s'exprime causalement en fonction de  $u(t)$ , si et seulement si les racines du dénominateur, qui sont les pôles de la fonction de transfert  $H(z)$ , sont de module inférieur à 1.

Par définition un processus ARMA (M, N) est la solution stationnaire d'une équation récurrente de la forme (III.20).

### V. SPECTRES PARAMETRIQUES:

Puisqu'un processus ARMA peut être vu comme la sortie d'un filtre excité par un bruit blanc de dsp  $\sigma^2$ , on peut utiliser la formule de filtrage de la dsp (annexe B) pour déterminer l'expression de sa dsp, il vient :

$$S_{\text{ARMA}}(f) = \sigma^2 \frac{|1 + b_1 e^{-2j\pi f} + \dots + b_M e^{-2j\pi Mf}|^2}{|1 + a_1 e^{-2j\pi f} + \dots + a_N e^{-2j\pi Nf}|^2} \quad (\text{III.24})$$

Le spectre  $S(f)$  du processus ARMA est dit spectre pôles – zéros.

Si tous les paramètres  $\{b_M\}$  disparaissent sauf  $b_0$  ( $b_0=1$ ), alors :

$$S_{\text{AR}}(f) = \frac{\sigma^2}{|1 + a_1 e^{-2j\pi f} + \dots + a_N e^{-2j\pi Nf}|^2} \quad (\text{III.22})$$

Le spectre d'un processus AR d'ordre N est dit spectre tout- pôles

si tous paramètres  $\{a_N\}$  disparaissent sauf  $a_0$  ( $a_0=1$ ), alors :

$$S_{\text{MA}}(f) = \sigma^2 |1 + b_1 e^{-2j\pi f} + \dots + b_M e^{-2j\pi Mf}|^2 \quad (\text{III.23})$$

Le spectre du processus MA est dit spectre tout- zéros.

### VI. EQUATIONS DE YULE WALKER

Les équations de Yule-Walker décrivent la relation entre les paramètres du modèle paramétrique et la fonction d'auto corrélation du processus.

Nous rappelons qu'une représentation ARMA d'ordre (N, M) suppose que le signal observé est la sortie d'un filtre à p pôles et q zéros excité par un bruit blanc :

$$x_n = -\sum_{k=1}^N a_k x_{n-k} + \sum_{k=0}^M b_k u_{n-k}$$

Où :

$$b_0 = 1$$

Et :

$$R_{uu}(k) = \sigma^2 \cdot \delta_k$$

La relation des paramètres ARMA à la fonction d'auto corrélation se déduit par multiplication de l'équation précédente par  $x_{n-1}^*$  et nous considérons l'espérance des termes :

$$E[x_n x_{n-1}^*] = -\sum_{k=1}^N a_k E[x_{n-k} x_{n-1}^*] + \sum_{k=0}^M b_k E[u_{n-k} x_{n-1}^*]$$

$$R_{xx}(\tau) = -\sum_{k=1}^N a_k R_{xx}(\tau-k) + \sum_{k=0}^M b_k R_{xx}(\tau-k) \quad (\text{III.25})$$

Le bruit blanc est implanté théoriquement dans un filtre causal et stable, par conséquent :

$$R_{xx}(\tau) = \begin{cases} -\sum_{k=1}^N a_k R_{xx}(\tau-k) + \sum_{k=0}^M b_k R_{xx}(\tau-k) & \text{pour } k=0, \dots, M \\ -\sum_{k=1}^N a_k R_{xx}(\tau-k) & \text{pour } k=M+1, M+2 \end{cases}$$

Sachant que :

$$R_{ux}(k) = \sigma^2 h_{-k}^*$$

$$R_{xx}(\tau) = \begin{cases} -\sum_{k=1}^N a_k R_{xx}(\tau-k) + \sigma^2 \sum_{k=1}^M b_k h_{k-1}^* & \text{pour } k=0, \dots, M \\ -\sum_{k=1}^N a_k R_{xx}(\tau-k) & \text{pour } k=M+1, M+2 \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Les équations dérivées par (III.26) sont non linéaires par rapport aux paramètres ARMA, le caractère non linéaire des équations est dû à l'inter corrélation inconnue entre l'entrée et la sortie du filtre puisque  $u_n$  étant inobservable,  $R_{ux}(k)$  ne peut être estimée, de nombreuses méthodes ont été alors proposées pour résoudre ces équations.

Si nous adoptons une auto régression AR comme modèle pour les données enregistrées alors pour estimer  $S_{AR}(f)$  il faut estimer l'ensemble  $\{a_1, \dots, a_N, \sigma^2\}$ , pour ce faire la relation entre les paramètres du modèle et la fonction d'auto corrélation (connue ou estimée) du processus  $x_n$  est présentée à travers les équations de Yule-Walker comme suit :

$$R_{xx}(k) = E[x_n x_n^*]$$

D'après la modélisation adoptée :

$$x_n = -\sum_{i=1}^N a_i x_{n-i} + u_n$$

Alors  $R_{xx}(k)$  s'écrit :

$$R_{xx}(k) = E\left[\left(-\sum_{i=1}^N a_i x_{n+k-i} + u_{n+k}\right) x_n^*\right]$$

$$R_{xx}(k) = -\sum_{i=1}^N a_i E(x_{n+k-i} x_n^*) + E(u_{n+k} x_n^*)$$

$$R_{xx}(k) = -\sum_{i=1}^N a_i R_{xx}(k-i) + E(u_{n+k} x_n^*)$$

Puisque le filtre linéaire est causal, stable, et de réponse impulsionnelle  $h$ , nous avons :

$$E(u_{n+k} x_n^*) = E\left(u_{n+k} \sum_{i=0}^{\infty} h_i^* u_{n-i}^*\right) = \sum_{i=0}^{\infty} h_i^* E(u_{n+k} x_{n-i}^*)$$

$$E(u_{n+k} x_n^*) = \sum_{i=0}^{\infty} h_i^* \sigma^2 \delta_{k+i} = \begin{cases} 0 & \text{pour } k > 0 \\ h_0^* \sigma^2 & \text{pour } k = 0 \end{cases}$$

Avec :

$$h_0 = \lim_{z \rightarrow \infty} H(z) = 1$$

Par conséquent :

$$R_{xx}(k) = \begin{cases} -\sum_{i=1}^N a_i R_{xx}(k-i) & k > 0 \\ -\sum_{i=1}^N a_i R_{xx}(-i) + \sigma^2 & k=0 \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Le système (III.27) est nommé équations de yule-Wlker.

Pour déterminer les paramètres du modèle AR d'ordre  $N$ , nous avons besoin de choisir  $N$  équations du système (III.27) pour  $k > 0$ , résoudre pour  $\{a_1, a_2, \dots, a_N\}$ , et alors trouver  $\sigma^2$

Pour  $k=0$ , Ceci s'exprime sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} R_{xx}(0) & R_{xx}(-1) & \dots & R_{xx}(-N) \\ R_{xx}(1) & R_{xx}(0) & \dots & R_{xx}(-(N-1)) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_{xx}(N) & R_{xx}(N-1) & \dots & R_{xx}(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma^2 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{(III.28)}$$

La matrice d'auto corrélation  $R_{xx}$  d'ordre  $N+1$  est Hermitienne ( $R_{xx}^* = R_{xx}$ ) et elle est toeplitz (les éléments sur les diagonales sont identiques).

### VII. ALGORITHME DE BURG.

L'approche de Burg pour l'estimation des paramètres AR utilisant un bloc de  $l$  échantillons donnés a été introduit par J.P. Burg, l'idée fut de calculer directement à partir des données observées une estimée des coefficients de corrélation partielle sans passer par le calcul des auto corrélation et déduire par une récurrence dite de Levinson les coefficient du modèle. Cet algorithme consiste en une succession de minimisation au sens des moindres carrés par rapport à un seul paramètre à la fois sous contrainte que les coefficient estimés dans la synthèse d'un filtre en treillis, si le processus est stationnaire au sens large, les coefficient du filtre optimal de l'erreur de prédiction rétrograde sont identiques aux coefficients du filtre optimal de l'erreur de prédiction directe mais conjugués et inversés dans le temps. Nous partons des expression de l'erreur de prédiction au rang  $K$ , et tenant compte de l'expression de la prédiction linéaire directe.

$$\hat{x}_n = - \sum_{i=1}^k a_{k,i} \cdot x_{n-i}$$

L'erreur de prédiction directe est alors:

$$e_{kn}^F = x_n - \hat{x}_n = \sum_{i=1}^k a_{k,i} \cdot x_{n-i} \quad \text{(III.29)}$$

Ou :  $a_{k0} = 1$

L'erreur de prédiction rétrograde s'écrit:

$$e_{kn}^B = \sum_{i=0}^k a_{k,n}^* \cdot x_{n-k+i} \quad \text{(III.30)}$$

Pour obtenir des estimées des paramètres AR, Burg minimise la somme des énergies de l'erreur de prédiction directe et rétrograde :

$$\varepsilon_k^F = \frac{1}{l-k} \sum_{n=k}^{l-1} |e_{kn}^F|^2$$

$$\varepsilon_k^B = \frac{1}{l-k} \sum_{n=k}^{l-1} |e_{kn}^B|^2$$

Nous définissons donc le critère:

$$\varepsilon_k = \frac{1}{2} (\varepsilon_k^F + \varepsilon_k^B)$$

$$\varepsilon_k = \frac{1}{2(l-k)} \sum_{n=k}^{l-1} (|\varepsilon_{kn}^F|^2 + |\varepsilon_{kn}^B|^2) \quad (\text{III.31})$$

Les paramètres  $a_{k,i}$  doivent satisfaire la récurrence de Levinson :

$$a_{k,i} = a_{k-1,i} + K_k \cdot a_{k-1,k-i}^* \quad (\text{III.32})$$

Cette contrainte est justifiée par le désir de Burg d'assurer un filtre AR stable.

Nous supposons connue les erreurs de prédictions directe et rétrograde au rang  $K-1$  et nous démontrons une récurrence qui relie les erreur de prédiction actuelle et précédente:

$$e_{kn}^F = e_{k-1,n}^F + K_k \cdot e_{k-1,n-1}^B \quad (\text{III.33})$$

$$e_{kn}^B = e_{k-1,n-1}^B + K_k \cdot e_{k-1,n}^F \quad (\text{III.34})$$

Le critère à minimiser devient :

$$\varepsilon_k = \frac{1}{2(l-k)} \sum_{n=k}^{l-1} \left( \left| e_{k-1,n}^F + K_k \cdot e_{k-1,n-1}^{B'} \right|^2 + \left| e_{k-1,n-1}^{B'} + K_k \cdot e_{k-1,n}^F \right|^2 \right)$$

Le critère est donc fonction uniquement du coefficient de corrélation partielle inconnu  $K_k$  et des erreurs de prédiction du Rang  $k-1$  qui sont supposées connues, c'est une équation du second ordre en  $K_k$ . Pour trouver un estimateur de  $K_k$ , nous proposons de minimiser le critère  $\varepsilon_k$  par rapport à  $K_k$ , et par annulation de la dérivée de  $\varepsilon_k$  :

$$\hat{K}_k = \frac{-2 \sum_{n=k}^{l-1} e_{k-1,n-1}^{B'} \cdot e_{k-1,n}^F}{\sum_{n=k}^{l-1} \left( \left| e_{k-1,n-1}^{B'} \right|^2 + \left| e_{k-1,n}^F \right|^2 \right)} \quad (\text{III.35})$$

D'après (III.35) en déduit que :  $|\hat{K}_k| \leq 1$

Ainsi les équations (III.29) a (III.35) ensemble garantissent un filtre tout-pôles stable, ce résultat est important car ces coefficients sont utilisés pour la synthèse d'un filtre dont la structure permet de synthétiser la trajectoire du processus AR d'ordre N à partir d'un bruit blanc.

### VIII. RECURRENCE DES ERREURS DE PREDICTION

Pour établir une récurrence entre les erreurs de prédiction actuelle et précédente et ce en respectant la récurrence de Levinson, nous exploitons les erreurs de prédiction du rang (k-1) pour déduire une expression des erreurs de prédiction au rang k.

