

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE SAAD DAHLAB DE BLIDA

Faculté De Technologie
Département d'Aéronautique

PROJET DE FIN D'ETUDES

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME MASTER EN AERONAUTIQUE

Spécialité : CNS-ATM

THEME

Estimation des moments spectraux du signal Doppler
Météorologique par des méthodes hautes-résolution

Présenté par :

- NADJIB MAMI
- NASSIMA KEDDAH

Devant le jury composée de

Mr. L. BOUNATIROU	Professeur USDB	Président
Mr. H. BENCHOUBANE	Maitre de conférence USDB	Examineur
Mr. A. ZABOT	Chargé de cours USDB	Examineur
Mr. M.LAGHA	Maitre de conférence USDB	Promoteur

Promotion 2011-2012

ملخص

مذكرة الماستر هذه مكرسة خصوصا للمعالجة الرقمية لإشارة رادار نبض دوبلر. هذه الدراسة تركز أساسا حول تخمين و تقدير مختلف المقادير الإحصائية لطيف الرادار و بالخصوص استطاعة، سرعة، مجال تغيرات السرعة و منحى مختلف الاضطرابات الجوية الخطيرة كاضطرابات و هيجانات الرياح، الأعاصير، ... الخ.

الإثبات يتم في البداية عن طريق البرامج و المناهج الكلاسيكية التالية: Pulse Pair (زوجية النبض)، Fourier (فورييه) و AR (ذاتية الارتداد). في سياق آخر، و في مرحلة ثانية يتم تطوير و تطبيق تقنية حديثة مبنية على أساس مبدأ عالي الدقة (haute-resolution) تحت تسمية ذاتية الارتداد المتوسط المتحرك.

Abstract

This memory of Master is devoted essentially to the numerical processing of Weather Pulse Doppler Radar signal. It consists principally on the estimation of Radar Spectrum Moments such as, the power, the velocity, the variance and the direction of the severe meteorological phenomena, like: the wind shear, tornadoes ...etc.

In the first time, the validation will be made via the following classical algorithms: Pulse Pair, Fourier and AR. And in second time, is a phase of development and application of an estimator based on a high-resolution method that called Autoregressive Moving Average 2-step prediction ARMA (n, 1).

Résumé

Ce mémoire de Master est consacré essentiellement sur le traitement numérique du signal Radar Météorologique Pulse Doppler. Il consiste principalement sur l'estimation des moments spectraux Radar tels que, la puissance, la vitesse, la variance et la direction des phénomènes météorologiques sévères tels que: les cisaillements de vent, tornades, ...etc.

La validation dans un premier temps se fera via les algorithmes classiques suivants: Pulse Paire, Fourier et AR. En second lieu, une phase de développement et d'application d'un estimateur basé sur la méthode haute-résolution Autorégressive a Moyenne Mobile.

Remerciement

On dit souvent que le trajet est aussi important que la destination. Les cinq années de maîtrise nous a permis de bien comprendre la signification de cette phrase toute simple. Ce parcours, en effet, ne s'est pas réalisé sans défis et sans soulever de nombreuses questions pour lesquelles les réponses nécessitent de longues heures de travail.

En préambule à ce mémoire nous remerciant ALLAH le tout puissant de nous avoir donné forces, patience, volonté et amour du savoir afin d'accomplir ce mémoire de fin d'études.

Nous souhaitant adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire. Ces remerciements vont tout d'abord au corps professoral et administratif de la Faculté, précisément « DEPARTEMENT D'AERONAUTIQUE » pour la richesse et la qualité de leur enseignement et qui déploient de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.

*Toute notre sincère reconnaissance et profonde gratitude pour notre promoteur **Mr LAGHA MOHAND** et pour l'assistance précieuse qu'il nous a donnée toute eau longue de notre travail.*

On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience.

Pour conclure, aux membres du jury qui nous ont fait l'honneur de siéger dans notre soutenance. Veuillez trouver ici l'expression de nos salutations distinguées.

*Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, l'amour, le respect, la reconnaissance.
Aussi, c'est tout simplement que*

Je dédie ce mémoire a

A mes très chers parents

Affable, honorable, aimable vous représentez pour moi le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'ont pas cessé de m'encourager et de prier pour moi.

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

A mes très chères sœurs

En témoignage de mon affection fraternelle, de ma profonde tendresse et reconnaissance, Leïla, Anissa et KHAOULA je vous souhaite une vie pleine de bonheur et de succès et que dieu, le tout puissant, vous protège et vous garde.

A tous les autres membres de ma famille

Que je n'est pas cité, mais qui n'en demeurent pas moins chères. Veuillez trouver dans ce modeste travail l'expression de mon Affection

A mes chers amis

Mohamed, Nasro, Salah, Chahra, Khadidja, Imene, Assia, Ramzi et tous wlad houmeti, En souvenir de notre sincère et profonde amitié et des moments agréables que nous avons passé ensemble. Recevez Ce travail en signe de ma vive reconnaissance et mon profond estime.

A tous ceux qui ont contribué, de près et de loin, à l'élaboration de ce travail.

...Nadjib Mami



Je dédie ce mémoire à ...

A mes très chers parents

Affable, honorable, aimable : vous représentez pour moi le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'ont pas cessé de m'encourager et de prier pour moi.

Avec toute ma tendresse,

*A mon frère et ma sœur surtout pour sa petite adorable fille MALAK
Vous avez de pré ou de loin contribué en fonction de vos moyens à
affermir ma formation.*

*Tous les membres de ma famille, petits et grands
Veuillez trouver dans ce modeste travail l'expression de mon Affection*

*A tous mes cousins et cousines que j'aime beaucoup et particulièrement a
ma très chère cousine MIMI Qu'ALLAH la protège.*

*C'est encor Pour toi ma chère DADDY meilleur vœux de succès dans ta
vie.*

A mon éternelle amie ASSIA, une personne que je l'estime profondément

Nul mot ne peut suffire pour exprimer ma gratitude aux

*Camarades et a tous mes amis surtout SALAH EDDINE et toutes mes
délicieuses amies ASSIA, IMENE et HANAA, MARYA et FERIEL*

*qui se reconnaîtront pour l'échanges et partages d'expérience, les
remarques et les suggestions pertinentes, le climat fraternel et interactif
qui a régné tout au long de notre formation.*

A Mon binôme NADJIB

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

...Nassima Keddah

SOMMAIRE

RESUME - - - - -	
REMERCIEMENTS - - - - -	
DEDICACES - - - - -	
SOMMAIRE - - - - -	
LISTE DES ABREVIATIONS - - - - -	
LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX - - - - -	
INTRODUCTION GENERALE - - - - -	-1
CHAPITRE I : LA METEOROLOGIE AERONAUTIQUE	
I.1 Introduction - - - - -	5
I.2 Atmosphère terrestre - - - - -	5
I.2.1 Présentation générale - - - - -	-5
I.2.2 Composition et densité de l'atmosphère- - - - -	- 6
I.3 Les cibles météorologiques- - - - -	-7
I.3.1 Les nuages - - - - -	7
I.3.1.1 Généralités - - - - -	-7
I.3.1.2 Classification internationale des nuages - - - - -	-8
I.3.2 Les Météores - - - - -	-9
I.3.3 Le vent - - - - -	10
I.3.3.1 Rafales et grains - - - - -	10
I.3.3.2 Forces qui agissent sur l'air - - - - -	11
I.4 Les phénomènes dangereux pour l'aéronautique- - - - -	11
I.4.1 Le givrage - - - - -	-11
I.4.2 Le cisaillement du vent - - - - -	11
I.4.2.1 Les différents cisaillements - - - - -	12
I.4.3 Les orages - - - - -	-12
I.4.4 Tornades - - - - -	13
I.5. Conclusion - - - - -	-13

CHAPITRE II : RADAR METEOROLOGIQUE PULSE DOPPLER

II.1 Introduction - - - - -	-15
II.2 Concept général - - - - -	15
II.2.1 Description- - - - -	-15
II.2.2 Composantes d'un radar - - - - -	-16
II.2.3 Fréquence de fonctionnement - - - - -	17
II.3 Notion Doppler- - - - -	18
II.3.1 Effet Doppler - - - - -	-18
II.3.2 Décalage en phase- - - - -	19
II.2.3 Vitesse radiale Doppler- - - - -	-19
II.4 Mesure de distance - - - - -	20
II.5 Mesure de la direction- - - - -	-21
II.6 Ambigüité - - - - -	-21
II.6.1 Ambigüité en distance- - - - -	21
II.6.2 Vitesse ambigüe- - - - -	22
II.6.3 Dilemme Doppler (Ambigüité Doppler) - - - - -	22
II.7 Cellule de résolution - - - - -	23
II.8 Equation radar pour des cibles météorologique - - - - -	23
II.9 Réflectivité - - - - -	-23
II.10 Échos parasite - - - - -	-24
II.11 Radar polarimétrique- - - - -	25
II.12 Conclusion - - - - -	-25

CHAPITRE III : ESTIMATION DES PARAMETRES DU SPECTRE DOPPLER

III.1 Introduction - - - - -	-27
III.2 Généralités d'un processus stochastique - - - - -	-27
III.2.1 Définition - - - - -	-27
III.2.2 Moments statistiques - - - - -	28
III.2.2.1. moment d'ordre un- - - - -	28
III.2.2.2. moment d'ordre deux - - - - -	-28
III.2.3 Stationnarité - - - - -	28
III.2.4 Ergodicité- - - - -	28
III.2.5 La fonction d'autocorrelation - - - - -	-29
III.2.6 Densité spectrale de puissance - - - - -	29
III.3 Introduction au Traitement Numérique du Signal . - - - - -	29

III.3.1 Échantillonnage	-31
III.4 Estimation des moments spectraux	31
III.5 Méthode d'estimation temporelle Pulse Paire	32
III.5.1 Estimation de la puissance totale	33
III.5.2 Estimation de la vitesse moyenne	-33
III.5.3 Estimation de la variance	-33
III.6 La méthode fréquentielle (méthode de Fourier)	-34
III.7 La méthode spectrale autorégressive	34
III.8 Conclusion	36

CHAPITRE IV : LA METHODE ARMA (n,1) A DEUX PAS DE PREDECTION

IV.1 Introduction	38
IV.2 Présentation du problème	-38
IV.2.1 Factorisation Spectrale	38
IV.3 Concept maximisation de la fonction d'entropie	40
IV.3.1 La formulation paramétrique de YOULA	-43
IV.3.2 Recherche de la solution maximisant la fonction d'entropie	47
IV.4 Facteur de Wiener maximisant l'erreur quadratique moyenne de prédiction à deux pas	48
IV.5 Récapitulatif	52
IV.6 Conclusion	-53

CHAPITRE V : SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS

V.1 Introduction	-55
V.2 Modélisation Gaussienne des échos radar	55
V.3 Génération des données de simulation	55
V.4 L'effet des paramètres d'entrée sur l'écho météorologique	57
V.4.1 Effet du SNR	57
V.4.2 Effet du nombre d'échantillons	58
V.4.3 Effet de la puissance de pic du signal émis	59
V.4.4 Effet de la largeur du spectre Doppler	60
V.5 Algorithmes de simulation	62
V.5.1 Algorithme de la méthode Pulse Pair	-63
V.5.2 Algorithme de la méthode Fourier	-64
V.5.3 Algorithme de la méthode autoregressive AR	65

V.5.4 L'algorithme de la méthode ARMA(n,1) à deux pas de prédiction 2STEP	-65
V.6 Résultats des simulations	67
V.6.1 Résultats de la méthode Pulse Paire	-68
V.6.2 Résultats de la méthode de Fourier	-70
V.6.3 Résultats de la méthode autorégressive AR	72
V.6.4 Résultats de la méthode ARMA (n, 1)	74
V.7 Comparaison des résultats	76
V.8 Conclusion	-78
CONCLUSION GENERALE	- 79
REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE	- - - - -
ANNEXES	- - - - -

LISTE DES ABREVIATIONS

Ac	Alto cumulus.
As	Alto stratus.
AR	Auto Regressive.
arg	argument.
ARMA	Auto Regressive Moving Average.
C	Célérité.
Cb	Cumulonimbus.
Cc	Cirrocumulus.
Ci	Cirrus.
cm	centimètre.
Cs	Cirrostratus.
Cu	Cumulus.
dB	décibel.
DFT	Discrete Fourier Transform.
DSP	Densité Spectrale de Puissance.
FFT	Fast Fourier Transform.
FI	Fréquence Intermédiaire.
FIR	Finite Impulse Response.
GHz	Gigahertz.
hPa	hectopascal.
IID	Indépendante et Identiquement Distribuée.
kg	kilogramme.
kHz	kilohertz.
m	mètre.
max	maximum.
min	minimum.
MIT	Massachusetts Institute of Technology.

MMSE	Critère de minimisation de l'erreur quadratique
mm	millimètre.
NEXRAD	Réseau Next Génération radar.
Ns	Nimbostratus.
PDF	Probability Density Function.
PP	Pulse Pair.
PPI	Plan Position Indicator.
PRF	Pulse Repetition Frequency.
Radar	Radio Detection And Ranging.
Sc	Stratocumulus.
sec	seconde.
SER	Surface Equivalente Radar.
St	Stratus.
SNR	Signal to Noise Ratio.
TCL	Théorème Central Limite.
TDWR	Terminal Doppler Weather Radar.
TF	Transformée de Fourier.
TFD	Transformée de Fourier Discrète.
TFSD	Transformée de Fourier d'un Signal Discret.
T°	Température.
VA	Variable Aléatoire.
W	Watts.
WSR-88D	Weather Surveillance Radar-1988, Doppler.