Sachant que pour une structure AR:

$$\hat{x}_n = - \sum_{k=1}^N a_k \cdot x_{n-k}$$

L'erreur de prédiction directe au rang (k-1) s'écrit:

$$e_{k-1,n}^F = \sum_{i=0}^{k-1} a_{k-1,i} \cdot x_{n-i} \quad a_{k-1,0} = 1$$

$$e_{k-1,n}^F = x_n + a_{k-1,1}x_{n-1} + \dots + a_{k-1,k-1}x_{n-k+1} \quad (\text{III.36})$$

De la forme:

$$e_{k-1,n}^F = A_{k-1}^F \cdot X_{n,1}$$

Avec:

$$A_{k-1}^F = [1 \ a_{k-1,1} \ a_{k-1,2} \ \dots \ a_{k-1,k-1}]$$

$$X_{n,1} = [x_n \ x_{n-1} \ \dots \ x_{n-k+1}]$$

Par contre l'erreur de prédiction rétrograde est:

$$e_{k-1,n}^B = \sum_{i=0}^{k-1} a_{k-1,i}^* x_{n-k+i}$$

$$e_{k-1,n}^B = a_{k-1,k-1}^* x_n + a_{k-1,k-2}^* x_{n-1} + \dots + x_{n-k} \quad (\text{III.37})$$

L'expression précédente est équivalente à la forme:

$$e_{k-1,n}^B = A_{k-1}^{B*} \cdot X_{n,1}$$

Avec :

$$A_{k-1}^{B*} = [a_{k-1,k-1}^* \ a_{k-1,k-2}^* \ \dots \ 1]$$

Puisque la récurrence développée est sujette à la contrainte de Levinson alors nous utilisons la combinaison linéaire suivantes de paramètres.

Pour l'erreur directe:

$$A_k^F = \begin{bmatrix} A_{k-1}^F \\ 0 \end{bmatrix} + K_k \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ A_{k-1}^{B^*} \end{bmatrix}$$

Avec:

$$A_k^F = [1 \ a_{k,1} \ a_{k,2} \ \dots \ a_{k,k-1} \ a_{k,k}]$$

$K_k$  est une constante arbitraire.

Nous développons la forme de  $e_{k,n}^F$ :

$$e_{k,n}^F = A_k^F \cdot X_{n,2}$$

Avec:

$$X_{n,2} = [x_n \ x_{n-1} \ \dots \ x_{n-k}]$$

D'où :

$$e_{k,n}^F = \begin{bmatrix} A_{k-1}^F \\ 0 \end{bmatrix} \cdot X_{n,2} + K_k \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ A_{k-1}^{B^*} \end{bmatrix} \cdot X_{n,2}$$

Avec:

$$X_{n-1,2} = [x_{n-1} \ x_{n-2} \ \dots \ x_{n-k}]$$

Donc:

$$e_{k,n}^F = e_{k-1,n}^F + K_k \cdot e_{k-1,n-1}^{B^*} \tag{III.38}$$

de même pour l'erreur rétrograde:

$$e_{k,n}^B = A_k^{B^*} \cdot X_{n,2}$$

$$e_{k,n}^F = \begin{bmatrix} 0 \\ A_{k-1}^{B^*} \end{bmatrix} \cdot X_{n,2} + K_k \cdot \begin{bmatrix} A_{k-1}^F \\ 0 \end{bmatrix} \cdot X_{n,2}$$

Alors:

$$e_{k,n}^B = A_{k-1}^{B^*} \cdot X_{n-1,2} + K_k \cdot A_{k-1}^F \cdot X_{n,1}$$

Ainsi:

$$e_{k,n}^B = e_{k-1,n-1}^{B^*} + K_k \cdot e_{k-1,n}^F \quad (\text{III.39})$$

Les équations (III.38) et (III.39) forment une plate –forme sur laquelle est fondé l'algorithme de Burg

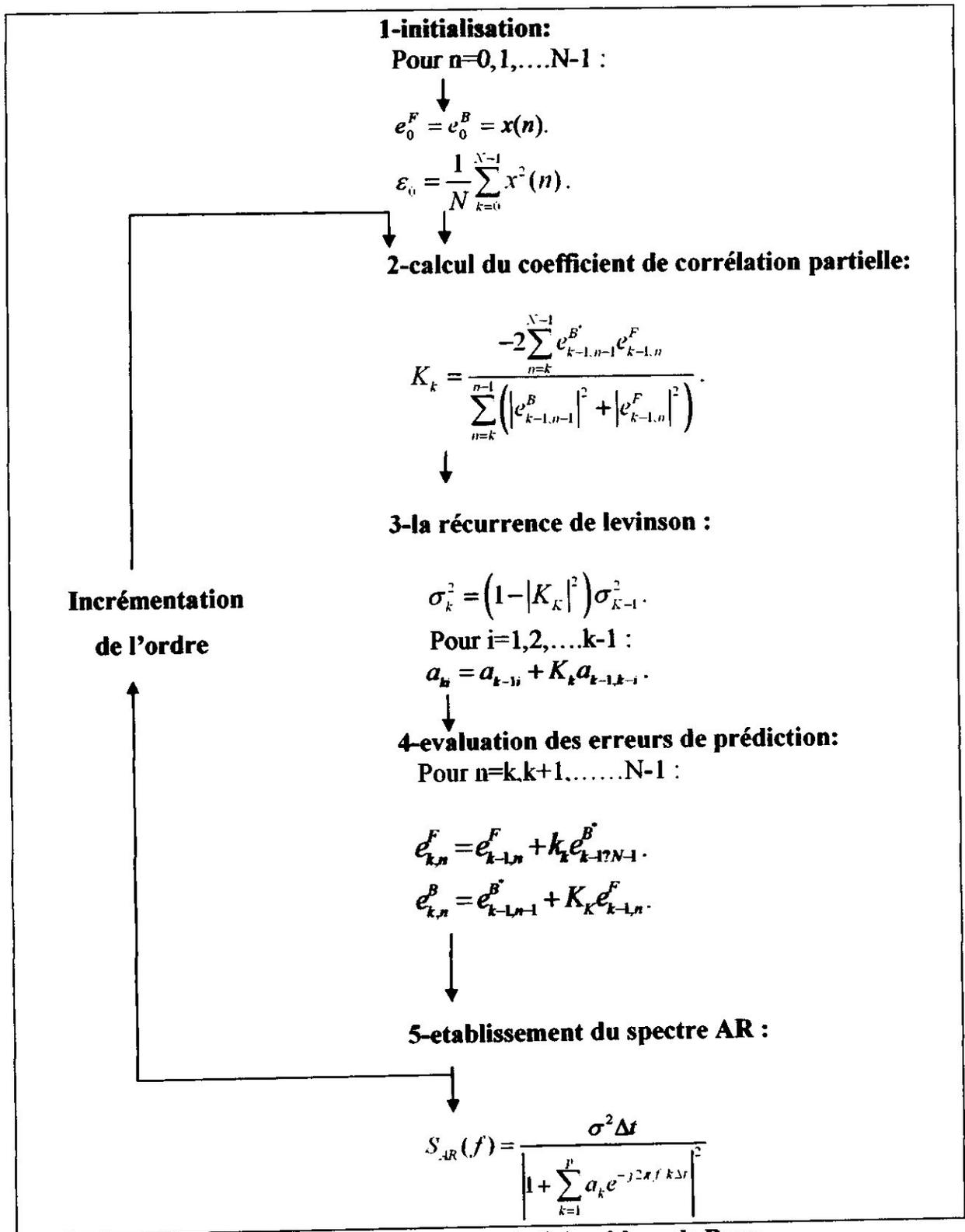


Figure (III.4) : mise en œuvre de l'algorithme de Burg Appliqué à l'estimation spectrale AR



*Chapitre IV*  
*Simulations et*  
*Résultats*

## INTRODUCTION

Nous avons élaboré deux simulations différentes, la première sur un radar météorologique pulse doppler terrestre dont les caractéristiques sont données par le tableau (IV.1), la seconde sur un radar embarqué dont les caractéristiques sont données dans le tableau (IV.2). Nous comparons les contraintes d'application du principe du base du cas stationnaire (système terrestre) au cas mobile (radar embarqué sur avion). Les étapes principales de chaque simulation consistent en la simulation de l'écho radar avec toutes ses composantes, bruit, décalage doppler et clutter, l'élimination du clutter de sol qui est indésirable pour notre application et l'estimation de la vitesse des cibles via une méthode temporelle et une méthode spectrale paramétrique.

### I. SIGNAL RADAR

Le signal pour un radar terrestre de fréquence 5.6 GHz en traitement vitesse est un train d'impulsions cohérentes de durée  $1.1 \mu s$  se répétant à une fréquence  $f_r$  (PRF) de 1 à 2 KHz ce qui donne une période inter impulsions  $I_{pp}$  de 1 à 0.5 ms.

Fréquence :	5.6 à 5.65 Ghz
Largeur d'impulsions:	1.1 $\mu s$
Pic de puissance :	250 KW
Fréquence de répétition fréquentielle maximale :	2000 Hz
Gain d'antenne :	50 dB
Balayage de l'antenne :	$360^\circ$
Tau de balayage azimutal :	$30^\circ/s$
Incrémentation azimutale :	$1^\circ$
Codage de données :	échantillons I et Q à 12 bits
Réjection du clutter :	filtre RII elliptique à 4 pole

**Tableau (IV.1) : Caractéristiques du radar pulse doppler terrestre**

Pour un radar embarqué de fréquence 9.33 GHz on utilise des fréquences de répétition dont les valeurs sont ; 1198, 2395, 3375, 4791, et 9581Hz, on varie la PRF sur un système embarqué pour pouvoir détecter des décalages doppler très importants, ceci implique des temps de réception d'environ 1ms à 0.1ms.

Fréquence :	9.33025 / 9.33772 Ghz
Largeurs d'impulsions :	0.96 / 1.92/3.94/7.68 $\mu$ s
Puissance :	170 à 1700 W
Fréquence de répétition impulsionnelle :	1198 / 2395 / 3375 / 4791 / 9581 Hz
Gain d'antenne :	34.6 dBi
Larguer du faisceau antenne :	2.5 <sup>0</sup>
Centre du balayage antenne :	190 <sup>0</sup> ajustable en incrémentation de 0.25 <sup>0</sup>
Tau du balayage azimutal :	
Toutes les PRF sauf 3755	37.5 / 18.75 / 9.375 / 4.687 <sup>0</sup> /s
à PRF 3755	29.25 / 14.625 <sup>0</sup> /s
Polarisation de l'antenne :	horizontale ou verticale
codage données :	échantillons I et Q à 12 bits
Nombre de cellules distances :	64 à 124

Tableau (IV.2) : Caractéristiques du radar pulse doppler embarqué

## II. ECHO RADAR

L'écho radar reçu au niveau du récepteur est noyé dans un bruit, c'est un signal aléatoirement réparti qui se superpose au signal d'intérêt.

Nous avons généré un bruit qu'on suppose blanc à moyenne nulle et variance  $\sigma_b^2$ , nous représentons dans la figure (IV.1) son allure qui montre l'aspect aléatoire et sa répartition spectrale qui uniforme sur tout le domaine fréquentiel considéré.

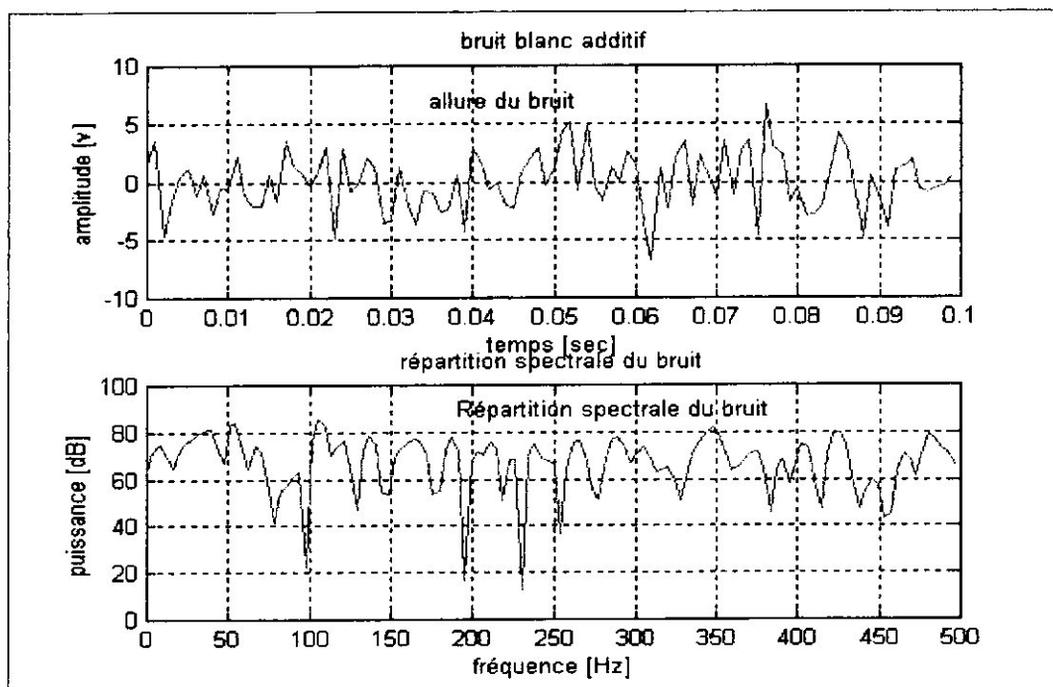


Figure (IV.1) : allure et répartition spectrale du bruit blanc

Au niveau du récepteur l'écho radar passe dans deux chaînes, la chaîne en phase I et la chaîne quadrature Q pour être traité sous forme complexe, les composante I et Q sont déphasées de  $90^\circ$  figure (IV.2)

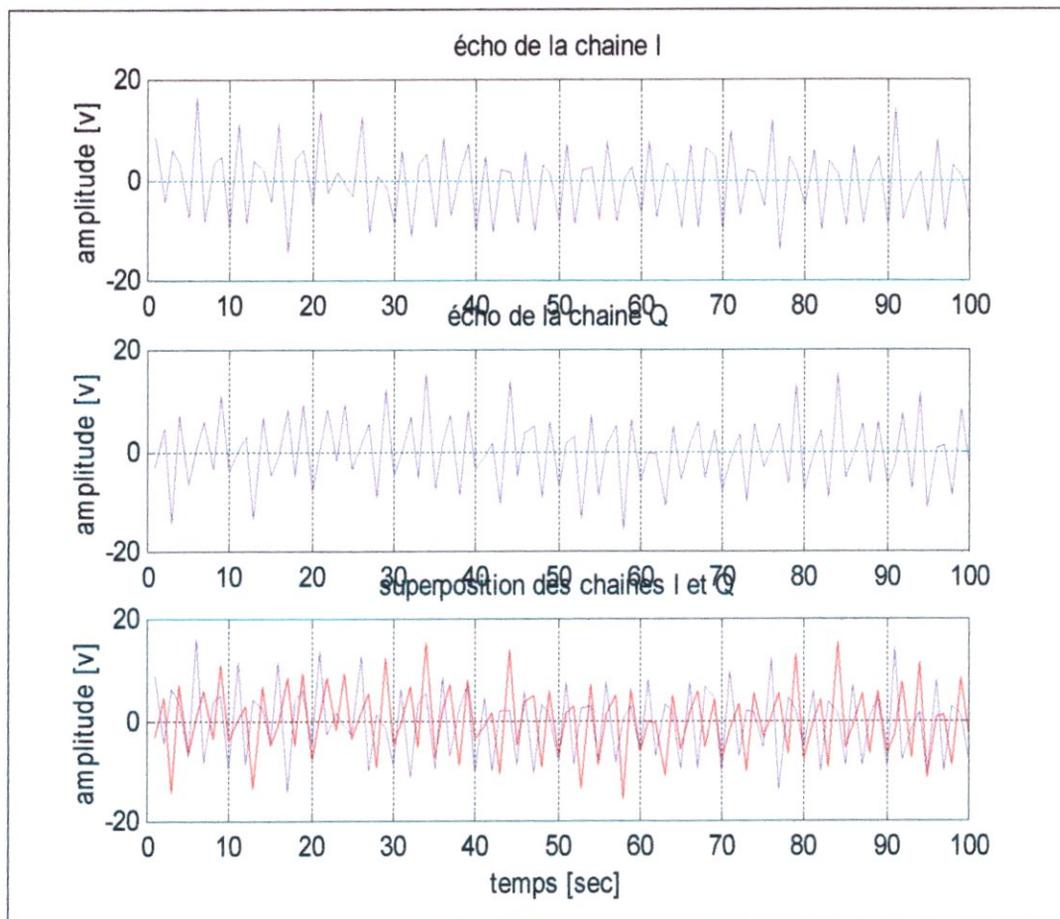


Figure (IV.2) : Composantes des chaînes I et Q de l'écho radar

### III. REJECTION DU CLUTTER

La rejection du clutter est une phase importante du traitement. L'écho radar est composé du signal météorologique, du bruit et du clutter, le clutter est un signal indésirable, il n'a pas un aspect aléatoire comme le bruit, mais il est résolu comme une cible, donc on utilise le contenu spectral pour l'éliminer via le filtrage doppler. La contribution des filtres numérique dans ce contexte est fiable et diffère du système terrestre au système embarqué.

#### III.1. REJECTION SUR RADAR TERRESTRE

Nous générons un signal radar contenant un décalage doppler de 400Hz, un bruit blanc qui donne un SNR de 10dB et un clutter qui apparaît à 50Hz.

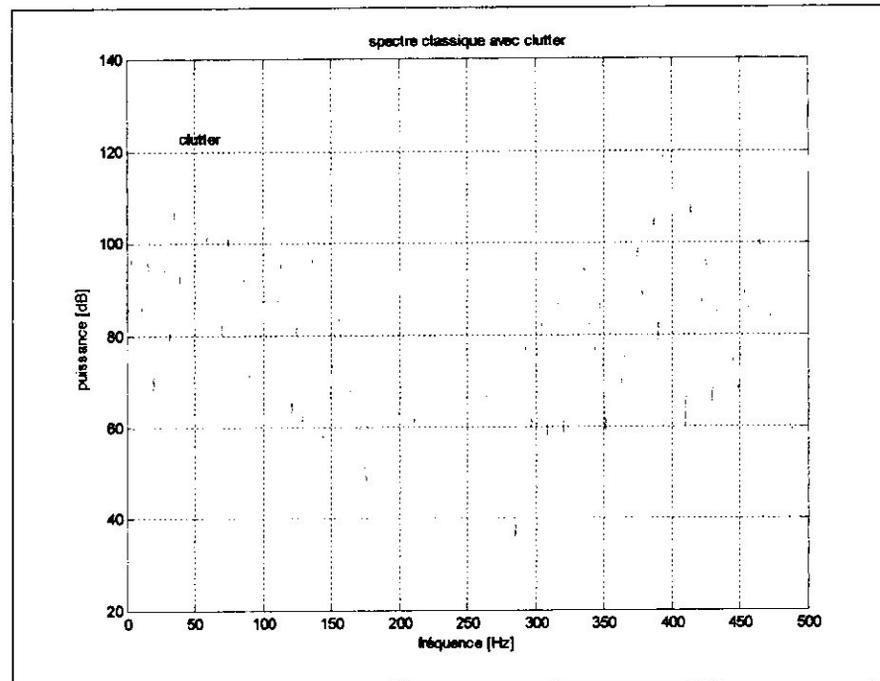


Figure (IV.3) spectre classique avec clutter à 50 HZ

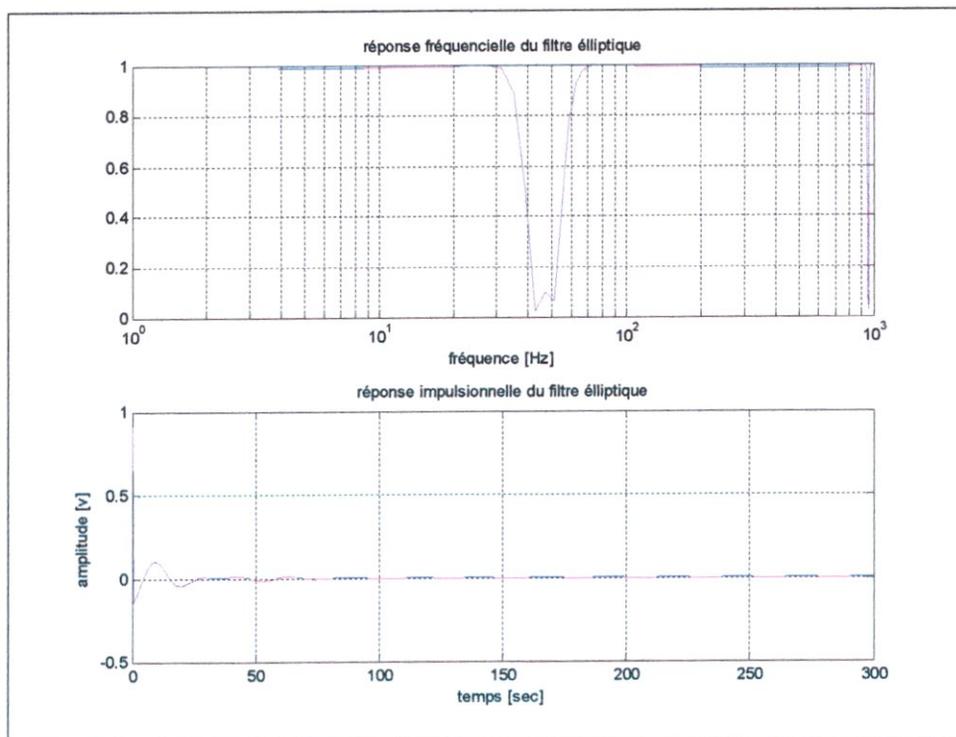
Nous proposons un filtre elliptique réjecteur du 4<sup>ieme</sup> ordre à largeur de bande équivalente à 1m/s autour de la fréquence du clutter, le filtre elliptique présente des ondulations dans les bandes passante et atténuée qui peuvent être réduites ou accentuées, pour un certain taux d'ondulation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

$$\begin{aligned} R_p &= 0.1 \text{ dB} \\ R_s &= 20 \text{ dB} \end{aligned}$$

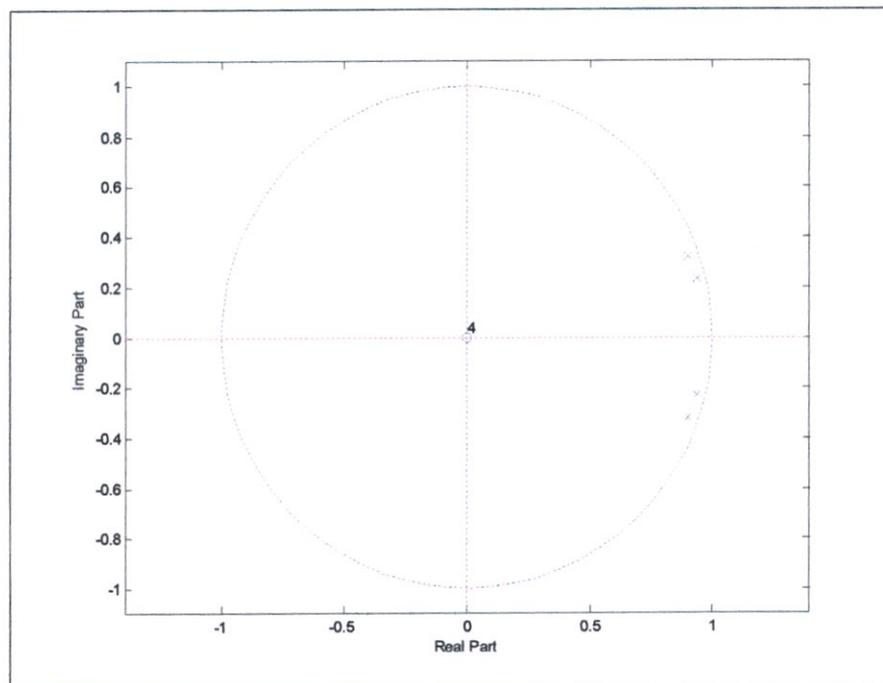
Le filtre réalisé est :

$$\frac{0.9128 - 3.4952Z^{-1} + 5.1714Z^{-2} - 3.4952Z^{-3} + 0.9128Z^{-4}}{1 - 3.6758Z^{-1} + 5.2243Z^{-2} - 3.3955Z^{-3} + 0.8537Z^{-4}}$$

Ses réponses impulsionnelle et fréquentielle sont représentées dans la figure (IV.4), sa stabilité est vérifiée dans la figure (IV.5).