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

Fig 1.1: Composition de l'atmosphère- - - - -	6
Fig 1.2: Structure Verticale De L'atmosphère- - - - -	7
Fig 2.1: Exemple d'une installation du nouveau radar de trappes- - - - -	16
Fig 2.2: schéma fonctionnel d'un radar précipitation - - - - -	17
Fig 2.3:schéma représentant l'impulsion d'émission et de réception d'un signal radar- - - - -	21
Fig 2.4: Mesure de la direction - - - - -	21
Fig 2.5: Cellule de résolution - - - - -	23
Fig 3.1: L'échantillonnage du signal $s(t)$ - - - - -	30
Fig 4.1: Filtre de Wiener pour un processus stationnaire $X(nT)$ - - - - -	40
Fig 5.1: L'effet du SNR sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (SNR=1)- - - - -	57
Fig 5.2: L'effet du SNR sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (SNR=10)- - - - -	58
Fig 5.3: L'effet de n_{data} sur le spectre Doppler et les signaux I et Q ($n_{data}=128$)- - - - -	58
Fig 5.4: L'effet de n_{data} sur le spectre Doppler et les signaux I et Q ($n_{data}=512$)- - - - -	59
Fig5.5: L'effet du pic de puissance sur le spectre Doppler et les signaux I et Q($p_p=125kw$) - - - - -	59
Fig 5.6: L'effet du pic de puissance sur le spectre Doppler et les signaux I et Q ($p_p=750kw$)- - - - -	60
Fig 5.7 : Effet de largeur spectrale sur le spectre Doppler et les signaux I&Q ($\sigma=0.25$ m/s)- - - - -	61
Fig 5.8: Effet de la largeur spectrale sur le spectre Doppler et les signaux I et Q ($\sigma=1$ m/s)- - - - -	61

Fig 5.9: Effet de la largeur spectrale sur le spectre Doppler et les signaux I&Q (sig=10 m/s)-	-----	62
Fig 5.10: Estimation de la vitesse Doppler radiale moyenne par la méthode Pulse Pair	-----	68
Fig 5.11: Estimation de la largeur spectrale de la vitesse Doppler radiale moyenne par la méthode Pulse Pair	-----	69
Fig 5.12: Erreur commise sur l'estimation de la vitesse Doppler moyenne par la méthode Pulse Pair-	-----	69
Fig 5.13: Estimation de la vitesse Doppler radiale moyenne par la méthode de Fourier.	70
Fig 5.14: Estimation de la largeur spectrale de la vitesse Doppler radiale moyenne par la méthode de Fourier	-----	71
Fig 5.15: Erreur commise sur l'estimation de la vitesse Doppler radiale moyenne par la méthode de Fourier-	-----	71
Fig 5.16: Estimation de la vitesse Doppler radiale moyenne par la méthode Autorégressive-	-----	72
Fig 5.17 Estimation de la largeur spectrale de la vitesse Doppler moyenne par la méthode Autorégressive-	-----	73
Fig 5.18: Erreur commise sur l'estimation de la vitesse Doppler moyenne par la méthode Autorégressive-	-----	73
Fig 5.19: Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode 2step prédiction-	-----	74
Fig 5.20: Estimation de la largeur spectrale de la vitesse moyenne par la méthode 2 step prédiction-	-----	75
Fig 5.21: Erreur commise sur l'estimation de la vitesse Doppler moyenne par la méthode ARMA-	-----	75
Fig 5.22: Estimation de la vitesse moyenne par les différents estimateurs		76

Fig 5.23: Estimation de la largeur spectrale de la vitesse Doppler radiale
moyenne par les différents estimateurs- - - - -77

Fig 5.24: Erreurs commises sur la vitesse moyenne par les estimateurs- - 77

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1: Classification internationale des nuages - - - - - 9

Tableau I.2: Classification internationale des nuages - - - - -9

Tableau II.1: Bandes de fréquences et longueurs d'ondes- - - - - 18

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le vent la pluie les tornades et plusieurs d'autres phénomènes météorologiques sévères considérés comme étant dangereux en aviation ont causé de véritables accidents qui ont conduit à la perte de milliers de vies humaines. La communauté de la navigation aérienne a vécu de terribles accidents dont la cause principale fut une situation météorologique critique.

Les accidents aériens restaient imprévisibles et inévitables pendant de très longues années à cause des moyens d'observation et de détection qui étaient encore au stade de développement.

Une technique de prédiction est alors indispensable, durant les années soixante dix le développement de la technique de télédétection radar en météorologie a eu lieu, à cette époque cette technique permettait l'observation de plusieurs phénomènes météorologiques en fournissant le taux de précipitation. Mais ces radars n'offraient pas encore la possibilité d'estimation de la vitesse moyenne et de l'étendue, ainsi que d'autres paramètres dynamiques caractérisant ces phénomènes météorologiques.

L'estimation sert à donner des valeurs approximatives représentatives de sorte que le temps de réaction du radar soit minimiser c.-à-d. des opérations à temps réels et capacité de calcul et stockage de données.

De ce fait, il y a eu le développement d'une nouvelle catégorie des radars grâce au développement accru des processeurs de signaux puissants et l'essor qu'a connue l'informatique, ces radars connus sous le nom radar impulsif à effet Doppler, ce dernier permet de détecter les changements des fréquences liées aux caractéristiques des perturbations atmosphériques et par la suite d'estimer leurs vitesses moyennes de déplacement, leurs variances et directions et leurs étendues spectrales.

L'estimation des paramètres spectraux de l'écho des perturbations météorologiques se fera à l'aide de deux approches différentes, la première est dans le domaine temporel et basée sur le calcul de la fonction d'autocorrélation des signaux radar complexes appelée algorithme pulse pair et la seconde approche travaille dans le domaine fréquentiel et est basée sur l'estimation du spectre de puissance via l'utilisation de la transformée de Fourier, (Algorithmes de Fourier et Autorégressif AR).

INTRODUCTION GENERALE

La qualité des estimations de la vitesse moyenne et de la variance du spectre Doppler de la perturbation météorologique que nous ferons à l'aide des estimateurs pulse-pair, Fourier, AR, ARMA (n, 1) sera discutée après une étude comparative détaillée entre les résultats des différents estimateurs.

Ce mémoire se compose de cinq chapitres, dans le premier chapitre on étudiera une description générale de l'atmosphère terrestre ainsi que la représentation des différentes perturbations météorologiques. Dans le deuxième chapitre on présente le principe de fonctionnement et les différentes composantes constituant le radar ainsi que les méthodes de traitement de signal utilisées dans ce domaine. Le troisième chapitre porte sur le développement des méthodes classiques d'estimation des moments spectraux par divers algorithmes. Dans le quatrième chapitre on propose un développement détaillé de la méthode ARMA (n, 1) à 2 pas de prédiction. Le cinquième chapitre présente les résultats des calculs du spectre Doppler par les différentes méthodes classiques en comparaison avec la méthode proposée ARMA (n,1).

Chapitre I

La Météorologie Aéronautique

I.1. INTRODUCTION [1] [2]

La météorologie est l'étude des phénomènes atmosphériques tels que les nuages, les dépressions et les précipitations pour comprendre comment ils se forment et évoluent.

La météorologie aéronautique est la branche de la météorologie s'occupant de tous les phénomènes concernant ou menaçant directement les pratiques aéronautiques. Une connaissance précise de l'atmosphère est en effet essentielle pour pratiquer l'aviation.

La météorologie et l'aéronautique sont devenues inséparables, et cette assistance météorologique consacre une part importante de ces activités au transport aérien et l'exploitation des aéronefs. Les observations et les prévisions météorologiques destinées à l'aéronautique permettent d'améliorer la sécurité, la régularité et la rentabilité des aéronefs d'une compagnie aérienne.

Tous ces renseignements intéressent en premier lieu le pilote pour préciser les procédures lors du décollage et d'atterrissage, ainsi que les conditions météorologiques en vol de croisière. Et en deuxième lieu, ces mêmes renseignements intéressent aussi bien le contrôleur pour évaluer la densité du trafic et de décider les éventuels déroutements.

De nos jours le radar reste un moyen de prévision incontournable en météorologie.

I.2. ATMOSPHERE TERRESTRE**I.2.1. Présentation générale [3]**

L'atmosphère terrestre est l'enveloppe gazeuse qui entoure notre planète; la terre. Elle présente les caractéristiques suivantes :

- Compressible et soumise à la force de pesanteur, sa masse volumique est maximale au niveau de l'interface terre / atmosphère, donc au sol. La décroissance verticale de la masse volumique n'est pas linéaire.
- C'est un mélange d'air sec, de vapeur d'eau, de particules diverses et de gaz rares, en particulier l'ozone, dont le rôle est important.
- La teneur maximale en vapeur d'eau pour 1000 grammes d'air est de l'ordre de 1 à 30 g, suivant la température.
- La répartition en masse en fonction de l'altitude donne :
 - 90% de la masse atmosphérique est sous le FL 180 (16000 m).
 - 50% de la masse atmosphérique est sous le FL 500 (5500 m).

- Le refroidissement de l'air par le sol froid passe par la conduction, processus qui en l'occurrence est peu efficace, l'effet ne se fait donc sentir que sur une faible épaisseur, quelques dizaines ou centaines de mètres.

I.2.2. Composition et densité de l'atmosphère [1] [3] [4]

L'air atmosphérique est un mélange de gaz et de vapeur d'eau. Deux gaz principaux composent l'atmosphère terrestre : le plus abondant est l'azote (78%), suivi par l'oxygène produit par les végétaux, celui que nous respirons (21%). Parmi les gaz restants, certains jouent un rôle crucial pour les êtres vivants. Il s'agit notamment du dioxyde de carbone (0,035%), co-responsable de l'effet de serre qui nous assure une température clémente, de la vapeur d'eau (0 à 4% en volume) à l'origine des nuages et des précipitations, et enfin de l'ozone (0,000012%) qui absorbe les rayons ultraviolets nocifs. (Voir figure 1.1)

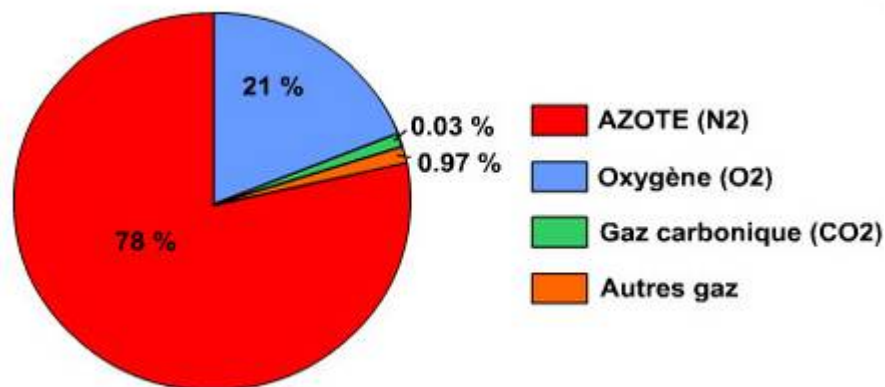


Figure .1.1 : Composition de l'atmosphère

L'atmosphère terrestre est constituée de plusieurs couches de gaz et de particules en suspension, d'environ 500 km d'épaisseur totale et que la terre retient à sa surface. Sa densité et sa température diminuent avec l'altitude. Seule la couche la plus basse de l'atmosphère (15 km), renferme des êtres vivants et se trouve brassée par les courants atmosphériques, qui est à l'origine des phénomènes météorologiques. La partie la plus importante de l'atmosphère est située dans les basses couches. Celle où les phénomènes météorologiques évoluent est concentrée entre 7 km aux pôles et 15 km à l'équateur. Aux environs de 5500 m, la pression atmosphérique est égale à la moitié de celle qui règne au niveau de la mer.

L'atmosphère est découpée en tranches successives qui sont les suivantes :

La Troposphère : C'est la plus basse couche, son épaisseur varie de 7 à 15 km des pôles à l'équateur. Elle est de 11 km sous nos latitudes. C'est dans cette couche que se produisent les phénomènes météorologiques. La température diminue avec l'altitude pour descendre jusqu'à $-50/-60^{\circ}\text{C}$ à sa limite dénommée Tropopause.

La Stratosphère : Elle est de faible densité. La température y reste constante jusqu'à environ 25 km, puis diminue jusqu'à environ 0°C à la Stratopause autour de 40 km d'altitude.

La Mésosphère : La température diminue fortement jusqu'à la limite de cette couche dite Mésopause aux environs de 80 km.

La Thermosphère : La température augmente fortement jusqu'à environ 1000° à sa limite supérieure ou Thermopause vers 600 km.

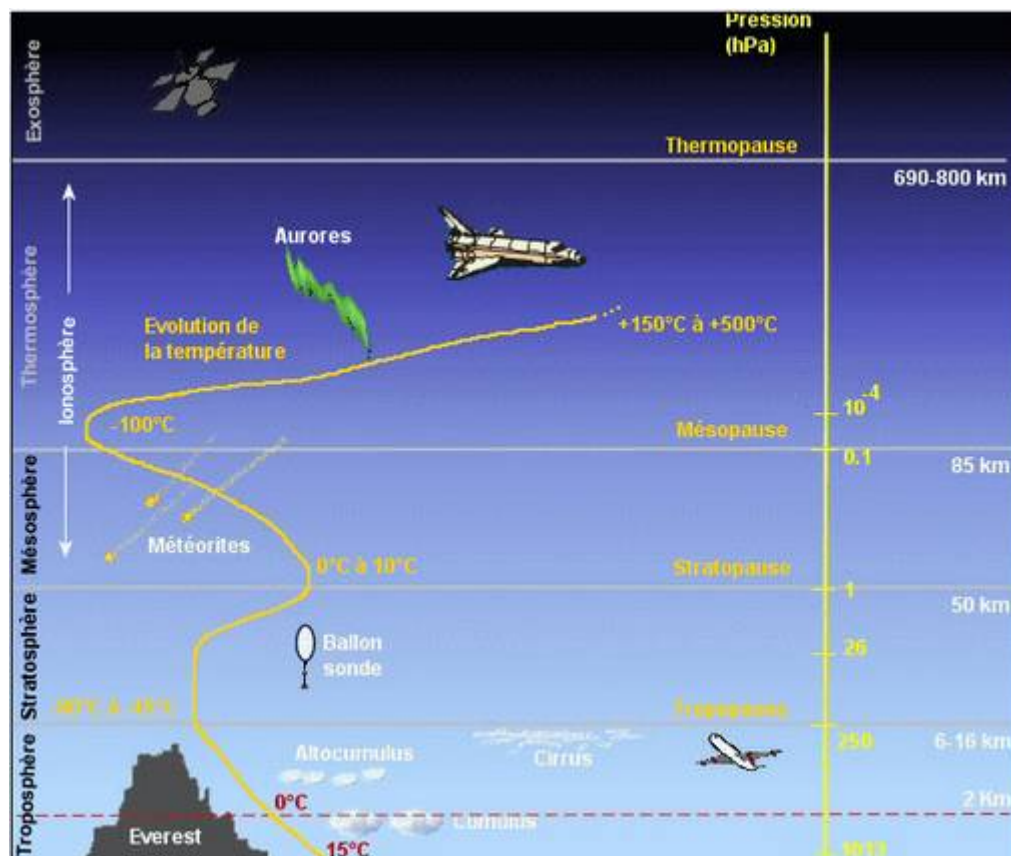


Figure 1.2 : Structure Verticale De L'atmosphère

I.3. LES CIBLES METEOROLOGIQUE

I.3.1. Les nuages

I.3.1.1. Généralités [3] [4] [5]

Un nuage est un ensemble visible de minuscules particules d'eau ou de glace, ou des deux à la fois en suspension dans l'atmosphère, cet ensemble peut comporter des particules solides de fumée, du sable et de la 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 des nuages résulte de leur caractère stable ou instable :

- Les nuages instables ont des limites nettes, leur extension vertical peut atteindre la basse stratosphère, leurs noms comportent le terme cumulus.
- Les nuages stables ont des limites généralement floues, le plus souvent une structure en voile, leur aspect est sans relief, d'un gris uniforme plus ou moins dense suivant leurs épaisseurs, leurs noms comportent le terme stratus.

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, ...etc.

I.3.1.2. Classification internationale des nuages [6]

L'appellation des nuages repose sur deux principes simples : l'altitude de leur base et leur forme. On partage d'abord les nuages en quatre groupes. Les trois premiers sont définis selon un concept d'étage qui divise l'atmosphère en tranches identifiées selon la hauteur moyenne de la base des nuages. Le quatrième groupe tient compte de la forte extension verticale de certains nuages qui peuvent se retrouver sur plus d'un étage à la fois.