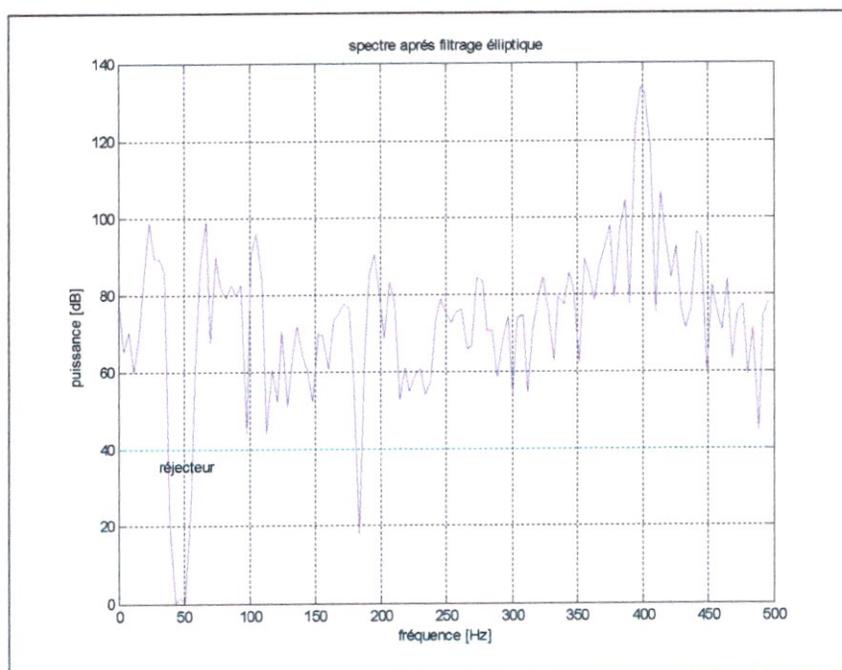


**Figure (IV.4) : réponses impulsionnelle et fréquentielle du filtre elliptique Ordre 4,  $f_c = 50$  Hz**



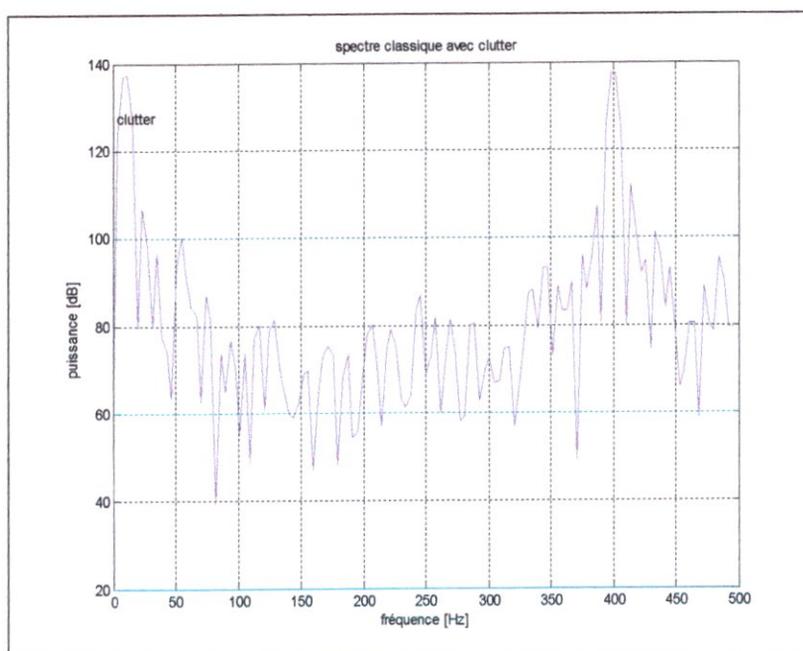
**Figure (IV.5) : stabilité du filtre elliptique**

L'application du filtre elliptique réalise la réjection du clutter à 50 Hz est illustré dans la figure (IV.6)



**Figure IV.6- application du filtrage elliptique  
Ordre 4, Clutter : 50Hz**

Nous proposons une seconde alternative pour la réjection d'un clutter qui apparaît autour du zéro doppler, elle consiste à utiliser un filtre elliptique passe haut du 5<sup>ème</sup> ordre pour laisser passer uniquement le contenu spectral du à la cible localisée à 400 Hz.



**Figure (IV.7)- spectre classique avec clutter à 10Hz**

Pour :

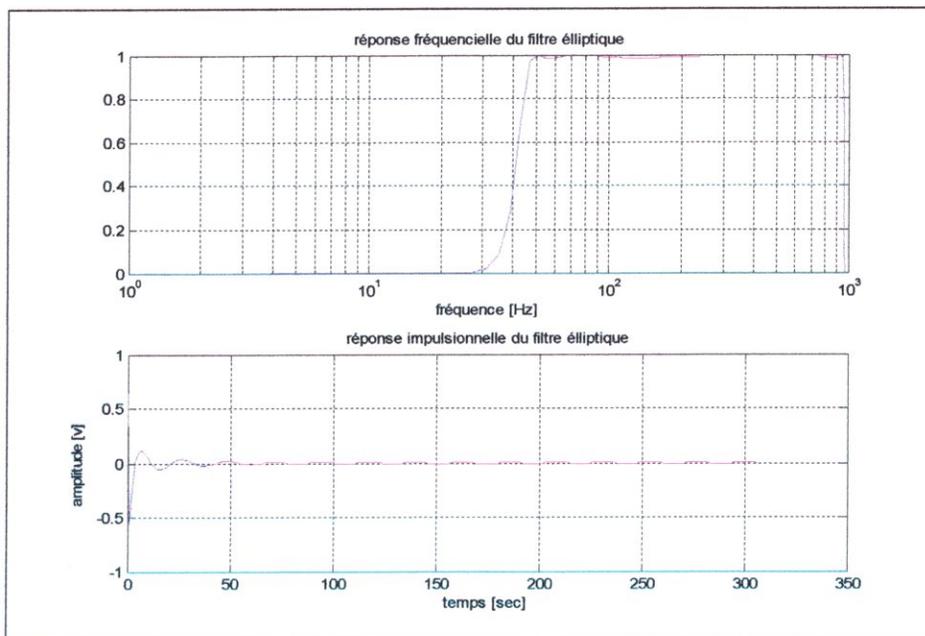
$$R_s = 50 \text{ dB}$$

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

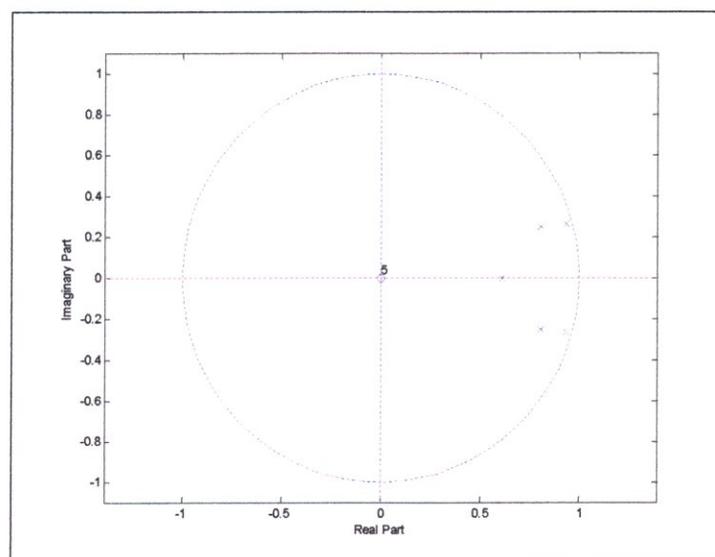
Le filtre réalisé est :

$$\frac{0.6423 - 3.1848Z^{-1} + 6.3430Z^{-2} - 6.3430Z^{-3} + 3.1848Z^{-4} - 0.6423Z^{-5}}{1 - 4.0846Z^{-1} + 6.7720Z^{-2} - 5.6765Z^{-3} + 2.3995Z^{-4} - 0.4075Z^{-5}}$$

Ses réponses impulsionnelle et fréquentielle sont représentées dans la figure (IV.8), sa stabilité est vérifiée dans la figure (IV.9).



**Figure (IV.8) : réponse impulsionnelle et fréquentielle du filtre elliptique passe haut  
Clutter: 10 Hz, ordre: 5, largeur de bande: 1 m/s**



**Figure (IV.9) : stabilité du filtre elliptique passe haut**

L'opération du filtre passe-haut est illustrée par la figure (IV.10) autour du zéro doppler.

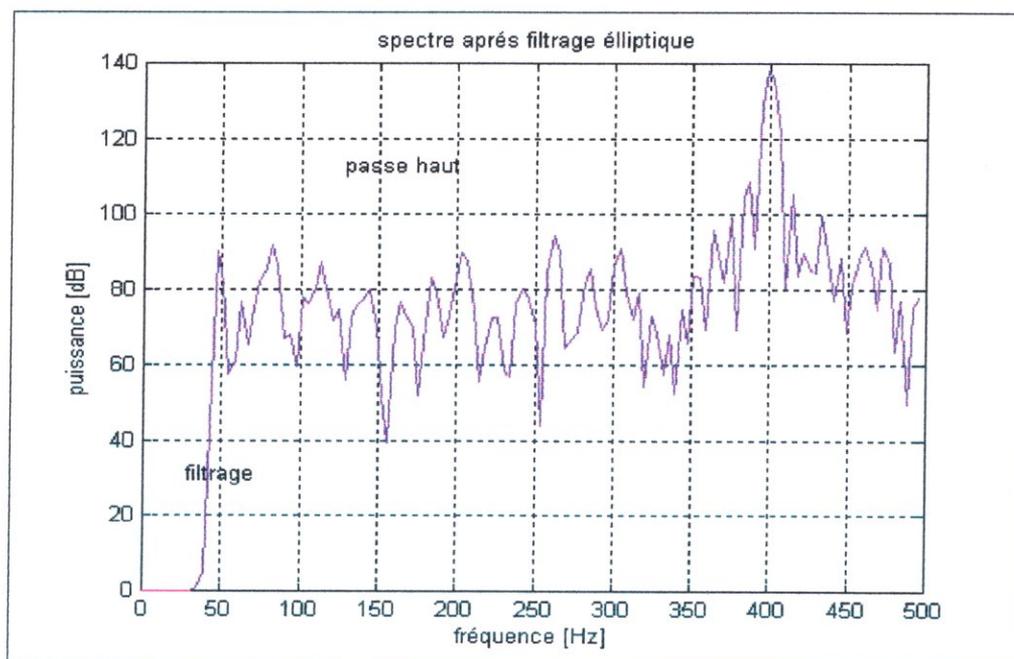


Figure (IV.10) : Application du filtrage elliptique passe haut

### III.2. REJECTION SUR RADAR EMBARQUÉ:

Sur un radar embarqué le clutter apparaît à des fréquences équivalentes à la vitesse du radar par rapport au sol qui est celle de l'avion qui l'embarque, comme il peut apparaître à d'autres fréquences.

Nous générons un écho radar comportant un clutter à la fréquence 3000hz (PRF = 9518hz), sur un radar embarqué, le mouvement de la plate-forme (vitesse de l'avion) élargit l'étendu du clutter en fréquence, en conséquence nous proposons un filtrage de butter Worth de second ordre à largeur de bande à 2 à 3m/s.

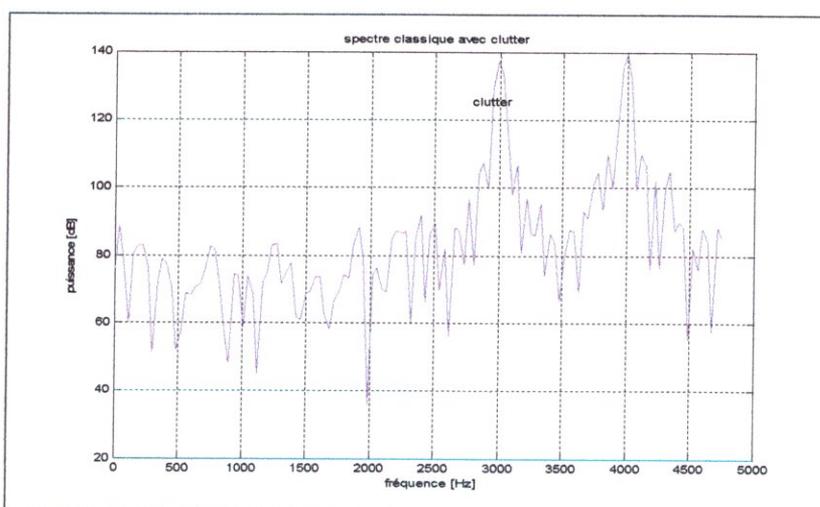
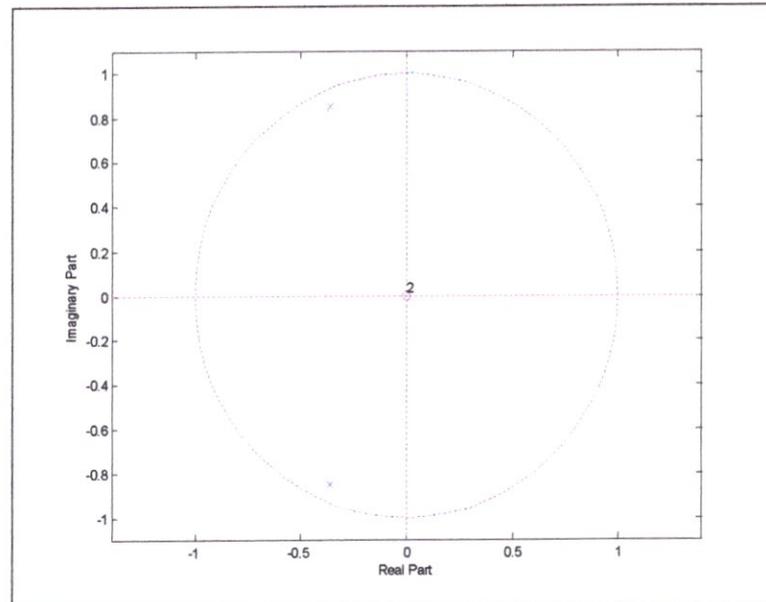


Figure (IV.11) : spectre classique avec clutter radar embarqué

Le filtre réalisé présente la fonction de transfert :

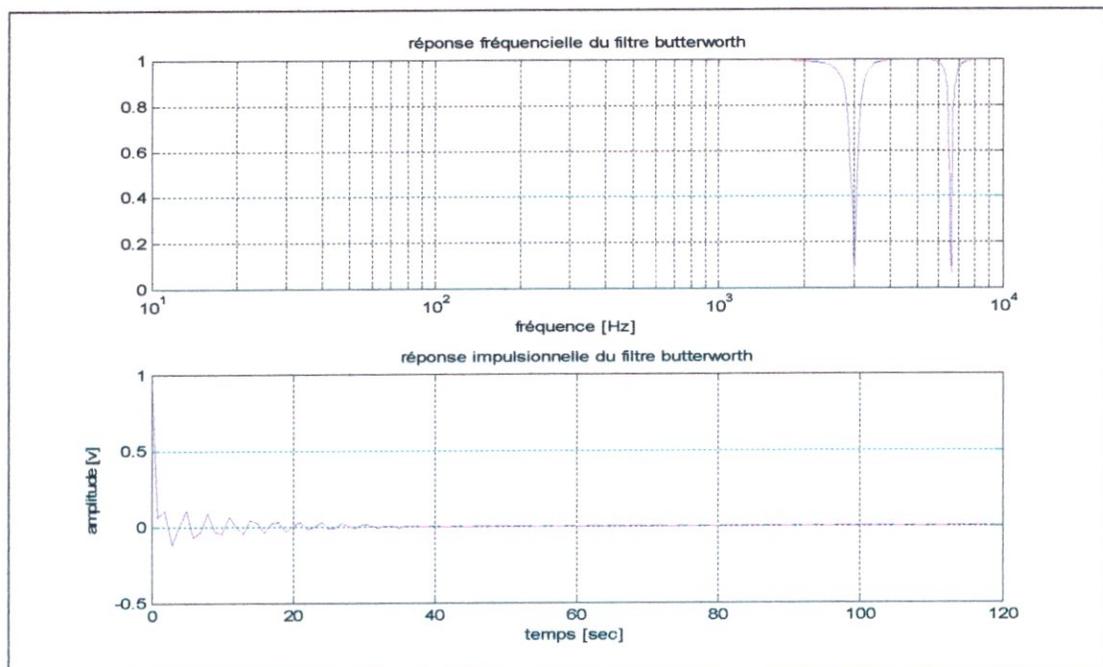
$$\frac{0.9244 + 0.7165Z^{-1} + 0.9244Z^{-2}}{1 + 0.7165Z^{-1} + 0.8488Z^{-2}}$$

Sa stabilité est vérifiée par le tracé des pôles dans le plans complexe (figure IV.12)



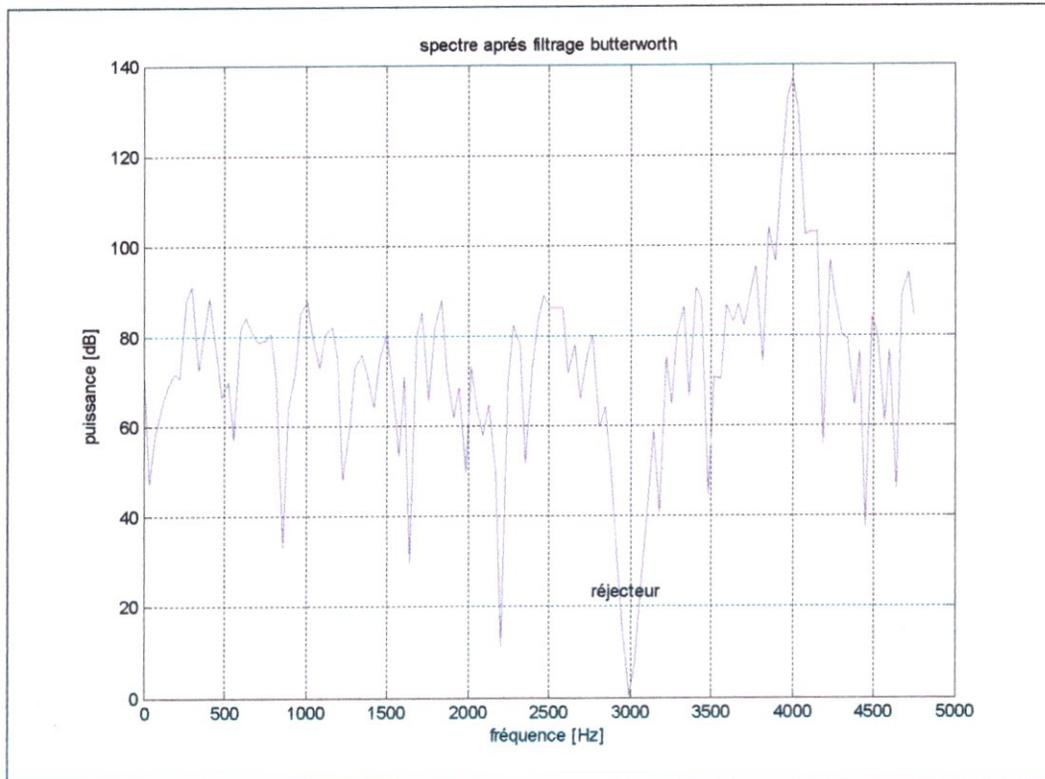
**Figure (IV.12) : stabilité du filtre réjecteur de Butter Worth  
Sur radar embarqué, ordre 2**

Ses caractéristiques temporelle et fréquentielle sont illustrées par la figure (IV.13)



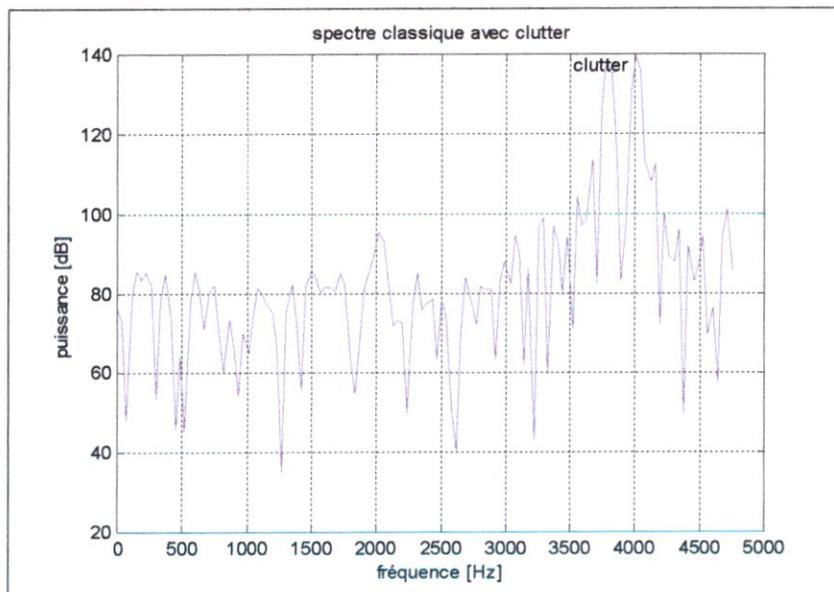
**Figure (IV.13) : réponse impulsionnelle et fréquentielle du filtre de Butter Worth  
Sur radar embarqué, ordre:2, largeur de bande: 2 m/s**

La réjection du clutter à 3000 Hz est illustrée sur le spectre classique de la figure (IV.14).



**Figure (IV.14) : application du filtrage de Butter Worth  
Sur radar embarqué**

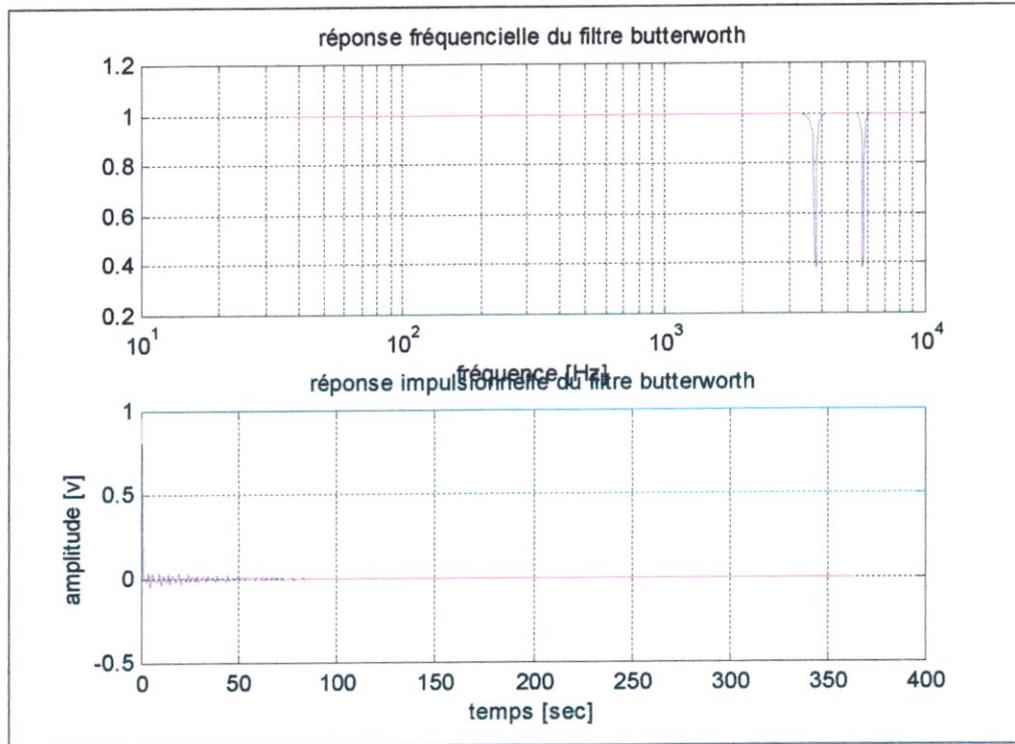
Une seconde application du filtre de Butter Worth d'ordre 2 est élaborée pour rejeter un clutter à la fréquence 3800hz, les résultats sont donnés dans les figures (IV.15) à (IV.18)