Les nuages sont répartis en dix genres, à chacun est affectée une abréviation internationale en deux lettres [6]

Tableau 1.1 : Les 10 Genres De Nuages

Groupe	Genre
Etage supérieur	Cirrus (Ci) , Cirrostratus (Cs), Cirrocumulus (Cc)
Etage moyen	Altostratus (As), Altocumulus (Ac)
Etage inférieur	Stratus (St), Stratocumulus (Sc)
A développement vertical	Cumulus (Cu) , Cumulonimbus (Cb) , Nimbostratus (Ns)

I.3.2. Les météores [3] [4]

Sont des phénomènes autres que les nuages qui peuvent apparaître au niveau du sol ou dans l'atmosphère jusqu'au niveau de ses couches les plus élevées (aurores polaire).

Pluie: Particules d'eau liquide sous forme, soit de goutte dont le diamètre est supérieur à 0,5 mm (1a3 mm), soit de gouttes de diamètre inférieur a 0,5 mm, mais éparées.

Brume: Gouttelettes microscopiques plus en moins hygroscopiques, en suspension dans l'atmosphère; elles forment un voile généralement assez mince et grisâtre.

Neige: Cristaux de glace, en majeure partie hexagonaux dont beaucoup sont ramifiés ou en forme d'étoiles.

Neige roulée: Granules de glace, blancs et opaques, sphériques ou par fois coniques, dont la structure ressemble à celle de la neige.

Neige en grains: Granules de glace, aplatis ou allongés de dimensions très réduites, blancs et opaques.

Grêle: Globules ou petits morceaux de glace, dont le diamètre varie de 5 à 50 mm, ou quelque fois plus, séparés ou agglomérés en blocs irréguliers.

Granules de glace ou grésil: Glace transparente, de forme sphérique ou irrégulière, dont le diamètre ne dépasse pas 5 mm, qui tombe sous forme de gouttes de pluie congelées ou de flocons de neige en grande partie fondus et congelés de nouveau, généralement près du sol. Sous cette forme, ils ne tombent pas en averses. Ou bien neige roulée enrobée d'une mince couche de glace formée par la congélation des gouttelettes interceptées ou de l'eau provenant de la fonte partielle de cette neige. Ce type peut tomber sous forme d'averses.

Chasse-poussière ou chasse-sable: Particules de poussière ou de sable soulevées du sol par un vent suffisamment fort et turbulent.

Verglas: Dépôt de glace provenant de la congélation de gouttelettes de brume ou de gouttes de pluie surfondues sur des objets, ou des surfaces, dont la température est inférieure à 0°C, ou légèrement positive ; il est généralement homogène et transparent.

Tempête de poussière ou de sable: Particules de poussière ou sable soulevées énergiquement du sol jusqu'à de grandes hauteurs par un vent violent et turbulent.

Tourbillon de poussière ou de sable: Particules de poussière ou de sable ou petits débris, soulevés du sol sous forme de colonne tourbillonnante plus ou moins haute.

I.3.3. Le vent [3]

Le vent est la composante horizontale du déplacement d'une masse d'air par rapport au sol.

Les mouvements de l'air ne sont pas exclusivement horizontaux. Il existe donc une composante verticale du déplacement de l'air, elle se nomme "Turbulence".

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.

I.3.3.1. Rafales et Grains [3] [4]

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

Les rafales sont des écarts passagers de la vitesse, de la direction du vent et de ses composantes principales.

Elles sont causées soit par l'instabilité de l'air, soit par les obstacles topographiques ou artificiels, tels les hautes constructions.

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 ou deux secondes, 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 en existe plusieurs types, et on cite:

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

I.3.3.2. Forces qui agissent sur l'air [6]

L'air est constitué d'un ensemble de particules soumises à diverses forces. Ces forces variables sont présentes à tous les niveaux de l'atmosphère. Ce sont elles qui induisent le vent. On cite à titre d'exemples: la force du gradient de vent qui résulte de la différence de pression entre deux points, la force de Coriolis induite par la rotation de la terre, la force centripète se manifestant lors de la courbure de la trajectoire de l'air et la force de frottement qui le ralentit sans le freiner tout en pouvant modifier sa trajectoire considérablement.

I.4. LES PHÉNOMÈNES DANGEREUX POUR L'AVIATION

I.4.1. Le givrage [3] [4]

Le givrage est un dépôt de glace, opaque ou transparent, adhérent à certains éléments d'un avion, en particulier ceux exposés au vent relatif (bords d'attaque).

Ce dépôt de glace peut alourdir l'avion dans des proportions considérables, il altère l'écoulement aérodynamique en modifiant le profil, il peut aussi bloquer les gouvernes.

Les températures les plus favorables au givrage :

- Pour les nuages stables : 0 à -10°C et rare à partir de -18°C
- Pour les nuages instables : 0 à -15°C et fréquent jusqu'à -30°C

I.4.2. Le cisaillement de vent [3]

C'est le changement de vitesse et /ou de direction du vent dans l'espace, courant ascendants et descendants compris.

Pour l'aéronautique, le cisaillement de vent présente un danger majeur, pendant les phases d'atterrissage et de décollage, alors que vitesse et hauteur sont proches du niveau critique. En vol et à vitesse stabilisée, l'aéronef est en équilibre, la résultante de toutes les forces qui lui sont appliquées est nulle.

Une variation brusque du vent sur la trajectoire suivie par l'aéronef va passagèrement rompre cet équilibre. C'est pendant le rétablissement de celui-ci que le danger apparaît, si l'aéronef est proche du sol et ne dispose pas d'un espace suffisant pour mener à bien la manœuvre.

Les cisaillements du vent dans les basses couches sont ceux qui pourraient causer des difficultés aux aéronefs sur la trajectoire d'approche ou de décollage à partir du niveau de la piste jusqu'à une hauteur de 500 mètres (1600 pieds) au dessus de niveau. Lorsque la topologie locale le justifie, cette hauteur ne doit pas être considérée comme une limite.

I.4.2.1. Les différents cisaillements [3]

Sur la trajectoire oblique d'atterrissage ou de décollage, un aéronef est sensible aux trois formes possibles de cisaillement :

- Cisaillement vertical du vent entre deux points d'altitudes différentes
- Cisaillement horizontal du vent entre deux mêmes altitudes
- Cisaillement entre courants verticaux de directions et/ou de vitesse différente.

I.4.3. Les orages [3] [6]

Un orage est un des phénomènes atmosphériques les plus spectaculaires. Du point de vue de l'aéronautique, il comporte des conditions de vol qu'il convient d'étudier avec soin. Même si les pilotes bien expérimentés au vol aux instruments et connaissant à fond la structure et l'évolution des orages peuvent mener à bien un vol dans un orage, il est sage d'éviter autant que possible les structures orageuses.

Une ou plusieurs décharges brusques d'électricité atmosphérique, se manifestant par une lueur brève et intense (éclair) et par un bruit sec ou un roulement sourd (tonnerre).

Les orages sont associés aux nuages de convection, en particulier les cumulonimbus « Cb » et sont le plus souvent accompagnés de précipitations, d'averses de pluie, de neige, de neige roulée ou de grêle.

On distingue différents types d'orages :

- Orage de masse d'air
- Orage orographique
- Orage de front (de front froid, chaud, d'occlusion)
- Orage de Thalweg d'altitude

Les orages engendrent des phénomènes dangereux :

- Turbulence
- Givrage
- Grêle
- Foudre
- Trombe et tornade
- Grain

I.4.4. Tornades [4]

Les tornades sont de véritables <<trombes terrestre, dont les dimensions peuvent atteindre à la partie inférieure 100 à 200 m de diamètre. Le mouvement tourbillonnaire des tornades est extrêmement rapide et peut aller jusqu'à 40 à 50 m/s près du centre, peut être même 100m/s.

Les tornades sont plus étendues en hauteur qu'en largeur ; il règne en leur centre une forte dépression. elles se produisent surtout par temps chaud et orageux et l'on a pu démontrer qu'elles se forment sur des lignes de grains; en fait, elles accompagnent des nuages à grains, particulièrement développés, qui se forment sur des fronts froids très accusés arrivant sur une surface continentale très chaude ou sur le front intertropical, lorsque l'activité de ce dernier est renforcée par une arrivée d'air froid en altitude. Ce sont donc des phénomènes qui ont la même origine que les tourbillons observés dans la partie inférieure des Cumulonimbus ; ils sont précédés d'une baisse barométrique brusque et provoquent un violent appel d'air des couches inférieures vers la base du nuage.

I.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié les principaux événements météorologiques concernant l'aéronautique tels que l'atmosphère terrestre, les nuages, les météores et le vent ainsi que les phénomènes météorologiques qui peuvent être très dangereux pour les aéronefs et le trafic aérien tels que le cisaillement de vent, les orages et les tornades.

Les perturbations météorologiques décrites dans ce chapitre constituent des cibles mouvantes pouvant être détectées par des radars météorologiques dont on va discuter dans le prochain chapitre.

Chapitre II

**Radar Météorologique pulse
Doppler**

II.1. INTRODUCTION

Les radars météorologiques conventionnels fonctionnant depuis la fin des années 40 étaient utilisés pour suivre les systèmes météorologiques. Ces radars opèrent comme un radar primaire mais le traitement des signaux est fait avec une mathématique différente. Plusieurs ajustements des notions de base sont donc à faire. Un radar météorologique ne fait que localiser les précipitations, il doit aussi estimer leurs intensités, leurs déplacements généraux et les mouvements de l'air à l'intérieur des nuages.

À la fin des années 1970, les travaux ont commencé sur la " prochaine génération " des radars météorologiques (NEXRAD) en utilisant la technologie Doppler. L'utilisation de la technologie Doppler permet aux systèmes radar météorologiques non seulement de détecter des cibles météorologiques comme les radars conventionnels "qui ne sondent que pour la réflectivité", mais aussi de mesurer le mouvement et la vitesse des cibles.

II.2. CONCEPT GENERAL**II.2.1. Description**

Un radar météorologique fonctionne à base du même principe qu'un radar primaire de surveillance aérienne, il émet des impulsions de fortes puissances et de courtes durées (quelques microsecondes) à des intervalles réguliers. Ces ondes se déplacent à la vitesse de la lumière, et lorsqu'elles rencontrent un obstacle particulier (pluie, neige...etc), elles se rétrodiffusent dans toutes les directions, une partie de ce signal sera captée par l'antenne du radar qui fonctionne aussi comme un récepteur. Après avoir attendu pendant un temps suffisant (généralement de quelques millisecondes), l'impulsion suivante sera envoyée. [7]

Il souffre également des mêmes limitations: problèmes d'échos de sol, réfraction anormale à travers l'atmosphère, cibles biologiques comme les oiseaux et les insectes, blocages, etc. La différence fondamentale entre les deux est dans le traitement des données. Alors qu'un radar primaire ne doit qu'identifier la présence et la position d'une cible (présente oui/non), le radar météorologique sonde un volume de l'atmosphère qui est rempli d'une multitude d'hydrométéores (pluie, neige, grêle, etc.). Il doit non seulement permettre de reconnaître la position de ces précipitations mais à partir du signal de retour, il doit estimer leur intensité, la vitesse à laquelle elles se déplacent et leurs mouvements à l'intérieur des nuages. [8]

II.2.2. Composantes d'un radar [7][8] [9]

Un radar météorologique est constitué (**figure 2.2**) d'une antenne parabolique, d'un système d'émission/réception et d'un ordinateur. L'antenne est équipée de plusieurs moteurs destinés à l'orienter verticalement et horizontalement, ainsi que d'un radôme (enveloppe sphérique) qui assure la protection de l'ensemble contre les intempéries et les forts coups de vent (**figure 2.1**). Le calculateur assure le contrôle du radar à distance, l'acquisition des données, ainsi que le traitement du signal et un affichage graphique pour présenter le signal sous une forme utilisable.



Figure 2.1 : installation d'un radar

Avant chaque implantation d'un radar, une étude du site est nécessaire afin d'assurer une efficacité optimale pour son fonctionnement en prenant en compte tous les éléments qui peuvent perturber les mesures, tels que les échos fixes ou les masques qui restreignent les zones d'observation au delà des obstacles fixes, comme les montagnes ou les constructions au voisinage de l'antenne.

L'émetteur produit des impulsions très brèves de fortes puissances à des intervalles réguliers. Il comprend (**figure 2.2**) :

- Un oscillateur permanent basé sur la technologie des tubes à cavité résonnante, qui est soit un klystron qui a pour caractéristique une fréquence très stable, soit un magnétron dont la fréquence varie dans le temps.
- Un modulateur qui constitue la partie active de l'émetteur. Il permet de stocker l'énergie pendant les périodes séparant deux émissions successives et de la restituer pendant un temps très bref de l'émission du radar.
- Une fois que l'onde est produite, le guide d'onde est chargé de l'amener vers l'antenne avec une perte du signal la plus faible possible. Le signal électrique hyperfréquence est ensuite transformé en ondes électromagnétiques par la « source » qui est placée au foyer

de l'antenne parabolique, laquelle réfléchit les ondes pour former un faisceau conique concentré dans la direction perpendiculaire au plan de la parabole.

- La synchronisation est le cœur même du système radar, elle délivre les signaux de base qui définissent les instants d'émission et divers signaux annexes nécessaires aux opérations en temps réel. Son élément de base est une horloge de très grande stabilité à partir de laquelle sont engendrés les signaux.

L'antenne a pour rôle de concentrer l'énergie émise par le radar dans une direction donnée. Elle peut être double : une antenne pour l'émission et une pour la réception, mais il est plus pratique d'utiliser une seule antenne à laquelle on associe un duplexeur. C'est une sorte de commutateur électronique qui permet la circulation du signal vers l'antenne lorsque le signal est émis tout en isolant le récepteur, et inversement de diriger le signal vers le récepteur, tout en isolant l'émetteur pendant la phase de réception.

Le récepteur permet d'amplifier et de traiter le signal réfléchi par les échos de pluie, et de le transformer en une tension exploitable par le calculateur radar. C'est l'élément le plus délicat et le plus complexe du radar, et sa sensibilité doit être très grande.

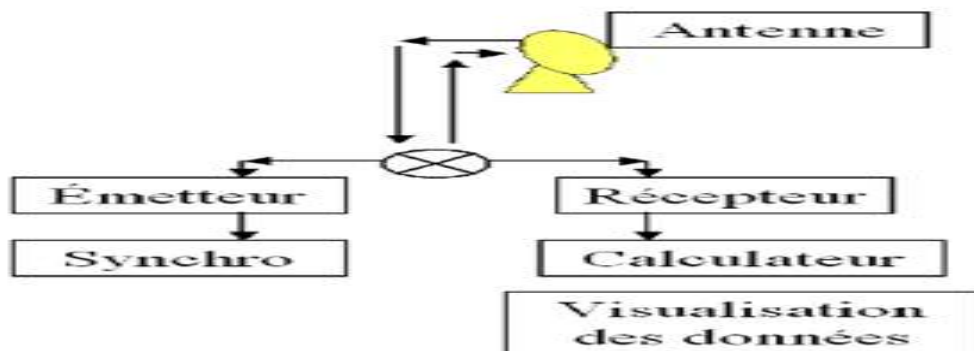


Figure 2.2 : schéma fonctionnel d'un radar précipitation.

II.2.3. Fréquence de fonctionnement [9] [13]

Les Radars utilisés en météorologie se distinguent principalement par leurs fréquences de fonctionnement. Les bandes de fréquence largement utilisées dans les radars météorologiques sont: la bande X (10 GHz, longueur d'onde $\lambda = 3\text{cm}$), la bande C (5 GHz, $\lambda = 6\text{ cm}$) et la bande S (3 GHz, $\lambda = 10\text{ cm}$).

Radar en bande « X » est utilisé pour les études d'orage et le suivi de ballons aériens pour le calcul du vent en altitude, tandis que les radars en bande « S » sont utilisés pour la mesure des précipitations et des études des cyclones tropicaux et autres systèmes d'échelle synoptique, la bande de fréquence « S » est plus apte à pénétrer profondément

dans les systèmes météorologiques intenses sans beaucoup plus d'atténuation, alors qu'ils ne sont pas adaptés pour les études de la physique des nuages que les réflexions sont trop faibles de particules de nuages.

En outre, la taille de l'antenne et d'autres composants du système est beaucoup plus grande en bande S en comparaison à d'autres types de radars.

Radar en bande « C » est un compromis entre la bande X et la bande S. Les radars en bande « C » sont largement utilisés en météorologie de recherche et d'exploitation

En dehors des radars utilisant les bandes de fréquences ci-dessus, il y en a ceux qui utilisent des fréquences beaucoup plus élevées pour les études de la physique des nuages et des fréquences beaucoup plus basses à des fins de profilage du vent, mais ceux-ci sont principalement utilisés dans le mode de recherche

Tableau 2.1 : Bandes de fréquences et longueurs d'ondes

Désignation	Bande	Longueurs d'ondes
HF	3-30 MHZ	100-10 m
VHF	30-300 MHZ	10-1 m
UHF	300-1000 MHZ	1-0.3 m
L	1-2 GHZ	30-15 cm
S	2-4 GHZ	15-8 cm
C	4-8 GHZ	8-4 cm
X	8-12 GHZ	4-2.5 cm
Ku	12-18 GHZ	2.5-1.7 cm
K	18-27 GHZ	1.7-1.2 cm
Ka	27-40 GHZ	1.2-0.75 cm
V	40-75 GHZ	0.75-0.40 cm
W	75-110 GHZ	0.40-0.27 cm
Mm	110-300 GHZ	0.27-0.1 cm

II.3. NOTIONS DOPPLER

II.3.1. Effet Doppler

L'effet Doppler fut présenté par Christian Doppler en 1842 pour les ondes sonores, puis par Hippolyte Fizeau pour les ondes électromagnétiques en 1848.[13] Les radars météorologiques modernes mesurent la vitesse de déplacement des précipitations en utilisant l'effet Doppler-Fizeau, qui consistait en une variation de la fréquence proportionnellement à la vitesse de la source mobile.[8]

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

Le radar Doppler exploite plus ou moins la même chose, mais à un degré de précision plus élevé. Alors qu'une cible se déplace vers un radar, la fréquence est augmentée, si la cible s'éloigne, la fréquence est réduite. Le radar compare alors le signal reçu à la fréquence du signal transmis et mesure le décalage de fréquence, donnant le mouvement et la vitesse de la cible. Tandis que la fréquence de l'énergie électromagnétique est modifiée par des cibles mobiles, la variation est habituellement trop légère pour être mesurée avec précision. Par conséquent, le radar Doppler se concentre sur la phase de l'énergie électromagnétique, car cet aspect présente un plus grand degré de variation et augmente la probabilité de détecter le mouvement.[10]

II.3.2. Décalage en phase

La phase d'une onde est un point spécifique ou un repère le long de cette onde, un déphasage est un repositionnement observable de ce repère entre les transmissions successives. Un radar pulsé Doppler sous sa forme la plus simple fournit un signal de référence par lequel des variations de la phase des impulsions successivement reçues peuvent être identifiées. La phase connue du signal transmis permet la mesure de la phase du signal reçu. L'effet Doppler s'est associé à l'écho à partir duquel le retour lancé est calculé à partir du taux de variation de la phase. [12]

$$\frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \frac{4 \pi}{\lambda} v_r$$

II.3.3. Vitesse radiale Doppler [12][13]

Les radars météorologiques modernes mesurent la vitesse du déplacement des précipitations en utilisant l'effet Doppler-Fizeau. Ce dernier est le décalage de fréquence d'une onde acoustique ou électromagnétique entre la mesure à l'émission et la mesure à la réception lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur varie au cours du temps.

On peut de manière alternative noter la différence de phase entre deux impulsions successives émises et retournées par les cibles.

Le décalage ne donne cependant que le déplacement par rapport au radar, soit la composante radiale de la vitesse. Les valeurs les plus grandes sont lorsque le radar «regarde» dans la même direction que le mouvement et les plus petites se trouvent dans les directions tangentielles à celui-ci. La valeur de la composante radiale Doppler est positive quand la cible s'approche du radar et négative quand elle s'en éloigne.

Les précipitations ne sont pas des cibles ponctuelles mais plutôt volumiques, ce qui veut dire que la vitesse notée est celle moyenne dans le volume sondé. De plus, les précipitations couvrent de grandes superficies qui permettent de voir la composante radiale de plusieurs directions. Si les précipitations couvrent une bonne partie de l'écran, cela permet d'estimer les vraies directions et intensités du déplacement des gouttes ou flocons. Comme ils ont une très faible masse, ils se déplacent plus ou moins à la vitesse du vent. On peut ainsi estimer que la vitesse et la direction des vents autour du radar par l'analyse de l'image des données Doppler.

II.4. MESURE DE DISTANCE [11][14]

La distance est calculée à partir du temps de transit Δt (aller-retour) des impulsions radioélectriques émises et de la vitesse de propagation de la lumière « c ». La distance mesurée est la distance oblique c'est-à-dire en ligne droite entre l'antenne radar et la cible.

Le temps Δt mesuré par le radar est le temps nécessaire à l'impulsion pour aller de l'antenne à la cible, puis de la cible vers l'antenne après réflexion. Chaque impulsion revenant au radar a parcourue deux fois la distance radar-cible.

$$R = \frac{c \cdot \Delta t}{2} \quad (\text{m}) \quad \text{avec } c \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m / s}$$

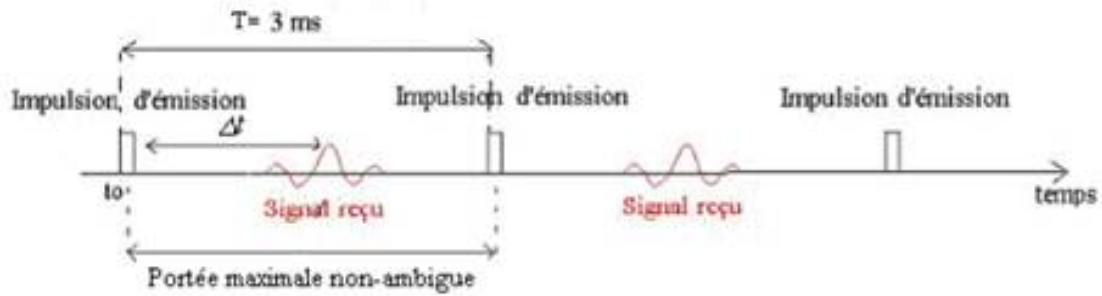


Figure 2.3 : schéma représentant l'impulsion d'émission et de réception d'un signal radar

II.5. MESURE DE LA DIRECTION [8][14]

L'angle entre la direction du nord et celle de la cible « azimut » est déterminé grâce à la directivité de l'antenne. La directivité est la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction particulière. En mesurant la direction dans laquelle est pointée l'antenne à l'instant où elle reçoit un écho, on peut déterminer non seulement l'azimut mais aussi le site de la cible.

ϕ : Angle de site

θ : Angle azimut

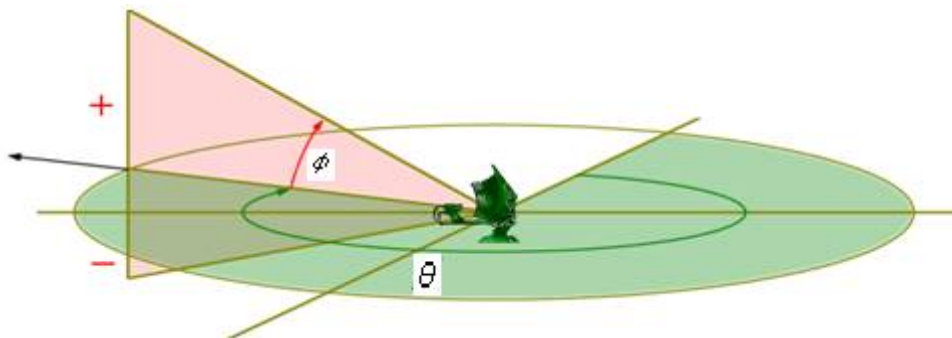


Figure 2.4 : Mesure de la direction

II.6. AMBIGUÏTE

II.6.1. Ambiguïté en distance [13]

Le radar remis l'horloge à zéro à chaque fois qu'une nouvelle impulsion est émise pour s'assurer que la mesure de distance s'effectue à partir de la dernière impulsion. Les échos reçus dans un délai supérieur à la période de répétition des impulsions T_r ou PRF génèrent des erreurs de calculs de distance, on parle alors d'ambiguïté en distance. Tandis que les échos qui reviennent dans un délai inférieur à PRF sont affichés à la distance correcte. La distance maximale sans ambiguïté est :

$$R_u = \frac{c T_r}{2} = \frac{c}{2 \cdot f_r}$$

II.6.2. Vitesse ambiguë [10]

La fréquence Doppler maximale, $f_d \text{ max}$ appelée aussi fréquence de Nyquist pouvant être mesurée sans ambiguïté vaut la moitié de la fréquence de répétition des impulsions (Pulse Repetition Frequency = PRF) du radar

$$f_{d \text{ max}} = \frac{PRF}{2}$$

Par conséquent, la vitesse maximale non ambiguë (Nyquist) est :

$$V_a = \pm PRF \frac{\lambda}{4}$$

Ainsi, l'intervalle des vitesses non ambiguës mesurées est $[-V_a, +V_a]$. Une vitesse $v > +V_a$ serait interprétée comme une vitesse de sens opposé. [15][16]

II.6.3. Dilemme Doppler (Ambiguïté Doppler)

Si l'on veut détecter de plus grandes vitesses sans ambiguïté, on agit soit sur la longueur d'onde du signal en l'étirant (mais alors, il serait impossible de détecter une partie des plus petites particules, diffusion de Rayleigh) soit sur la PRF en l'augmentant.

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

$$R_u = \frac{c T_r}{2} = \frac{c}{2 \cdot f_r}$$

L'écho d'une cible à une distance $R > R_a$ est interprété comme étant l'écho d'une nouvelle impulsion à une distance $R = R_a$

Le dilemme Doppler est résumé par l'expression suivante [12][13]

$$V_a \times R_u = c \frac{\lambda}{8}$$

Le dilemme Doppler est provoqué par des restrictions physiques basées sur les lois de la nature. Une des manières du radar WSR-88D de gérer ce dilemme est de fonctionner à des PRFs variables, collectant l'information de réflectivité à de basses PRFs

et des informations de vitesse à de hautes PRFs. Les deux ensembles d'informations réunis sont comparés et traités pour estimer les vraies vitesses et portées radiales. [12]

II.7. CELLULE DE RESOLUTION [14]

Les résolutions en distance et angulaire conduisent à la notion de cellule de résolution: il est impossible de distinguer (l'une de l'autre) deux cibles se trouvant à l'intérieur d'une même cellule de résolution.

On considère généralement que le volume de la cellule est fixé par les angles d'ouverture en azimut et en site du lobe d'antenne et par la résolution en distance ΔR .

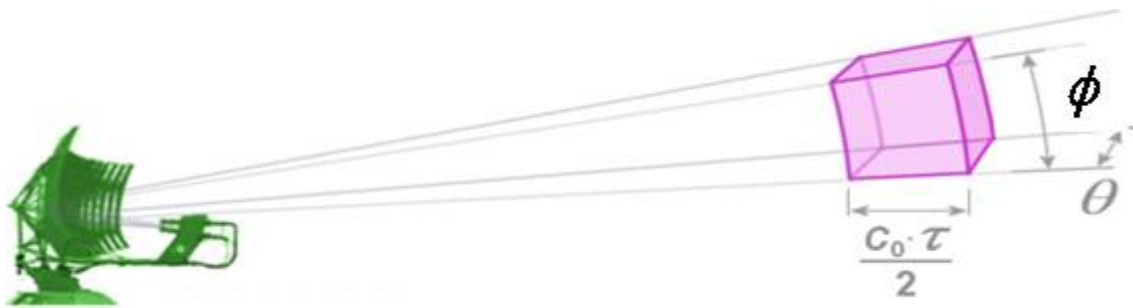


Figure 2.5 : Cellule de résolution

II.8. EQUATION RADAR POUR DES CIBLES METEOROLOGIQUES

L'équation qui permet de calculer la puissance retournée à un radar météorologique par les hydrométéores est définie comme étant l'équation radar (**Voir Annexe A**). Elle est formulée comme suit:[11][12]

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

II.9. REFLECTIVITE [2][11]

La réflectivité (Z) est la puissance retournée à un radar météorologique quand le faisceau rencontre des hydrométéores (pluie, neige, etc.). Elle est définie par la surface équivalente radar σ par mètre cube pour de petites sphères ayant une permittivité, ou constante diélectrique, non nulle. Cette valeur varie comme la 6^{ème} puissance du diamètre d'une sphère de diamètre D . Comme chaque goutte ou flocon a un diamètre différent, la réflectivité est donc la somme de la réflectivité individuelle de toutes les gouttes ou flocons, ce qui donne:

$$Z = \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} D^6 N(D) dD \left(mm^6 m^{-3} \right)$$

Sauf pour les petits diamètres ($D < 1$ mm), la distribution granulométrique pour la pluie et la neige peut être approximée par :

$$N(D) = N_0 e^{-\Lambda D} \quad \text{Avec} \quad D_{\min} \leq D \leq D_{\max}$$

$N(D)$ est le nombre de concentration de gouttelettes de taille D par intervalle de volume

$$N_0 = 8000 m^{-3} mm^{-1}$$

N_0 Le nombre de particules par unité de volume (Marshall and Palmer 1948)

$$\Lambda(R) = 4.1 R^{-2.1} mm^{-1}$$

Λ : La taille moyenne de goutte

R : taux de précipitations (mmh^{-1})

La variation de diamètre et la constante diélectrique entre les différents types de précipitations (pluie, neige, bruine, grêle, etc.) est très grande et la réflectivité équivalente est donc exprimée en dBZ (10 fois le logarithme du rapport ou décibel Z).

ECHOS PARASITES [13]

Le signal retourné au radar peut contenir plusieurs types d'échos parasites. Voici quelques exemples qui sont parfois très surprenants:

Echos de sol

Le faisceau radar peut frapper des obstacles à basse altitude comme des collines, des édifices, des forêts, etc. qui vont donner de forts échos permanents

Avions

Pour un radar météorologique, la réflexion d'un avion passant dans sa région de couverture est considérée comme un écho parasite. Comme généralement les avions n'occupent qu'une faible portion du volume sondé et en sortant avant le sondage suivant, ils n'apparaissent que comme des échos très ponctuels et sont faciles à discerner

Echos du radôme

Le radôme, dôme protecteur entourant le radar, peut comporter des imperfections qui ajoutent des échos parasites vers l'antenne.