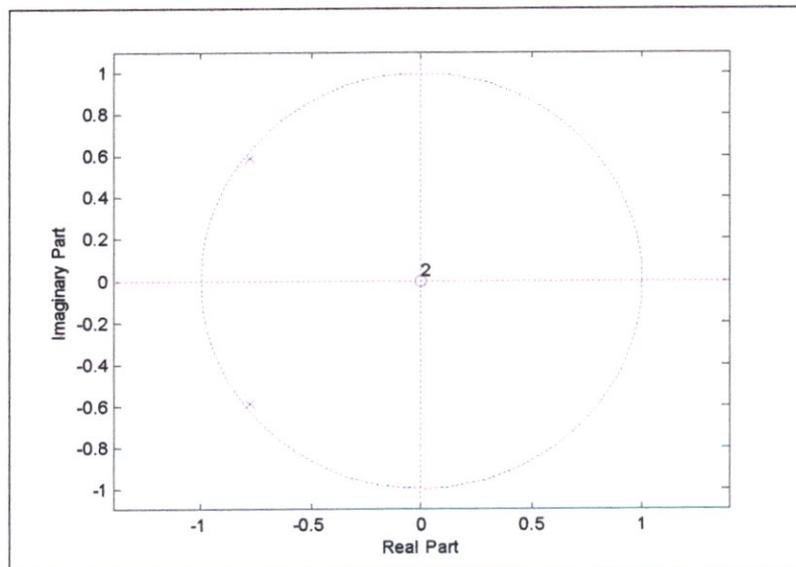
**Figure (IV.15) : spectre classique avec clutter radar embarqué**

Le filtre réalisé est :

$$\frac{0.9735 + 1.5511Z^{-1} + 0.9735Z^{-2}}{1 + 1.5511Z^{-1} + 0.9470Z^{-2}}$$



**Figure (IV.16) : réponse impulsionnelle et fréquentielle du filtre de Butter Worth  
Sur radar embarqué, ordre:2, largeur de bande: 2 m/s**



**Figure (IV.17) : stabilité du filtre réjecteur de Butter Worth  
Sur radar embarqué, ordre 2à 3800 Hz**

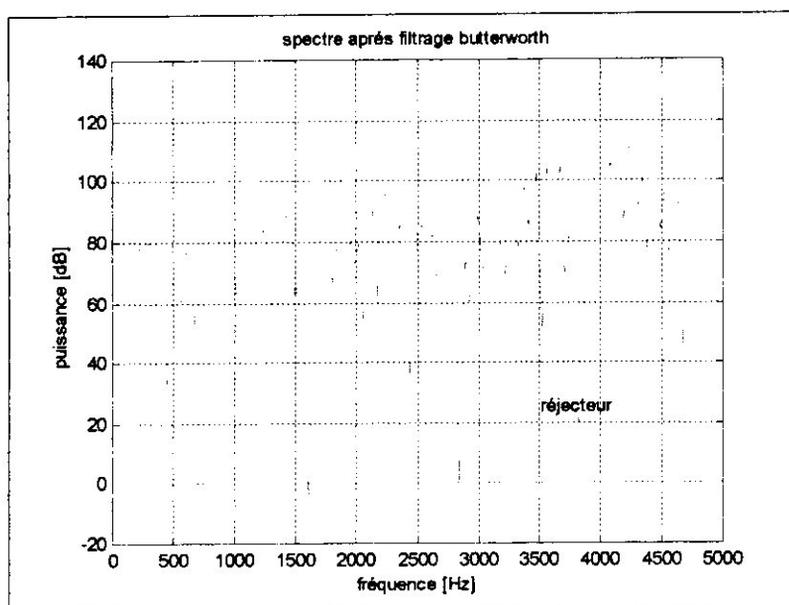


Figure (IV.18) : Application du filtrage de Butter Worth Sur radar embarqué à 3800 Hz

#### IV. APPLICATION DU PULSE PAIR

La méthode du pulse pair est une méthode temporelle qui permet d'estimer les paramètres du spectre doppler à partir des échantillons complexes enregistrés, appliquée au radar embarqué, nous avons les résultats à SNR=10 dB et PRF 1000 Hz au tableau suivant :

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

Les résultats obtenus sur radar embarqué par la méthode pulse pair à SNR=10 dB et PRF 9581 Hz sont donnés par le tableau suivant :

Fréquence doppler	fpp	vpp	Largeur du spectre
4000 Hz	4008.5 Hz	64.4452 m/s	88.3524 Hz
3000 Hz	3014.6 Hz	48.4669 m/s	76.5203 Hz

## V. ESTIMATION SPECTRALE

La représentation spectrale classique est réalisée par application directe de la fft sur la séquence de données enregistrée. Une nouvelle approche dite méthode de haute résolution est l'estimation spectrale paramétrique, elle consiste à attribuer un modèle au processus, les paramètres du modèle sont estimés par minimisation du critère d'optimalité, et enfin le spectre est déterminé à partir des paramètres du modèle. Nous optons dans notre travail pour un modèle AR calculé par l'algorithme de Burg.

L'algorithme de Burg utilise comme critère d'optimalité la minimisation de l'énergie des erreurs de prédiction directe et rétrograde pour estimer les paramètres du modèle AR, il peut également estimer les coefficients de réflexion du processus.

### V.1. SPECTRE DE BURG SUR RADAR TERRESTRE

Sur un radar terrestre, nous approximations l'écho reçu avec ses composantes : décalage doppler et bruit par un modèle AR d'ordre 5 à un SNR=10dB.

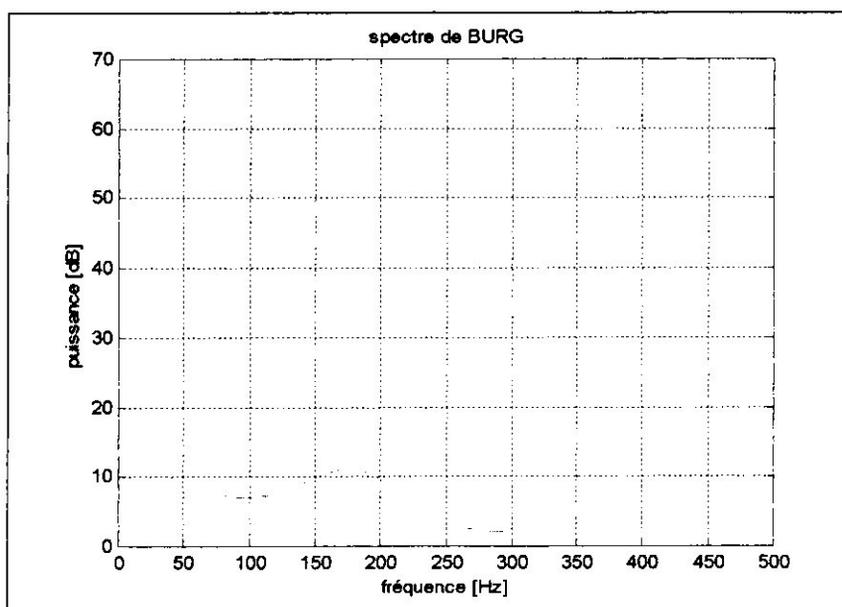
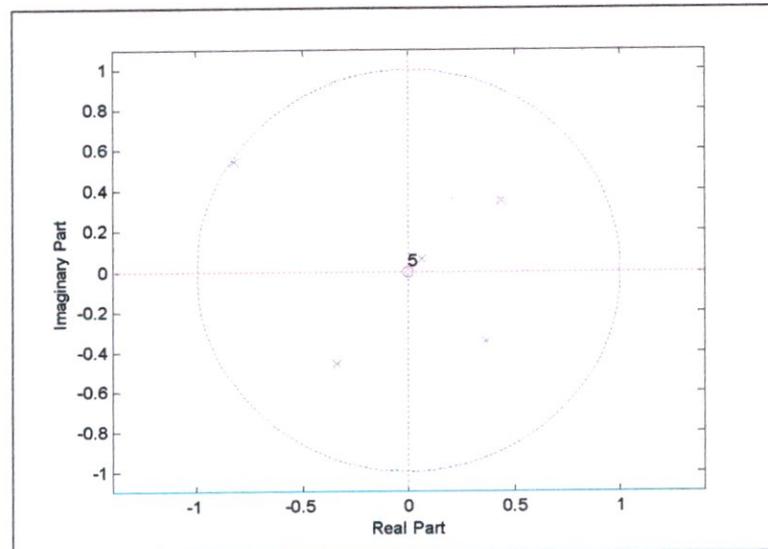


Figure (IV.19) : spectre du Burg  
Ordre 5, SNR=10 dB

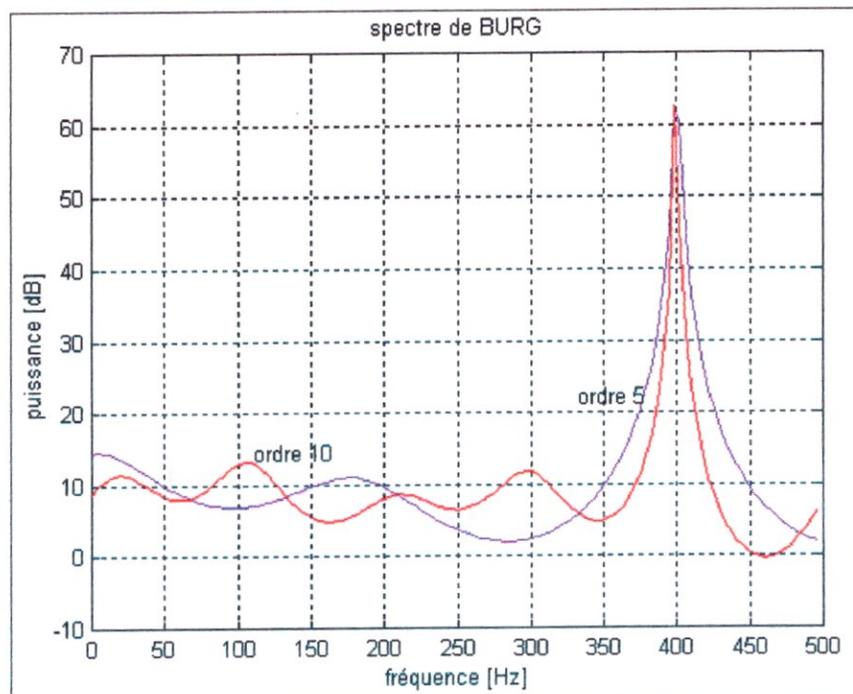
Nous vérifions la stabilité du modèle par le tracé des pôles dans le plan complexe.