II.14. RADAR POLARIMETRIQUE [8]

Les radars polarimétriques envoient et reçoivent des ondes polarisées horizontalement et verticalement. Ils permettent d'obtenir une réflectivité horizontale (Z_h) et une réflectivité verticale (Z_v), sont sensibles à la taille, la forme, l'orientation et la densité des hydrométéores, ce qui peut être utile pour étudier la nature et la microphysique des systèmes précipitant.

Les gouttes de pluie, qui sont sphériques en suspension, ont tendance à s'aplatir sous l'effet de la résistance de l'air lorsqu'elles chutent et elles peuvent être considérées comme des ellipsoïdes dont l'axe horizontal est plus grand que l'axe vertical. Le faisceau radar est généralement polarisé horizontalement afin de tirer profit d'un retour maximal. Cependant si on envoie en même temps une impulsion avec polarisation verticale et horizontale, on pourra noter des différences caractéristiques entre ces retours.

II.15. CONCLUSION

Le radar Doppler météorologique nous permet non seulement de détecter la présence des échos météorologiques mais aussi de déterminer leurs natures, leurs vitesses et de prévoir ainsi leurs directions

Les radars en bande C (d'une longueur d'onde de 5 cm) sont utilisés dans la plupart des pays des régions tempérées mais ils souffrent du problème d'atténuation par les fortes précipitations. Dans le cas des pays ayant une prédominance d'orages violents, on utilise plutôt des radars en bande S (d'une longueur d'onde de 10 cm) qui présentent une atténuation négligeable dans toutes les conditions. Cette technologie est plus coûteuse.

Dans ce chapitre nous avons rappelé les notions de base d'un radar météorologique ses éléments constitutifs, son principe de fonctionnement, aussi nous avons, également, à travers ce chapitre, mis en exergue les différents produits du radar Doppler (les mesures radar: la vitesse radiale, le facteur de réflectivité) et la mise en équation d'un radar Doppler

Chapitre III

**Estimation des paramètres du
spectre Doppler**

III.1. INTRODUCTION

Dans le domaine du traitement du signal on utilise essentiellement des transformées ou des méthodes afin de passer d'un espace à un autre (temps vers fréquence) pour mieux estimer et analyser des signaux porteurs d'informations, qu'ils sont extraits d'un phénomène qui se présente sous forme d'une ou plusieurs grandeurs physiques qui évoluent dans le temps et/ou dans l'espace.

Pour cela différentes méthodes ont été développées afin de réussir à extraire un maximum d'informations utiles sur un signal radar perturbé par du bruit, avec l'étude de son spectre, et cela afin de déduire ses caractéristiques.

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

1. Une approche temporelle qui utilise la notion des fonctions d'autocorrélation.
2. Une approche fréquentielle utilisant l'estimation de la densité spectrale de puissance.

Dans ce chapitre et dans le contexte de l'estimation des moments d'ordre zéro, un et deux, soit respectivement la puissance, vitesse, et largeur du spectre d'un signal radar météorologique pulse Doppler, on va traiter les deux domaines d'estimation avec trois méthodes différentes :

- Domaine temporel : La méthode pulse-pair.
- Domaine fréquentiel : La méthode de Fourier et la méthode autorégressive.

III.2. GENERALITES D'UN PROCESSUS STOCHASTIQUE

Les processus aléatoires ou stochastiques servent à décrire et définir les modèles pour les perturbations et les phénomènes de bruit, et ainsi que pour tout processus s'évoluant aléatoirement dans le temps, contrairement aux processus déterministes dont l'évolution future est généralement connue grâce à l'existence des équations mathématiques qui les régissent.

III.2.1. Définition

Un processus aléatoire (appelé aussi stochastique) peut être défini comme une collection de variables aléatoires indexées $x(t) = \{x(t), t \in T\}$, où $x(t)$ est une variable

aléatoire pour chaque t , généralement t est un nombre réel (représentant le temps), sachant que T peut être un ensemble continu ou discret. [17].

III.2.2. Moments statistiques [21]

III.2.2.1. moment d'ordre un

L'espérance d'une variable aléatoire $E(X)$ correspond à la moyenne des valeurs possibles de X pondérées par les probabilités associées à ces valeurs. C'est un paramètre de position qui correspond au moment d'ordre 1 de la variable aléatoire X .

- Le moment d'ordre un, ou la moyenne, ou l'espérance mathématique est donnée par :

$$m_x = E[X(k)] = \sum_k x(k) \cdot P_X(x_k, k) \quad (3.1)$$

III.2.2.2. moment d'ordre deux

La variance d'une variable aléatoire $V(X)$ est l'espérance mathématique du carré de l'écart à l'espérance mathématique. C'est un paramètre de dispersion qui correspond au moment centré d'ordre 2 de la variable aléatoire X .

- Le moment d'ordre deux centré ou la variance est défini par:

$$Var(X(k)) = E[(X(k) - m_x)^2] = \sum_k (x(k) - m_x)^2 \cdot P_X(x_k, k) \quad (3.2)$$

III.2.3. Stationnarité [19]

Une fonction aléatoire est stationnaire au sens strict si, toutes ses propriétés statistiques sont indépendantes de l'origine des temps. Elle est en pratique très importante et peut être définie de différentes façons:

- Un processus aléatoire $Z(k)$ est dit stationnaire au sens large (SSL), si sa moyenne est constante, et sa fonction d'autocorrélation ne dépend pas du temps.
- $Z(k)$ est dit strictement stationnaire, si ses statistiques d'ordre supérieur sont indépendantes du temps.

Un processus stationnaire au sens strict est également un processus SSL.

III.2.4. Ergodicité [18]

L'ergodicité est une propriété importante qui lie les moyennes statistiques et les moyennes temporelles. Un processus aléatoire est ergodique au sens strict, si tous les moments statistiques sont égaux aux moments temporels, de plus on dit qu'il est

ergodique au sens large (ou du second ordre), si il y a égalité des moyennes statistiques et temporelles ainsi que des fonctions d'autocorrélation.

Pour qu'un processus soit ergodique, il doit nécessairement être stationnaire.

III.2.5. La fonction d'autocorrélation

L'autocorrélation est l'outil mathématique souvent utilisé en traitement du signal. C'est la corrélation croisée d'un signal par lui même, i.e. c'est l'étude de similarité entre le signal reçu et sa réplique d'émission pour en extraire les informations correspondantes. Pour un processus aléatoire complexe $Z(k)$ Elle est définie comme montrée ci-dessous:

$$R_{ZZ}(k+n, k) = R_{ZZ}(n) = E \left[Z(k+n) \cdot Z^*(k) \right] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-2} Z(k+n) \cdot Z^*(k) \quad (3.3)$$

Et la puissance moyenne d'un signal aléatoire $Z(k)$ est donnée par :

$$P_{moy} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z(k) \cdot Z^*(k) = E \left[Z(k) \cdot Z^*(k) \right] = R_{ZZ}(0) \quad (3.4)$$

III.2.6. Densité spectrale de puissance [20]

La densité spectrale de puissance d'un signal est la transformée de Fourier discrète de la fonction d'autocorrélation, elle représente la répartition de la puissance sur l'axe des fréquences. Dans la théorie des processus aléatoires, cette définition constitue ce qu'on appelle le théorème de Wiener-Kintchine qui stipule: la densité spectrale de puissance d'un processus aléatoire dont la moyenne et la fonction d'autocorrélation sont invariantes dans le temps est égale à la transformée de Fourier de sa fonction d'autocorrélation statistique.

La densité spectrale de puissance est quadratique c'est-à-dire qu'elle est indépendante de la phase du signal. De plus elle est toujours réelle et positive et peut être calculée par la formule suivante:

$$S_Z(f) = \frac{1}{N} \sum_{n \in \mathbb{Z}} R_{ZZ}(n) \cdot e^{-j2\pi \cdot f \cdot n} \quad (3.5)$$

III.3. INTRODUCTION AU TRAITEMENT NUMERIQUE DU SIGNAL

Le traitement de signal est une discipline indispensable de nos jours, l'amélioration des performances des systèmes au cours des 20 dernières années est due pour la plus grande partie à l'application des techniques du traitement de signal plutôt qu'au perfectionnement du matériel. Un radar actuel a des performances sans communes mesure avec celle d'un

radar de 1960 et cependant sa structure matérielle est sensiblement la même, mais les techniques de traitement de signal faisant appel à des traitements numériques sophistiqués permettent d'extraire de l'écho reçu une quantité beaucoup plus grande d'information, le but du traitement du signal est en effet d'extraire le maximum d'information utile sur un signal perturbé par le bruit.

III.3.1. L'échantillonnage [18] [19]

Le traitement numérique du signal est la discipline qui a pour objet l'étude des systèmes échantillonnés. Cela signifie que l'on ne s'intéresse pas à un signal analogique en toutes les valeurs de sa (ses) variable(s) indépendante(s), mais seulement en des valeurs constituant un ensemble dénombrable (fini ou infini), donc l'échantillonnage consiste à prélever les valeurs instantanées d'un signal à des instants précis, le plus souvent équidistants; appelés périodes d'échantillonnage (T_e).

L'échantillonnage du signal analogique $Z(t)$, est accompli généralement par une multiplication de celui-ci par un peigne de Dirac (échantillonnage idéal) ou par un train d'impulsions très étroites (échantillonnage réel), le premier étant le plus utilisé théoriquement, et est modélisé comme suit:

$$Z_e(t) = Z(k \cdot T_e) = Z(k) = Z(t) \cdot \delta_{T_e}(t)$$

$$Z_e(t) = Z(t) \cdot \sum_{-\infty}^{\infty} \delta_{T_e}(t - n \cdot T_e) = Z(n \cdot T_e) \cdot \sum_{-\infty}^{\infty} \delta_{T_e}(t - n \cdot T_e) \quad (3.6)$$

Le choix de la fréquence d'échantillonnage $F_e = 1/T_e$ permet une bonne reconstitution du signal, il est basé sur la condition de Shannon.

Le Théorème de Shannon dit que la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure à deux fois la fréquence la plus élevée d'un signal à spectre limité soit $F_e > 2 \cdot F_{\max}$

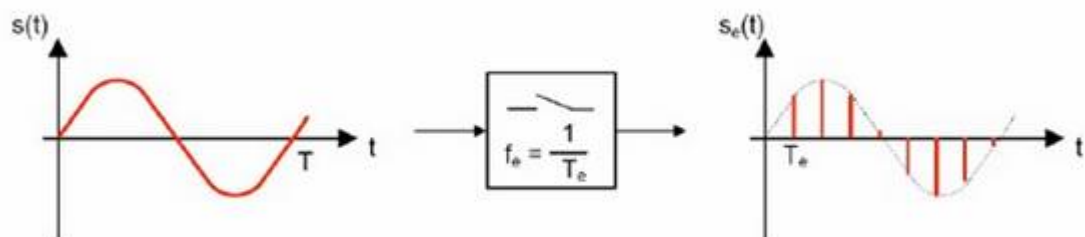


Figure 3.1 : L'échantillonnage du signal $s(t)$.

III.4. ESTIMATION DES MOMENTS SPECTRAUX [22][23][24][25]

Principalement dans l'aviation civile, la météorologie joue un grand rôle dans la sécurité des vols. L'aéronautique dépend de l'information fiable liée aux conditions météorologiques présentes et futures. Cette information est fournie par un radar météorologique. Ce dernier détecte et localise de même perturbations atmosphériques éloignées sous la forme de signaux dans les micro-ondes. Plusieurs méthodes de traitement des signaux radar météorologiques réside dans le fait qu'on peut détecter et estimer des phénomènes dangereux sévères, tels que les tornades, les averses de pluie, ou encore les micro-rafales de vent appelé aussi windshear. Ceci permettra d'éviter à temps les désagréments et les catastrophes engendrés par ces turbulences météorologiques, et également de faire des prévisions à courte durée.

La puissance reçue, la vitesse moyenne ainsi que la variance sont les trois moments spectraux à estimer pour un signal radar pulse Doppler météorologique, en traitant les deux domaines temporel et fréquentiel. Dans le but de comparer l'évaluation de ces paramètres et l'analyse de spectre reçu du radar Doppler.

Le radar pulsé doppler délivre les tensions en sortie, I en phase et Q en quadrature de phase qui forment l'écho complexe $Z(I, Q)$. La densité spectrale de puissance est donnée par la Transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation $R_{zz}(\tau)$.

$$S_z(f) = TF\{R_{zz}(\tau)\} \quad (3.7)$$

Où $Z(I, Q) = I + jQ$ est le signal complexe généré au récepteur radar par les échos des perturbations météorologique.

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

$$p = \int S(v) dv \quad (3.8)$$

❖ La vitesse moyenne due à l'effet Doppler nous informe sur la valeur et le sens du vent radial ou du mouvement des hydrométéores. Elle est définie par le moment d'ordre un, la vitesse moyenne ou le moment normalisé d'ordre un, et est donné par :

$$\bar{v} = \frac{1}{P} \int v S(v) dv \quad (3.9)$$

❖ L'écart type de chaque écho mesure la dispersion des vitesses par rapport à la vitesse moyenne, et est donnée par la racine carrée du moment central de second ordre normalisé:

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{P} \int (v - \bar{v})^2 S(v) dv \quad (3.10)$$

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

$$v = \left(\frac{\lambda}{2} \right) f \quad (3.11)$$

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

$$w = \left(\frac{\lambda}{2} \right) \sigma_f \quad (3.12)$$

III.5. METHODE D'ESTIMATION TEMPORELLE PULSE PAIRE

[24][25][26]

L'estimateur pulse pair (pp) fut décrit par Rummler en 1968, est une technique efficace d'estimation des paramètres du spectre Doppler à savoir : la puissance, la vitesse moyenne et la variance [24]. Cette approche est basée sur l'estimation de la fonction d'auto-corrélation complexe du signal radar.

La méthode pulse pair fait recours à la mesure du déphasage entre le retour de deux impulsions successives ayant sondé un même volume d'espace. En effet, après le retour de la deuxième impulsion, la cible aurait changé de position qui se traduirait en un déphasage entre les deux impulsions. D'où la naissance de la méthode de paire d'impulsions (pulse pair).

Un processus aléatoire complexe et stationnaire représentant les signaux radar ($Z(I, Q)$) prélevé à des temps de répétition des impulsions peuvent être écrits par :

$$Z(kT_s) = I(kT_s) + jQ(kT_s) \quad (3.13)$$

Ces signaux sont statistiquement indépendants, alors la fonction d'autocorrélation sera:

$$R_{zz}(T_s) = \left(\frac{1}{m}\right) \sum_{k=0}^{m-1} Z^*(kT_s) Z((k+1)T_s) \quad (3.14)$$

Où m : Nombre d'impulsions considérées.

T_s : La période d'échantillonnage

$Z(kT_s)$: Signal complexe échantillonné à T_s

III.5.1. Estimation de la puissance totale

En tenant compte de la puissance (N) du bruit blanc présent dans les échos Radar I et Q , la puissance totale peut être déterminée par :

$$\hat{P} = R_{zz}(0) - N \quad (3.15)$$

Donc, la puissance totale ou le moment d'ordre zéro est également estimée par la relation suivante :

$$\hat{P} = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m |Z(kT_s)|^2 - N \quad (3.16)$$

III.5.2. Estimation de la vitesse moyenne

L'estimation de la vitesse moyenne du vent (moment d'ordre un de la fonction d'autocorrélation) est donnée respectivement par:

$$\hat{v}_{pp} = \frac{\lambda}{4\pi T_s} \arg[R_{zz}(T_s)] \quad (3.17)$$

Avec $\arg[R_{zz}(T_s)]$ l'argument de la fonction d'autocorrélation complexe $R_{zz}(T_s)$.

III.5.3. Estimation de la variance

Le moment du second ordre centré, appelé aussi variance est donnée par :

$$\sigma_v^2 = \frac{\lambda^2}{8\pi^2 T_s^2} \left[1 - \frac{R_{zz}(T_s)}{R_{zz}(0) - N} \right] = \frac{\lambda^2}{8\pi^2 T_s^2} \left[1 - \frac{R_{zz}(T_s)}{\hat{P}} \right] \quad (3.18)$$

La largeur spectrale W_v de la vitesse moyenne du vent est obtenue par la racine carrée de la variance.

$$\hat{w}_{pp} = \sqrt{\sigma_v^2} \quad (3.19)$$

III.6. LA METHODE FREQUENTIELLE (METHODE DE FOURIER)

[23][27]

Une autre alternative d'estimation de la vitesse moyenne, de la variance, et de la largeur du spectre Doppler reçu basé sur l'estimation de la densité spectrale de puissance (PSD) via la transformée de Fourier discrète (DFT), c'est une technique non paramétrique classé comme une approche spectrale.

L'estimation de la puissance totale reçu est donnée par :

$$\hat{P} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} |Z(k)|^2 \quad (3.20)$$

Le spectre du signal rétrodiffusé est calculé par l'expression suivante:

$$S_Z(k) = \frac{1}{M} \left| \sum_{k=0}^{M-1} Z(k) \cdot e^{-j \frac{2\pi \cdot k \cdot n}{M}} \right|^2, \text{ avec : } n = \overline{0, (M-1)} \quad (3.21)$$

La vitesse moyenne est donnée par :

$$\hat{V}_{FT} = \frac{\lambda}{2\hat{P}T_s} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} S_Z(k) \cdot \left(\frac{k}{M-1} \right) \quad (3.22)$$

L'expression de la variance est :

$$\sigma_{FT}^2 = \frac{\lambda^2}{4\hat{P}T_s^2} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} S_Z(k) \cdot \left(\frac{k}{M-1} + 2 \frac{\hat{V}_{FT} T_s}{\lambda} \right)^2 \quad (3.23)$$

Avec $S_Z(k)$ la densité spectrale de puissance.

III.7. LA METHODE SPECTRALE AUTOREGRESSIVE [25][27]

En utilisant les méthodes paramétriques, la densité spectrale de puissance (*DSP*) est estimée à partir d'un signal qui est supposé être la sortie d'un filtre linéaire dont le signal d'entrée est un bruit blanc.

La méthode autorégressive, qui est une méthode paramétrique, consiste à adjoindre un modèle Autorégressive AR pour les séries temporelles des signaux reçus par le radar

Doppler, et de générer par la suite le spectre de puissance en calculant les coefficients du modèle.

Dans l'analyse spectrale, un modèle autorégressif qui est un filtre dont la fonction de transfert ne dispose que de pôles est représenté par :

$$H(f) = \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^p a_k \exp(-j 2\pi f k T)} \quad (3.24)$$

a_k : Coefficient du modèle AR

P : Ordre du modèle AR

T : Intervalle d'échantillonnage

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

$$P_{AR}(f) = \frac{T \sigma_p^2}{\left| 1 + \sum_{k=1}^p a_k \exp(-j 2\pi f k T) \right|^2} \quad (3.25)$$

Ou σ_p^2 : puissance du bruit blanc

Ainsi, a_k et σ_p^2 , sont des paramètres du modèle à estimer

Pour le calcul de la densité spectrale de puissance $P_{AR}(f)$, la FFT est souvent utilisée pour l'évaluation de l'exponentielle complexe du dénominateur de l'équation (3.25).

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

Le modèle AR peut ne pas bien convenir au problème de l'estimation spectrale des caractéristiques du vent (puissance, vitesse, variance, largeur spectrale), cela est dû à l'ordre du modèle AR (d'ordre p), qui est grand pour représenter le processus.

III.8. CONCLUSION

Dans cette partie, nous avons présenté les différentes méthodes du traitement de signal permettant l'estimation et l'évaluation des moments spectraux des signaux reçus par un radar Doppler à savoir la puissance, la vitesse moyenne et la largeur spectrale sous forme de série temporelle complexe.

Ces estimateurs (algorithmes) sont déployés dans les deux domaines de calcul différents ; le premier étant temporel (Pulse paire) basé sur la fonction d'autocréation des signaux radar I et Q, et le second fréquentiel (Fourier et AR), basé sur la densité spectrale de puissance des signaux.

Chapitre IV

**La méthode ARMA (n,1) à deux pas
de prédiction**

IV.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre on propose en premier lieu une méthode, qui conduit à l'approximation et à l'évaluation de la densité spectrale de puissance (PSD) du spectre Doppler par un modèle autorégressif à moyenne variable ARMA (n, 1), de prédiction à deux pas. Noter qu'une bonne estimation de la densité spectrale de puissance (PSD) du signal reçu par le radar nous permet d'avoir des estimations des moments spectraux d'ordre zéro, un et deux; soit respectivement la puissance de l'écho météorologique, la vitesse moyenne radiale et la variance de la vitesse du spectre Doppler de l'écho météorologique. Cette méthode est basée sur la recherche d'une solution particulière qui maximise la fonction d'entropie dans un modèle stable tout-pôles d'ordre n.

Dés lors que la maximisation de l'entropie est équivalente à la maximisation de l'erreur minimale quadratique moyenne (MMSE : Minimum Mean Square Error) associée à un prédicteur à un pas (1-step), le problème d'obtenir des extensions qui maximise la MMSE associée à un prédicteur k-pas (k-step) est étudié. Il est montré ici que le spectre qui en résulte correspond à un processus ARMA stable (n, k-1).[30]

IV.2. PRESENTATION DU PROBLEME

Soit (n+1) autocorrélations consécutives d'un processus stationnaire discret $X(nT)$. Une question intéressante qui se pose est, comment étendre cette séquence finie pour que la densité spectrale de puissance (PSD) associée avec les séquences infinies de corrélations soit non négative? Le problème dans l'étude des formes d'autocorrélations et leurs densités spectrales de puissance (PSD) associées est celui d'estimer le spectre à partir des séquences finies en fonction de leurs fonctions d'autocorrélations, ce problème est connu sous le nom de problème de moments trigonométriques dans le cas discret, il a été sujet d'études étendues pendant une longue période.

Pour des significations physiques et d'intérêt mathématique du problème des moments dans la théorie de l'évaluation des spectres, il est approprié qu'on passe en revue ce problème brièvement.

IV.2.1. Factorisation Spectrale

La factorisation spectrale est une propriété du spectre de puissance qui permet à tout spectre de puissance d'être représenté comme la sortie d'un filtre causal et stable entraîné par un bruit blanc.[30][25]

Soit $X(nT)$ un processus stochastique discret, de moyenne nulle et stationnaire au sens large SSL (WSS :Wide Sense Stationairy), sa fonction d'autocorrélation est donnée:

$$r_k = E \left[X(nT) X^*((n+k)T) \right] = r_{-k}^* \quad k = 0, 1, 2, \dots, \infty$$

La densité spectrale de puissance $S(\theta)$ de ce processus est donnée par la transformée de Fourier discrète DFT de la fonction d'autocorrélation

$$S(\theta) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} r_k e^{jk\theta} \tag{4.1}$$

$$S(\theta) \geq 0$$

Sachant que r_k peut être calculée par l'équation :

$$r_k = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S(\theta) e^{jk\theta} d\theta \quad |k| \geq 0 \tag{4.2}$$

Dans le cas d'un signal aléatoire stationnaire et ergodique pour un processus avec une puissance finie, on a pour $k = 0$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S(\theta) d\theta = r_0 = E \left[|X(t)|^2 \right] < \infty \tag{4.3}$$

$S(\theta)$ est intégrable sur l'intervalle $L_1, -\pi \leq \theta \leq \pi$, la propriété de non négativité de la densité spectrale de puissance PSD peut être caractérisée en termes d'une matrice appelée Toeplitz T_n générée à partir des corrélations r_0, r_1, \dots, r_n :

$$T_n = \begin{bmatrix} r_0 & r_1 & r_2 & \dots & r_n \\ r_1^* & r_0 & r_1 & \dots & r_{n-1} \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ r_n^* & r_{n-1}^* & \dots & r_1^* & r_0 \end{bmatrix}$$

Avec $\Delta_n = \det T_n$, désigne le déterminant de la matrice Hermitienne Toeplitz

$$S(\theta) \geq 0 \Leftrightarrow \Delta_n \geq 0 \quad n = 1, 2, \dots, \infty \tag{4.4}$$

Cela veut dire que la propriété de non négativité de la PSD est équivalente a la non négativité de tous les termes de la matrice T_n . De plus, on suppose que le processus satisfait le critère de Paley-Wiener « critère de causalité »

$$H = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \ln S(\theta) d\theta > -\infty \tag{4.5}$$

A savoir l'entropie H de ce processus est finie, la condition d'intégrabilité de l'équation (4.3) ainsi que le critère de Paley-Wiener permet la factorisation de la densité spectrale en termes de fonctions spécifiques avec certaines propriétés intéressantes. Plus précisément il existe dans ce cas là une fonction unique :

$$\beta(Z) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k Z^k \quad , \quad b_0 > 0 \tag{4.6}$$

qui est analytique avec son inverse dans $|Z| < 1$, de telles sorte que :

$$\sum_{k=0}^{\infty} |b_k|^2 < \infty \tag{4.7}$$

$$S(\theta) = |\beta(e^{j\theta})|^2 \tag{4.8}$$

Ce facteur B(z) à minimum de phase (dite à minimum de phase si tous les zéros sont à l'intérieur du cercle unité du plan Z), est connu sous le nom de facteur de Wiener du processus donné X(nT), il représente un filtre digital, stable et causal avec des réponses impulsionnelles des sommes carrées. Si on fait passer une source de bruit blanc stationnaire approprié de densité spectrale unité, à travers un filtre d'équation caractéristique B(z), ce filtre régénérera le processus stochastique donné x(nT). (Voir: figure 4.1)

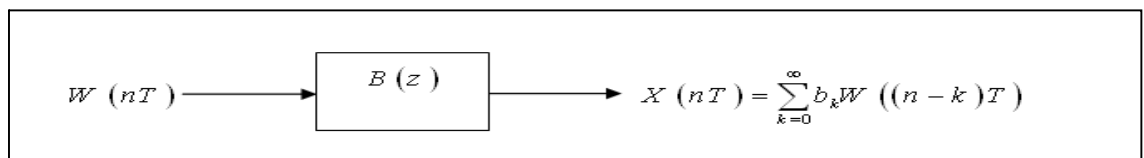


Figure.4.1 : Filtre de Wiener pour un processus stationnaire X(nT)

IV.3. CONCEPT MAXIMISATION DE LA FONCTION D'ENTROPIE

On suppose l'ensemble d'autocorrélation $r_0, r_1, \dots, r_n, n = 0 \rightarrow \infty$ du processus X(nT). On peut démontrer [29], qu'avec une telle solution, à chaque nouvelle valeur $k \geq n$ l'autocorrélation inconnue r_{k+1} doit se trouver à l'intérieur d'un cercle de rayon R_k et de centre ξ_k donnée par :

$$R_k = \frac{\Delta_k}{\Delta_{k-1}} > 0 \quad \text{et} \quad \xi_k = \gamma_f^T T_{k-1}^{-1} \gamma_b$$

Avec $\gamma_f = [r_1, r_2, \dots, r_k]^T$ et $\gamma_b = [r_k, r_{k-1}, \dots, r_1]^T$ représentent respectivement les valeurs antérieures et postérieures des corrélations des points k.

Puisque de telles extensions peuvent être établies de façons infinies, les solutions pour l'extension du spectre dépendront de la règle spécifique employée pour sélectionner les r_{k+1} à l'intérieur des cercles respectifs, pour $k = n \rightarrow \infty$.

De ce fait, on peut montrer que [30], [31], parmi toutes les solutions admissibles, la solution particulière possède la valeur possible maximum pour la limite constante b_0 du facteur de Wiener.

Par ailleurs, étant donné r_0, r_1, \dots, r_n le terme constant b_0 du facteur de Wiener dans (4.6) lié à n'importe quelle extension aura sa valeur maximum admissible si et seulement si $r_{k+1} = \xi_k, k = n \rightarrow \infty$

Notons qu'en utilisant la théorie des moindres carrée [30], le meilleur prédicteur linéaire à un pas est donné par :

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

Ce qui signifie que le prédicteur, utilise n échantillons passés du processus stochastique $X(nT)$ pour la prédiction de ses valeurs actuelles, et a comme erreur quadratique moyenne :

$$\delta_n = \frac{\Delta_n}{\Delta_{n-1}} > 0 \tag{4.9}$$

Et

$$\delta_{k+1} = \frac{\Delta_{k+1}}{\Delta_k} = \frac{\Delta_k}{\Delta_{k-1}} \left(1 - \left| \frac{\Delta_{k+1}^{(1)}}{\Delta_k} \right|^2 \right) \leq \delta_k \tag{4.10}$$

Avec

$$\Delta_{k+1} = \frac{1}{\Delta_{k-1}} \left(|\Delta_k|^2 - |\Delta_{k+1}^{(1)}|^2 \right) \tag{4.11}$$

$\Delta_{k+1}^{(1)}$, représente le mineur de Δ_{k+1} en supprimant sa première colonne et sa dernière ligne.

L'erreur quadratique moyenne associée au meilleur prédicteur linéaire qui utilise les échantillons antérieurs ($k - 1$), est donnée par [30], [25] :

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \delta_k = \frac{\Delta_k}{\Delta_{k-1}} = b_0^2 > 0 \quad (4.12)$$

De [30], On a trouvé que b_0^2 représente également le rayon final $\lim_{k \rightarrow \infty} R_k$ dans n'importe quelle extension.

Des équations (4.9), (4.11), et (4.12), le terme b_0^2 représente l'erreur minimum quadratique moyenne (MMSE) associée à un prédicteur à un pas [30], et en résolvant cette équation on aura la solution admissible.