**Figure (IV.20) : stabilité du spectre de Burg**

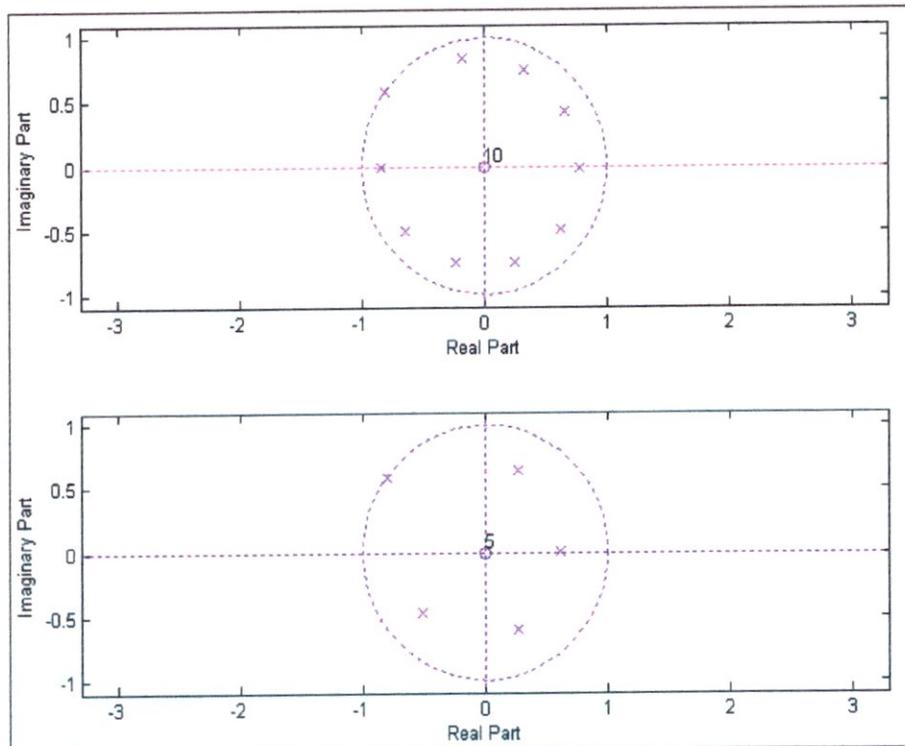
Pour avoir une idée sur les performances de l'algorithme, nous effectuons les simulations suivantes.

En premier nous comparons le spectre obtenu au 5<sup>ème</sup> ordre avec celui obtenu à un ordre 10. L'augmentation de l'ordre induit des lobes secondaires (fluctuations) entourant le lobe d'intérêt, ces fluctuations sont une perte d'énergie qui fuit du lobe principal, leur accentuation a un effet négatif sur la détectabilité de la cible.



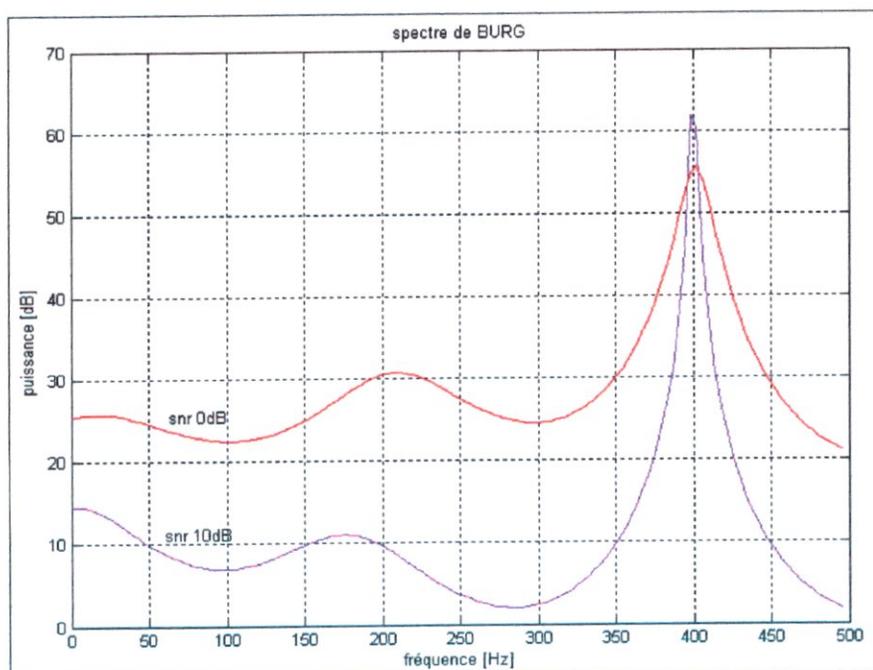
**Figure (IV.21) : comparaison du spectre de Burg  
Aux ordres 5 et 10, SNR=10 dB**

Néanmoins, le spectre de Burg maintient sa stabilité à l'ordre 10, ce qui est illustré par la figure (IV.22)



**Figure (IV.22) : stabilité du spectre de Burg  
Aux ordres 5 et 10**

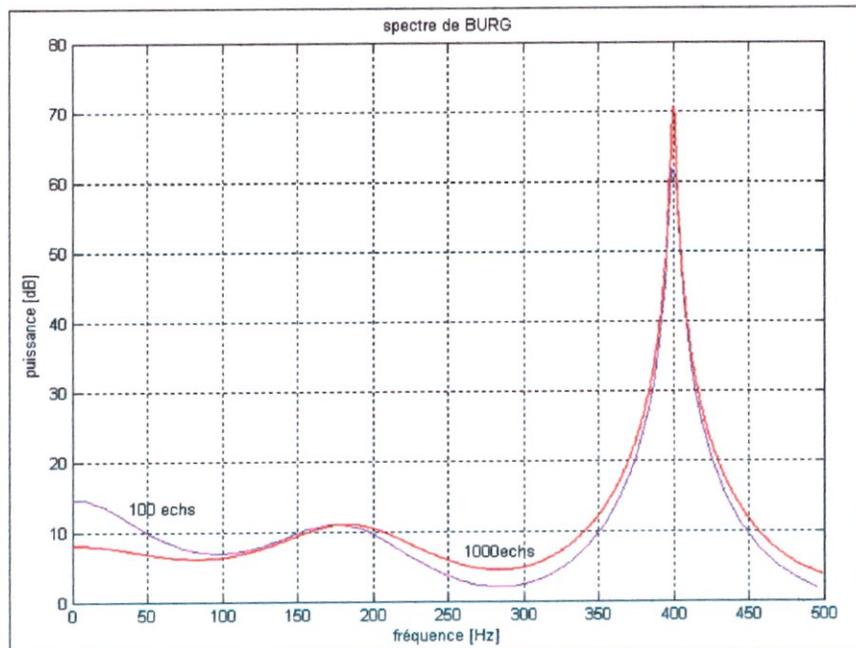
Une seconde simulation consiste à comparer deux spectres de Burg à deux SNR différents, l'un à 10 dB et l'autre à 0 dB.



**Figure (IV.23) : comparaison du spectre de Burg  
Aux SNR 10 dB et 0 dB, ordre 5**

La diminution du SNR élargit le lobe principal du spectre, ce qui induit une perte en précision.

La simulation suivante montre l'effet de la disponibilité des informations. Deux spectres de Burg sont estimés à l'ordre 5 et  $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$  pour 100 et 1000 échantillons.

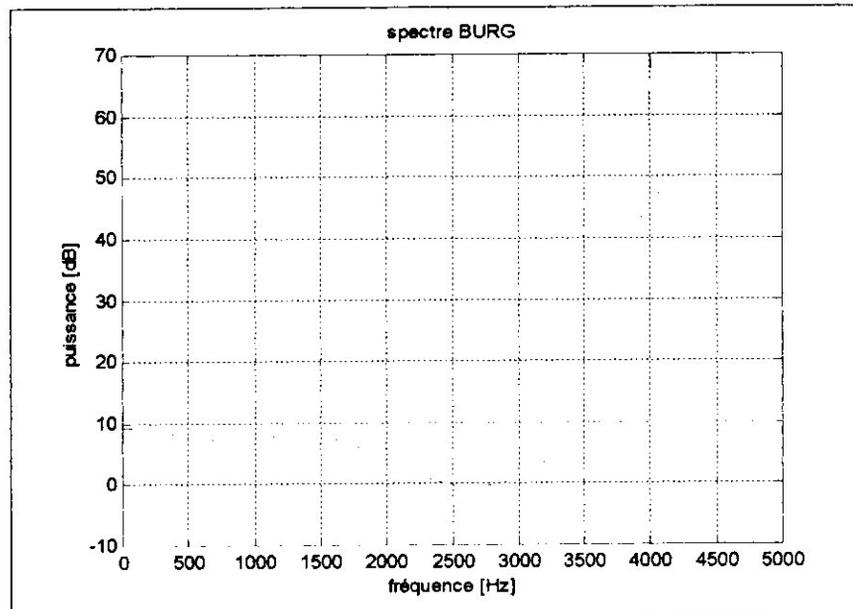


**Figure (IV.24) : comparaison du spectre de Burg  
Aux nombres échantillons 100 et 1000,  $\text{SNR}=10 \text{ dB}$ , ordre 5**

L'augmentation du nombre d'échantillons augmente l'amplitude du lobe principal, ce qui améliore la précision du résultat.

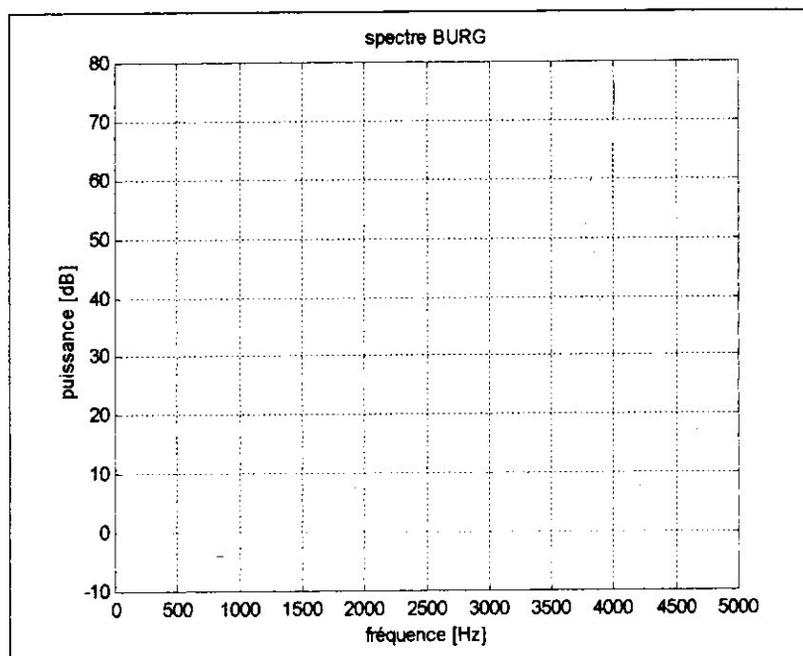
## V.2. SPECTRE DE BURG SUR RADAR EMBARQUE

Les performances de l'algorithme sont les mêmes sur un radar embarqué, nous montrons le spectre doppler de l'ordre 5 à  $SNR = 10$  dB estimé sur radar embarqué.



**Figure (IV.25) : spectre de Burg sur radar embarqué  
Ordre 5, SNR=10 dB, PRF=9581 Hz**

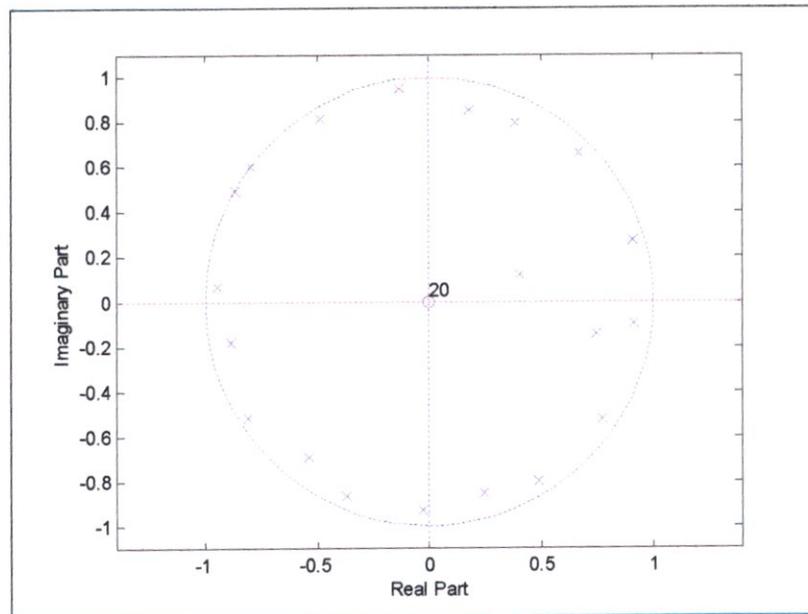
Nous clôturons cette série de simulation par la résolution de deux cibles A et B ayant des vitesses proches à des décalages doppler  $fd_1 = 4000$  Hz et  $fd_2 = 3800$  Hz respectivement.