Pour relier la fonction d'entropie H du processus à l'erreur quadratique minimale de Prédiction b_0^2 on suppose que $d_k, |k| = 0, 1, 2, \dots, \infty$ représentent les coefficients de Fourier du terme $\ln S(\theta)$. Puisque le critère de Paley-Wiener (4.5) garantit que $\ln S(\theta)$ est bien défini presque partout et intégrable, et de [29-30-31] nous avons :

$$d_K = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \ln S(\theta) e^{-jk\theta} d\theta \quad (4.13)$$

Et par voie de conséquence, [31] :

$$\ln S(\theta) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} d_K e^{jk\theta}$$

Ou

$$S(\theta) = \exp(d_0) \exp\left(\sum_{K=1}^{\infty} d_K e^{jk\theta}\right) \exp\left(\sum_{K=1}^{\infty} d_K e^{jk\theta}\right)^* = L(e^{j\theta}) L^*(e^{j\theta}) \quad (4.14)$$

Ou

$$L(z) = \exp(d_0/2) \exp\left(\sum_{k=1}^{\infty} d_k z^k\right) = \exp(d_0/2) \sum_{k=0}^{\infty} a_k z^k. \quad (4.15)$$

Clairement $\alpha_0 = 1$. Notons que $L(z)$ est analytique ainsi que son inverse à l'intérieur de $|Z| < 1$, et puisque $L(0) > 0$ et en comparant les équations (4.8), (4.14) et (4.6), (4.15), on peut identifier $L(z)$ avec le facteur de Wiener $B(z)$. On obtient :

$$b_K = \alpha_K \exp(d_0/2), |k| \geq 0 \quad (4.16)$$

En particulier, en prenant des équations (4.13) et (4.16), on a [29], [30], [31]:

$$b_0^2 = \exp(d_0) = \exp\left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \ln S(\theta) d\theta\right) = \exp(H) \quad (4.17)$$

Ce rapport linéaire entre la fonction d'entropie H , et l'erreur minimum quadratique moyenne d'un prédicteur à un pas permet de conclure, que la méthode ci-dessus d'extension qui maximise b_0^2 est également une solution du maximum d'entropie, La solution maximum d'entropie joue un rôle de base dans la formulation paramétrique de toutes les autres extensions admissibles. Ce qui a été mentionné dans [30] et [31].

IV.3.1. La formulation paramétrique de YOULA

Youla, [28] a paramétré la classe entière des solutions pour le problème de l'extension spectrale en utilisant des fonctions limites réelles (b.r).

Fonction limite réelles

$\rho(z)$ serait limite réelle si elle est analytique dans $|z| < 1$ et $|\rho(z)| \leq 1$ dans $|z| < 1$ et soit réelle pour z réel. En utilisant les inégalités de Cauchy, si $\rho(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \rho_k z^k$, alors $|\rho_k| < 1$ pour tous k . De plus, si $|\rho_0| = 1$ et par le théorème du maximum du module, $\rho(z) = 1$. Ces solutions proviennent également de la théorie de Schur, sur les fonctions limites réelles.

Fonction positives réelles

$Z(z)$ Serais positive réelle si seulement si :

- $Z(z)$ est analytique dans $|z| < 1$
- $\operatorname{Re} Z(z) \geq 0$ pour $|z| < 1$ et $Z(z)$ est réelle pour z réel

Schur stipule que de telles fonctions peuvent être écrites sous formes de séries entières comme suit:

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

Où $Z(z)$ représente une fonction positive réelle, si $T_n, n = 0 \rightarrow \infty$ avec $(c_k, k = 0, 1, 2, \dots)$ est définie non négative, cela peut démontrer que pour de telles fonctions la limite radiale intérieure est :

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

et existe presque partout, et sa partie réelle est non négative sur le cercle d'unité, cela signifie:

$$S(\theta) = \text{Re} \left[Z(e^{j\theta}) \right] \geq 0 \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (4.17)$$

Puisque $S(\theta)$ est intégrable, ceci établit au moins une correspondance à sens unique entre une fonction positive réelle et un spectre de puissance fini, [30], [32].

Pour des processus réels, et d'autocorrélations donnés r_0, r_1, \dots, r_n et $T_n > 0$ $S(\theta)$ Peut être caractérisée en termes d'impédance d'entrée $Z(z)$ d'une cascade donnée, de lignes $(n+1)$ de moindres pertes de transmission, qui est terminée avec une charge passive arbitraire d'impédance $W(z)$.

$Z(z)$ Peut s'écrire comme :

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

En utilisant (4.17), chaque impédance $Z(z)$ ainsi obtenue, génère un spectre $S(\theta)$, qui satisfait les critères d'intégrabilité et de Paley Weiner. Les lignes de transmission des impédances caractéristiques positives z_0, z_1, \dots, z_n sont produites tels que, les coefficients des jonctions, sont donnés par :

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

Et donnée par :

$$s_k = (-1)^{k-1} \frac{\Delta_k^{(1)}}{\Delta_{k-1}} \quad k \geq 1 \quad (4.18)$$

$\Delta_k^{(1)}$ est définie dans les équations (4.10), (4.11) et $Z_0 = R_0 = r_0$ et de l'équation (4.11), on prend $|\delta_{k+1}| \leq 1$ pour tous k et par conséquent.

$$\Delta_k > 0, k \leq n \Leftrightarrow |\delta_k| < 1 \text{ Pour tous } k \leq n$$

Quand le critère de causalité est satisfait par la PSD on a $|S_k| < 1$ pour chaque $k \geq 1$, $\rho(z)$ dénote les coefficients de réflexion de la charge $W(z)$ [30][32]

$$\rho(z) = \frac{W(z) - Z_n}{W(z) + Z_n} \quad (4.19)$$

Chaque solution admissible $S(\theta)$ peut être représentée comme :

$$S(\theta) = \text{Re} \left[Z(e^{j\theta}) \right] = \left| B_\rho(e^{j\theta}) \right|^2 \quad (4.20)$$

et $B_\rho(z)$ est le facteur associé de Wiener est donnée par :

$$B_\rho(z) = \frac{\Gamma(z)}{D_n(z)} \quad (4.21)$$

$\Gamma(z)$ est une fonction limite réelle, analytique ainsi que son inverse dans $|z| < 1$, est écrite sous la forme [30]

$$1 - \left| \rho(e^{j\theta}) \right|^2 = \left| \Gamma(e^{j\theta}) \right|^2 \quad (4.22)$$

Ou, de manière plus compacte, avec la factorisation

$$1 - \rho(z)\rho_*(z) = \Gamma(z)\Gamma_*(z)$$

Et par définition

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

et $\rho(z)$ satisfait l'inégalité ci-dessous [30][29]

$$\int_{-\pi}^{\pi} \ln \left(1 - \left| \rho(e^{j\theta}) \right|^2 \right) d\theta > -\infty \quad (4.23)$$

Dans le cas de fonctions réelles, la factorisation en (4.22) peut être écrite d'une manière plus compacte:

$$1 - \rho(z)\rho_*(z) = \Gamma(z)\Gamma_*(z) \quad (4.24)$$

Avec

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

De la même façon, on réécrit l'équation (4.21) comme suit:

$$D_n(z) = P_n(z) - z\rho(z)\bar{P}_n(z) \quad (4.25)$$

Avec

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

$\bar{P}_n(z)$ polynôme réciproque à $P_n(z)$, unique de degré n appelé polynôme de Levinson, représente le produit des autocorrélations r_0, r_1, \dots, r_n c-à-d. :

$$P_n(z) = \frac{1}{\sqrt{\Delta_n \Delta_{n-1}}} \begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \cdots & \cdots & r_n \\ r_1^* & r_0 & \cdots & \cdots & r_{n-1} \\ \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ r_{n-1}^* & \cdots & \cdots & r_0 & r_1 \\ z^n & z^{n-1} & \cdots & z & 1 \end{bmatrix} \square a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \cdots + a_n z^n$$

$P_n(z)$ satisfait la récurions de Levinson donnée par :

$$\sqrt{1-s_K^2} P_K(Z) = P_{K-1}(Z) - S_K z^K P_{K-1}(1/Z), K = 1, 2, \dots \tag{4.26}$$

Avec : $S_k, k = 1, 2, \dots$

Les coefficients d'initialisation de l'équation (4.18) sont :

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

De [31], [25], on peut démontrer que $P_n(z)$ est un polynôme de Hurwitz

N.B: Un polynôme de Hurwitz possède tous ces zéros dans $|z| \geq 1$ et un polynôme de Hurwitz strict possède tous ces zéros dans $|z| > 1$, noter que $r_k, k = 0 \rightarrow n$ réel implique $a_k, k = 0 \rightarrow n$ sont aussi réel.

$\Gamma(z)$ et $D_n(z)$ des polynômes de Hurwitz et de (4.25) on a $D_n(z_0) = 0$ donc :

$$\frac{P_n(z_0)}{\overline{P_n(z_0)}} = z_0 \rho(z_0)$$

Et de (4.24) on obtient $\rho(z_0) \rho(1/z_0) = 1$ donc l'équation précédente devient :

$$\rho(1/z_0) \frac{P_n(z_0)}{\overline{P_n(z_0)}} = z_0$$

Et en utilisant le théorème du maximum du module ceci nous donne une contradiction du coté gauche de l'équation, c'est -à dire :

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

En optant pour des zéros commun sur le cercle d'unité ($z_0 = e^{j\theta_0}$) de (4.21) nous avons :

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

Ce qui signifie que les zéros de $D_n(z)$ seront également les zéros de $\Gamma(z)$

IV.3.2. Recherche de la solution maximisant la fonction d'entropie

Pour qu'on obtient la solution maximum de la fonction d'entropie, on procède par l'évaluation de la fonction d'entropie H_ρ associée à la solution générale de l'équation (4.20) et la maximiser par le biais de $\rho(z)$. Depuis :

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

De (4.6) et (4.21) on a :

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

En utilisant (4.16) ceci nous donne :

$$H_\rho = \ln \frac{\Delta_n}{\Delta_{n-1}} - \ln [1/\Gamma^2(0)] = H_{ME} - \ln [1/\Gamma^2(0)]$$

Clairement l'extension qui maxime l'entropie est celles pour laquelle $\Gamma(0) = 1$ depuis que $\Gamma(z)$ est limite réelle (b.r), noter que $\Gamma^2(0) < 1$ à moins que $\Gamma(z) \equiv 1$ et par conséquent $\Gamma(0) = 1$ implique $\rho(z) \equiv 0$

Dans la représentation de Youla, formulée dans [30-32], ceci est équivalent à terminer la dernière ligne par son impédance caractéristique z_n . Ainsi de l'équation (4.20) et (4.25), l'extension spectrale d'entropie maximum a la forme :

$$S(\theta) = \frac{1}{|P_n(e^{j\theta})|^2}$$

Et le facteur de Wiener associe est :

$$B_{ME}(z) = \frac{1}{P_n(z)} = \frac{1}{a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \dots + a_n z^n} \tag{4.27}$$

$B_{ME}(z)$ représente un model autorégressive stable d'ordre n; AR(n), Van den Bos a démontré cela [30], [32], [25], si les $(n + 1)$ autocorrélations données correspondent à un

processus AR(n), la méthode maximum d'entropie dans ce cas coïncidera avec un modèle AR. Dans ce cas, b_0^2 est maximisé, de l'équation (4.12), ceci est possible si seulement si $\Delta_{k+1}^{(1)} = 0$ pour tous $k \geq n$ et en se servant de l'équation (4.18), on obtient également $S_n \neq 0$ et $S_{k+1} = 0, k \geq n$

Par ailleurs, pour n'importe quel processus AR(n), de la récursion de Levinson (4.26) on prend également $P_k(z) = P_n(z)$ pour tous $k \geq n$

IV.4. FACTEUR DE WIENER MAXIMISANT L'ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE DE PREDICTION A DEUX PAS

Dans cette partie on va traiter premièrement le cas de prédiction à deux pas, en suite on va montrer que la maximisation de l'erreur minimum quadratique moyenne (MMSE) à deux pas de prédiction a comme conséquence un processus ARMA (n,1). L'existence d'un facteur de Wiener pour le processus ARMA (n,1) est démontrée pour ce cas [31]

En utilisant (4.15) et (4.16), l'erreur minimum quadratique moyenne de prédiction à deux pas p_2 est donnée par [30], [31] :

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

La maximisation de p_2 en respectant les autocorrélations inconnues r_{n+1}, r_{n+2}, \dots et en utilisant la relation $\alpha_1 = d_1 = (1/2\pi) \int_{-\pi}^{\pi} \ln S(\theta) e^{j\theta} d\theta$, nous mène à :

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_2}{\partial r_k} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{S(\theta)} \left(1 + |\alpha_1|^2 + \alpha_1 e^{j\theta} + \alpha_1^* e^{-j\theta} \right) e^{jk\theta} d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{1}{S(\theta)} |1 + \alpha_1 e^{j\theta}|^2 \right) e^{jk\theta} d\theta = 0 \quad |k| > n \end{aligned} \quad (4.28)$$

De (4.28) implique que le développement en série de Fourier pour une fonction périodique réelle positive $\frac{|1 + \alpha_1 e^{j\theta}|^2}{S(\theta)}$ et après troncation du $n^{\text{ème}}$ terme et par conséquent elle va avoir la forme : [30,29]

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

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

$$G(z) = \sum_{k=0}^n g_k z^k \quad (4.29)$$

$$B_2(z) = \frac{A(z)}{G(z)} \quad (4.30)$$

$$A(z) = (1 + \alpha_1 z) \text{ ou } \left(1 + \frac{1}{\alpha_1^*} z\right) \quad (4.31)$$

$G(z)$ représente le polynôme de Hurwitz associé à la factorisation donnée dans (4.29) et $A(z)$ polynôme de Hurwitz de degré 1 liée à la factorisation $|1 + \alpha_1 e^{j\theta}|^2 = |A(e^{j\theta})|^2$

Le facteur de Wiener qui maximise l'erreur de prédiction à deux pas s'il existe est de type ARMA (n, 1), noter que $B_2(z)$ est analytique ainsi que sont inverse dans le cercle d'unit $|Z| < 1$

Pour atteindre ce but, notons que dans le cas d'autocorrélations réelles, cette solution spécifique, si admissible, devrait découler de l'équation (4.20) pour un certain choix de fonctions limites réelles $\rho(z)$ et du fait, dans ce cas, en comparant les équations (4.30) et (4.21), et de [30] $\rho(z)$ doit avoir la forme :

$$\rho(z) = \frac{1}{a + bz} \quad (4.32)$$

Tenant compte que $\rho(z)$ est limite réelle si elle ne possède pas de pôles dans $|Z| < 1$, à savoir:

$$\left| \frac{a}{b} \right| > 1 \quad (4.33)$$

$$\left| \frac{1}{a + be^{j\theta}} \right| \leq 1 \Leftrightarrow (a \pm b)^2 \geq 1 \quad (4.34)$$

De [30] a et b doivent être des réelles.

L'existence d'une fonction limite réelle comme dans (4.32) peut être vérifiée en résolvant pour a, b de (4.24), (4.25) et examiner si elles remplissent les conditions nécessaires et suffisantes (4.33) et (4.34) dans ce cas là et par calcul direct, la condition de n degrés pour $G(z)$ implique :

$$b = \frac{a_0}{a_n} = -\frac{1}{s_n}$$

Et en utilisant l'équation (4.24) on aura :

$$\Gamma(z) = \frac{\alpha + \beta z}{a + bz}$$

Là ou α et β satisfont :

$$\alpha^2 + \beta^2 = a^2 + b^2 - 1 \tag{4.35}$$

$$\alpha\beta = ab \tag{4.36}$$

De plus, des équations (4.21), (4.25) et (4.30), on a :

$$D_n(z) = \frac{\left(\sum_{k=0}^n g_k z^k\right)}{a + bz} \tag{4.37}$$

$$\text{Avec : } g_k = a_{k-1}b + a_k a - a_{n-k+1} \quad k = 0, 1, 2, \dots, n \tag{4.38}$$

$a_k, k = 0, 1, 2, \dots, n$ Sont les coefficients de $P_n(z)$

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

$$B_2 = \frac{\Gamma(z)}{D_n(z)} = \frac{\alpha + \beta z}{\sum_{k=0}^n g_k z^k} = \frac{\alpha}{g_0} + \left(\frac{\beta}{g_0} - \frac{\alpha g_1}{g_0^2}\right)z + \dots = b_0 + b_1 z + b_2 z^2 + \dots \tag{4.39}$$

Et par conséquent, [30], [29],[32], on a :

$$\alpha_1 = \frac{b_1}{b_0} = \left(\frac{\beta}{\alpha} - \frac{g_1}{g_0}\right) \tag{4.40}$$

Et des équations (4.30)(4.31)(4.39) :

$$\alpha_1 = \frac{\beta}{\alpha} \text{ ou } \frac{\alpha}{\beta} \tag{4.41}$$

Le premier choix $\alpha_1 = \beta / \alpha$ ne mène pas toujours à une solution limite réelle pour $\rho(z)$.