**Figure (IV.26) : Résolution sur spectre de Burg sur radar embarqué  
Ordre 20, SNR=10 dB, PRF=9581 Hz**

Pour que la résolution soit acquise, il est nécessaire d'augmenter l'ordre du modèle à 20 à un SNR = 10 dB.

La stabilité à l'ordre 20 est toujours maintenue.



**Figure (IV.27) : stabilité du spectre de Burg sur radar embarqué à l'ordres 20**

En fin cette série de simulations nous a permis de comprendre le fonctionnement du radar pulse doppler terrestre et embarqué, et de saisir les caractéristiques et contraintes de chaque type.



*Conclusion*  
*Générale*

Ce modeste travail nous a permis de se familiariser avec le principe et les applications terrestres et embarquées du radar météorologique pulse doppler.

Le radar météorologique pulse doppler fonctionne en émettant un train d'impulsions cohérentes, à la réception la fréquence de l'écho a subit un décalage en fréquence dont la valeur est implicitement reliée à la vitesse de la cible, le radar effectue un échantillonnage à la PRF en prenant un échantillon de chaque impulsion, cette quantité d'échantillons suffit pour estimer le spectre doppler.

Cette estimation peut se faire sur un grand nombre de cellules distances équivalentes à des sous intervalles du temps de réception, ceci permet d'explorer mieux l'espace rayonné et d'enrichir la quantité d'information disponible, cette technique caractérise les radars météorologiques des radars doppler destinés à la détection des cibles ponctuelles.

Le filtrage doppler utilisant le contenu spectral a été adopté dans ce travail, le filtrage numérique en est l'outil fondamental, sur un radar terrestre il est conseillé d'utiliser des filtres elliptiques réjecteurs du quatrième ordre ou bien des filtres elliptiques passe haut du cinquième ordre, les filtres elliptiques peuvent acquérir des réjections très serrés. Sur un système embarqué, l'étendu du clutter est plus large du fait de la mobilité du radar, en conséquence on utilise un filtrage de Butter Worth du second ordre, ce type de filtres possède des bandes de réjection plus ou moins larges.

A la fin l'estimation spectrale fut abordée avec sa méthode classique par fft directe, et nous avons choisi de la comparer avec une méthode de haute résolution qui est la méthode de Burg.

La méthode de Burg est une méthode fondée sur la prédiction linéaire où l'on attribue un modèle paramétrique linéaire au processus, et on estime les paramètres du modèle par minimisation d'un critère d'optimalité. Cette méthode présente l'avantage d'absorber les fluctuations supplémentaires que présente la méthode directe par fft, ce qui lui attribue de meilleures performances du point de vue précision, comportement aux faibles SNR et faible quantité d'information disponible.



# Annexe

CHIFFRE BEAURORT	TERME DESCRIPTIF	VITESSE EQUIVALENTE		SPECIFICATIONS POUR LES OBSERVATION (sur terre)
		(Kt)	(Km/h)	
0	Calme	<1	<1	Calme : la fumé s'élevé verticalement
1	Très légère brise	1-3	1-5	La direction du vent est mise en évidence par la dérive de la fumé mais non par legirouettes.
2	Légère brise	4-6	6-11	La peau du visage perçoit le déplacement d'air, les feuilles frémissent ;les girouettes ordinaires ;se mettent en mouvement.
3	Petite brise	7-10	12- 19	Les feuilles et les brindilles sont constamment agitées; le vent déploie les drapeaux légers.
4	Jolie brise	11-16	20- 28	Le vent soulève la poussière et les bouts de papier; les petites branches sont agitées.
5	Bonne brise	17-21	29- 38	Les arbustes en feuille commencent à se balancer; de petites vagues avec crêtes se forment sur les eaux intérieures.
	Vent frais	22-27	39- 49	Les grosses branches sont agitées, les fils télégraphique font entendre un sifflement, l'usage des parapluies est rendu difficile.
7	Grand frais	28-33	50- 61	Les arbres sont agités en entier, il devient difficile de marcher contre le vent.
8	Coup de vent	34-40	62- 74	Le vent casse des rameaux, il devient généralement presque impossible de marcher contre le vent.
9	Fort coup de vent	41-47	75- 88	Le vent occasionne de légers dommages aux bâtiments (mitres de cheminées et arboises arrachées.)
10	Tempête	48-55	89- 102	Arbres déracinés, importants dommages aux bâtiments.
11	Violente Tempête	56-63	103- 117	Ravages étendus.
12	ouragan	>63	<117	Ravages graves et étendus.

Nous étudions la réponse des systèmes linéaires aux signaux aléatoires pour pouvoir développer un modèle très utile qui engendre un ensemble de processus aléatoire possédant des caractéristique bien déterminés.

Considérons un système linéaire représenté par sa réponse impulsionnelle  $h(k)$ . Si un tel système est excité par un signale aléatoire  $u(k)$ , le signal de sortie  $x(k)$  qui est également un signal aléatoire est donné par la célèbre relation de convolution :

$$x(k) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} u(l)h(k-l) \quad \text{B.1}$$

Les échantillons  $u(k)$  ne sont pas disponibles, les signaux d'entrée et de sortie étant aléatoire peuvent être caractérisés par leurs densités spectrales de puissance  $S_u(f)$  et  $S_x(f)$  respectivement.

La valeur moyenne du signal de sortie s'écrit:

$$\eta_x = E[x(k)] = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} h(l)E[u(k-l)] = \eta_u \cdot \sum_{l=-\infty}^{+\infty} h(l) \quad \text{B.2}$$

La fonction d'auto corrélation du signal est donnée par:

$$R_{xx}(m) = E[x^*(k)x(k+m)]$$

$$R_{xx}(m) = E\left[\sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1)u(k-l_1) \sum_{l_2=-\infty}^{+\infty} h(l_2)u(k+m-l_2)\right]$$

$$R_{xx}(m) = \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1) \sum_{l_2=-\infty}^{+\infty} h(l_2)E[u(k-l_1)u(k+m-l_2)] \quad \text{B.3}$$

Si  $u(k)$  est un signal stationnaire, nous avons:

$$E[u(k-l_1)u(k+m-l_2)] = E[u(k)u(k+m+l_1-l_2)] = R_{xx}(m+l_1-l_2) \quad \text{B.4}$$

Nous substituons ce résultat dans l'expression (B.3) avec le changement de variable:

$$l_3 = l_2 - l_1$$

Nous obtenons:

$$R_{xx}(m) = \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1) \sum_{l_2=-\infty}^{+\infty} h(l_1+l_3)R_{xx}(m-l_3)$$

$$R_{xx}(m) = \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} R_{uu}(m-l_3) \sum_{l_2=-\infty}^{+\infty} h(l_1)h(l_1+l_3)$$

$$R_{xx}(m) = \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} R_{uu}(m-l_3)R_{hh}(l_1+l_3)$$

B.5

L'expression (B.5) correspond au produit de convolution des fonctions d'auto corrélation du signal d'entrée de la réponse impulsionnelle du système:

$$R_{xx} = R_{hh} * R_{uu}$$

Pour établir la relation entre la dsp du signal de sortie et du signal d'entre, nous évaluons la transformé en Z de l'expression (B.5)

**1-transformée en z de la fonction d'auto corrélation R<sub>hh</sub>:**

R<sub>hh</sub> est la fonction d'auto corrélation de la réponse implusionelle du système:

$$R_{hh}(l_3) = \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1)h(l_1+l_3)$$

Sa transformée en z est :

$$\phi_{hh}(z) = \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{v_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1)h(v_1)z^{-v_1+l_1}$$

Posons:

$$v_1 = l_1 + l_3$$

$$\phi_{hh}(z) = \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{v_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1)h(v_1)z^{-v_1+l_1}$$

$$\phi_{hh}(z) = \sum_{v_1=-\infty}^{+\infty} h(v_1)z^{-v_1} \cdot \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1)z^{l_1}$$

Selon les propriété de la transformée en z :

$$\sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} h(-l_1)z^{-l_1} = \sum_{-l_1=-\infty}^{+\infty} h(-l_1)z^{-l_1} = \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1)\left(\frac{1}{z}\right)^{l_1} = H\left(\frac{1}{z}\right)$$

Par conséquent:

$$\phi_{hh}(z) = H(z).H\left(\frac{1}{z}\right) \quad \text{B.6}$$

$\phi_{hh}(z)$  Est la transformée en  $z$  de la fonction d'auto corrélation  $R_{hh}$  de la réponse impulsionnelle du système

## 2- Transformée en $z$ du produit de convolution

Nous voulons établir la transformée en  $z$  du produit de convolution :

$$R_{xx} = R_{hh} * R_{uu}$$

D'après la définition classique d'un produit de convolution :

$$R_{xx}(m) = \sum_{v_2=-\infty}^{+\infty} R_{hh}(v_2)R_{uu}(m-v_2)$$

Sa transformée en  $z$  est :

$$\phi_{hh}(z) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{v_2=-\infty}^{+\infty} R_{hh}(v_2)R_{uu}(m-v_2)z^{-m}$$

Soit:

$$v_3 = m - v_2$$

$$\phi_{xx}(z) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{v_2=-\infty}^{+\infty} R_{hh}(v_2)R_{uu}(v_3).z^{-v_3-v_2}$$

$$\phi_{xx}(z) = \sum_{v_2=-\infty}^{+\infty} R_{hh}(v_2).z^{-v_2} \cdot \sum_{v_3=-\infty}^{+\infty} R_{uu}(v_3).z^{-v_3}$$

$$\phi_{xx}(z) = \phi_{hh}(z)\phi_{uu}(z) \quad \text{B.7}$$

Nous substituons le résultat (B.6) dans (B.7), et nous avons :

$$\phi_{xx}(z) = H(z).H\left(\frac{1}{z}\right)\phi_{uu}(z) \quad \text{B.8}$$

La transformée en  $z$  joue dans le domaine discret le même rôle que la transformée de Laplace dans le domaine analogique, alors en évaluant la relation (B.8) sur le cercle unité nous obtenons :

$$\phi_{xx}(f) = H(f) \cdot H^*(f) \cdot \phi_{mm}(f)$$

$$\phi_{xy}(f) = |H(f)|^2 \cdot \phi_{mm}(f)$$

Cette expression relie les densités spectrales de puissance des signaux d'entrée et de sortie et la réponse fréquentielle d'un système linéaire.

Si  $X_1, \dots, X_n$  sont des variables aléatoires indépendantes de moyenne  $m$  et de variance  $\sigma^2$  ( $\sigma > 0$ ), alors la loi de la variable aléatoire

$$Y_n = \frac{\bar{X} - m}{\sigma/\sqrt{n}}$$

tend vers celle de la variable aléatoire  $N(0,1)$  :

$$P[Y_n < y] \xrightarrow{n \rightarrow +\infty} \int_{-\infty}^y \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$

Ce théorème de la limite centrale justifie l'utilisation fréquente faite dans la pratique de la normale.



*Références*  
*Bibliographiques*

## Bibliographie

- [1] M. LABARRERE, J.P.KRIEF et B.GIMONET, "Le filtrage et ses applications", Troisième édition, CÉPADUÈS-ÉDITIONS, novembre 1993.
- [2] Gérard BLANCHET et Maurice CHARBIT, " Traitement numérique du signal *simulation sous Matlab*", éditions HERMES, Paris, 1998.
- [3] J.P.HARDANGE, PH.LACOMME et J.C.MARCHAIS, " Radars Aéroportés et spatiaux", éditions MASSON, 1995.
- [4] Mohamed NAJIM, " filtrage optimal", Techniques de l'ingénieur.
- [5] Gérard BLANCHET et Maurice CHARBIT "Signaux et images sous Matlab", HERMES Science Europe Ltd, Paris, 2001.
- [6] L.CADORET, " Technique radar appliquée, Tome II", éditions E.N.A.C, 1881.
- [7] G.W.STIMSON "Introduction to airborne radar", SCIETCH publishing, INC. New Jersey, 1998.
- [8] Merrill SKOLNICK, " Radar hand book", éditions: Chief.
- [9] C.S.BURRUS, J.H. McClellan, A.V. OPPENHEIM, T.W.PARKS, B.W.SCHAFFER and H.W.SCHUSSLER, "computer based exercises for signal processing using Matlab ", Matlab-curriculum, series, 1994.