On peut calculer les coefficients a et b tel que :

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

En prenant comme polynôme de Hurwitz $P_2(z) = (z + 2)(2z + 3) = 2z^2 + 7z + 6$, on aura:

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

De (4.33) $\alpha_1 = \beta / \alpha$ c'est pas un choix approprié, revenant à l'équation (4.41), ceci nous conduit à l'unique possibilité qui reste :

$$\alpha_1 = \frac{\alpha}{\beta} \tag{4.42}$$

En égalisant (4.40) et (4.42) on obtient

$$\frac{\beta^2 - \alpha^2}{\alpha\beta} = \frac{g_1}{g_2} \tag{4.43}$$

En utilisant les équations (4.35), (4.36) et (4.37) et après quelques transformations algébriques, l'équation (4.43) devient une équation d'ordre 3, avec :

$$x^3 + px + q = 0 \tag{4.44}$$

Où: a, p, q sont données [30] [25] :

$$x = \frac{a}{b}$$

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

Le facteur de Wiener $B_2(z)$ dans (4.39) qui maximise l'erreur à deux pas de prédiction représente une solution admissible, si l'équation cubique (4.44) a au moins une solution réelle avec une amplitude supérieure à l'unité. Notons que le discriminant de l'équation cubique précédente est donné par :

$$D = \left(\frac{q}{2} \right)^2 + \left(\frac{p}{3} \right)^3$$

Noter que si le discriminant est négatif alors (4.44) a trois racines réelles et si il est positif il va posséder une solution réelle et deux solutions complexes, cependant les trois racines réelles peuvent être obtenues en utilisant les formules de Cardano, on a :

$$R = \text{sgn}(q) \left(-\frac{p}{3} \right)^{1/2} = -\text{sgn} \left(\frac{a_1}{a_0} \right) \sqrt{\frac{2}{3} \left(1 + \frac{1}{b^2} + \frac{a_1^2}{2a_0^2} \right)} \tag{4.45}$$

Et les racines sont données comme suit :

$$x_1 = -2R \cos(\varphi/3) \tag{4.46}$$

$$x_2 = -2R \cos(\varphi/3 + 2\pi/3)$$

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

Ou

$$\cos \varphi = \frac{q}{2R^3} = \frac{\left| \frac{a_1}{a_0} \right| \left(1 - \frac{1}{b^2} \right)}{\left[\frac{2}{3} \left(1 + \frac{1}{b^2} + \frac{a_1^2}{2a_0^2} \right) \right]^{3/2}} \quad (4.47)$$

En utilisant la condition de Cohn, on peut prouver que ces deux racines ont toujours un module supérieur à l'unité.

Ce critère stipule que, pour un polynôme $f(z) = a_0 + a_1z + \dots + a_pz^p + \dots + a_nz^n$

$a_p \neq 0$ si $|a_p| > |a_0| + |a_1| + \dots + |a_{p-1}| + |a_{p+1}| + \dots + |a_n|$ alors $f(z)$ a exactement p zéros à l'intérieur du cercle unité [30]

IV.5. Récapitulatif

Pour récapituler, par un procédé constructif nous avons démontré l'existence de deux facteurs de Wiener qui maximisent l'erreur minimum quadratique moyenne (MMSE) associée à un prédicteur à deux pas qui sont compatibles avec les $(n+1)$ autocorrélations données $r_0, r_1, r_2, \dots, r_n, T_n > 0$

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

$$B_2(z) = \frac{\alpha + \beta z}{\sum_{k=0}^n g_k z^k} \quad (4.48)$$

Ou

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

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

$$a = -2bR \cos\left(\frac{\varphi}{3}\right) \text{ ou } -2bR \cos\left(\frac{\varphi}{3} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.49)$$

Et

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

Ici $g_k = 0 \rightarrow n$ est donné dans l'équation (4.38) et a_0, a_n sont donnés dans l'équation de Levinson. Les signes de α et de β devraient être choisis de manière à satisfaire le critère ($\alpha\beta = ab$). De plus R et φ sont donnés dans les équations (4.45) et (4.47) respectivement. Comme remarqué plutôt, les deux choix pour le paramètre (a) dans l'équation (4.49) provoquent deux fonctions limites réelles et deux facteurs admissibles de Wiener. Les spectres correspondants satisfont les équations (4.3), (4.5) et la propriété d'interpolation des coefficients r_k .

IV.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a développé dans un premier temps la méthode d'estimation ARMA (n, 1) à deux pas de prédiction, qui est basé sur le principe de la maximisation de la fonction d'entropie pour la recherche de fonction particulière à utiliser pour le calcul du spectre de puissance Doppler, ce qui revient aussi à minimiser l'erreur quadratique minimum MMSE, et ainsi estimer les paramètres spectraux d'un signal radar .

On a à démontrer l'existence de deux spectres admissibles avec la propriété que les facteurs associés Wiener maximisent l'erreur quadratique moyenne minimale parmi la classe de tous les prédicteurs à deux pas, qui sont compatibles avec les autocorrélations données (n+1) du processus stochastique stationnaire.

La maximisation de l'erreur à deux pas de prédiction conduit à un filtre stable ARMA (n,1).

Chapitre V

Simulations et Interprétations

V.1. INTRODUCTION

Comme validation des études faites dans le troisième et le quatrième chapitre, ce présent chapitre est consacré principalement à l'application, premièrement des trois méthodes classiques à savoir pulse-pair, Fourier et AR, puis de passer à la méthode ARMA(n,1) à deux pas de prédiction (2-step prédiction ARMA) qui est l'objet fondamental de notre travail. Ces différents estimateurs sont dédiés principalement pour l'estimation des caractéristiques spectrales des échos radar d'une perturbation météorologique, à savoir sa vitesse moyenne radiale, sa variance et sa largeur spectrale.

Pour ce faire, on doit d'abord développer dans un premier temps un générateur de signaux permettant de simuler des signaux d'un radar à effet Doppler météorologique. Ceci est réalisé grâce à un algorithme proposé et développé par Dr. Zrníc en 1975. Dans la suite de ce chapitre, on fait une simulation de ces divers estimateurs pour extraire finalement des comparaisons et conclusions concernant les performances de chacun d'eux.

V.2. MODELISATION GAUSSIENNE DES ECHOS RADAR

Le signal réfléchi vers le radar à partir d'une cellule de distance est généré par la rétrodiffusion d'un grand nombre de particules distribuées aléatoirement et/ou par variations de l'indice de réfraction de l'atmosphère. Le processus du signal reçu peut alors, être considéré (théorème de la limite centrée) ou approximé par un processus aléatoire gaussien [33][34].

Par ailleurs, l'écho radar d'une perturbation météorologique est processus supposé stationnaire [33]. Sa densité spectrale de puissance (PSD) est donnée par l'expression:

$$S(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(f-f_d)^2}{2\sigma^2}}$$

Où f est la fréquence utilisée par le radar, [Hz]

f_d est la fréquence Doppler de la perturbation météorologique, [Hz]

σ est la largeur du spectre, [Hz]

V.3. GENERATION DES DONNEES DE SIMULATION

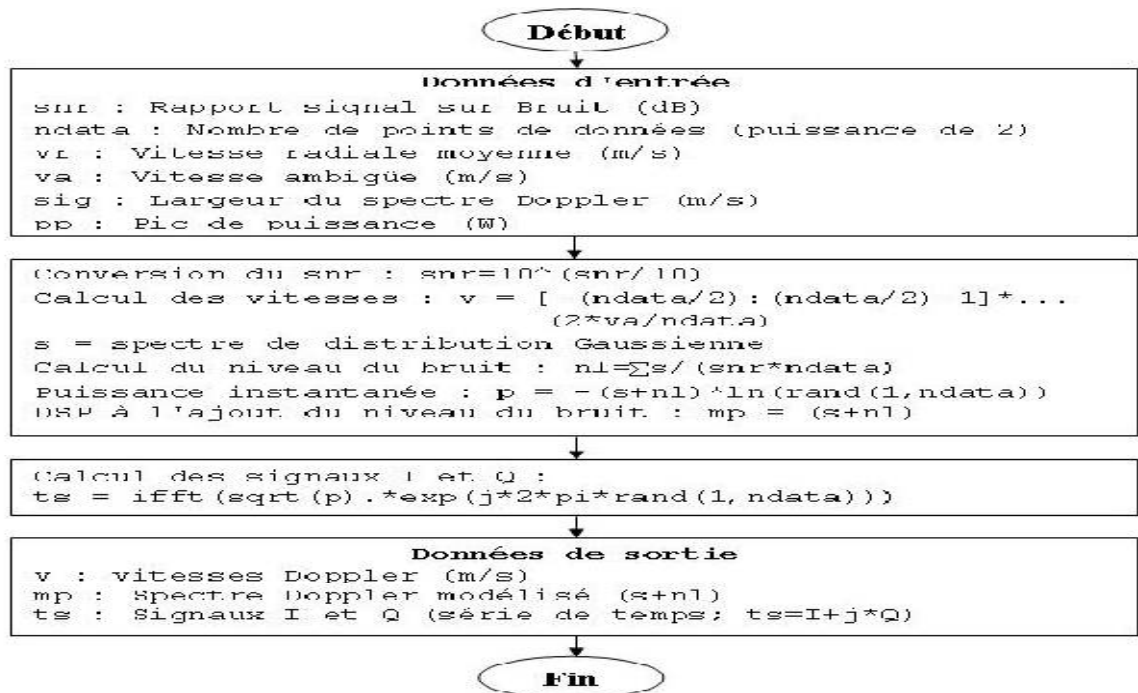
Les techniques de simulation sont utilisées dans divers domaines pour déterminer le comportement d'un système sous diverses conditions défavorables avec l'avènement

d'ordinateurs de plus en plus puissants et rapides, la puissance de ces techniques s'est considérablement accrue.

En ce qui nous concerne, nous avons utilisé la technique de génération des signaux et spectres Doppler météorologiques qui pourraient être utilisés par un radar Doppler météorologique. Pour cela, certaines hypothèses doivent être posées [37] :

- Le spectre d'un écho météorologique est à bande étroite, contrairement à celui du bruit du récepteur du radar qui est, à bande large.
- La puissance du signal météorologique est plus élevée que celle du bruit du récepteur.
- Les propriétés statistiques de l'écho météorologique et celles du bruit du récepteur sont presque similaires.

Nous employons des spectres avec la forme gaussienne avec des moments d'ordre zéro, un et deux, nous devrions produire le spectre Doppler et ce en employant l'algorithme de Zrnic [35], [36] pour produire les signaux radar **I** et **Q**. Les variables d'entrée pour notre programme devraient inclure le rapport signal sur bruit (SNR), la vitesse radiale (vr), nombre des points de données (ndata), la vitesse ambiguë (va), la largeur spectrale (W), et la puissance du signal émis (Pp) ainsi que la réflectivité radar dBz. Les données en sortie doivent être, les vitesses Doppler, le spectre Doppler et les signaux **I** et **Q** (séries temporelles).



V.4. L'EFFET DES PARAMETRES D'ENTREE SUR L'ECHO METEOROLOGIQUE

Dans cette section on va mettre en évidence les résultats de simulation sous forme de graphes. Dans un premier lieu on va discuter l'effet de chaque paramètre d'entrée sur le spectre Doppler des vitesses et sur les séries temporelles I et Q. Notre stratégie cette fois-ci est la représentation du spectre Doppler réel et idéal, ainsi que les séries temporelles I et Q. Puis dans un second lieu on essaye de commenter les résultats de l'influence de chaque paramètre d'entrée sur les spectres Doppler et les signaux I et Q.

V.4.1. Effet du SNR

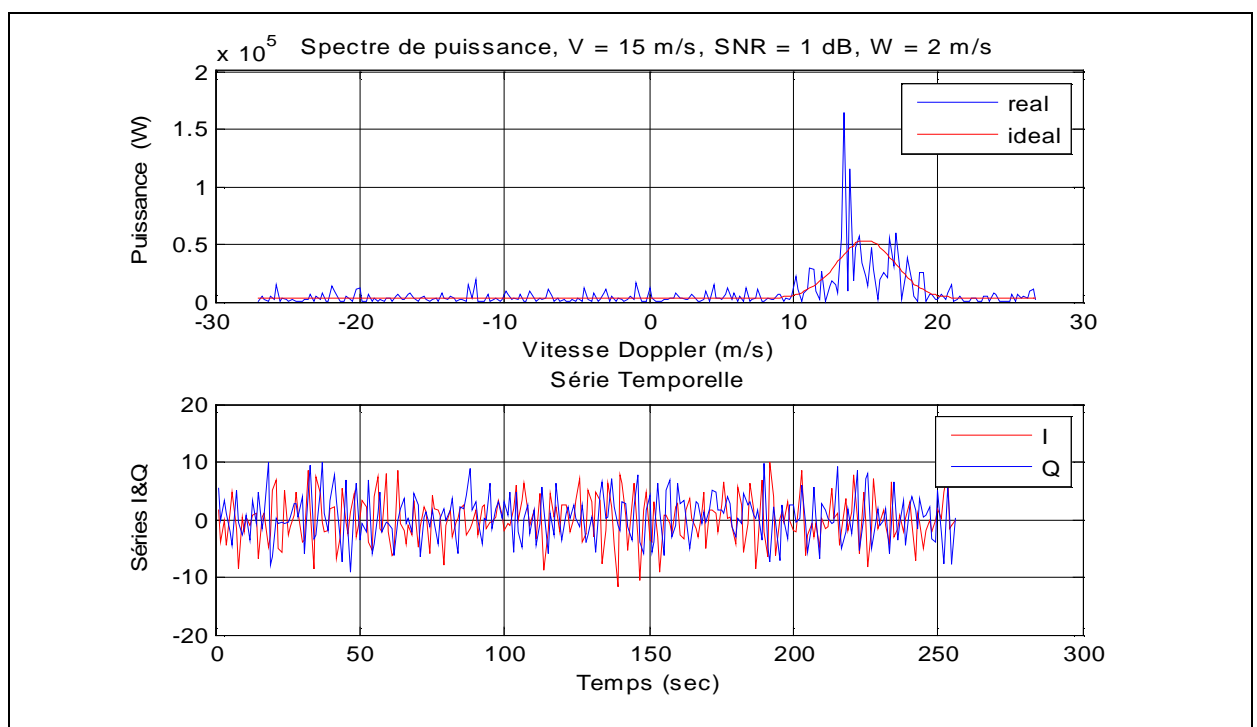


Figure 5-1 : L'effet du SNR sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (SNR=1)

On constate qu'il y a trop d'ondulations sur le spectre Doppler et les deux signaux I et Q se chevauchent, c'est à dire qu'on ne peut pas les distinguer visuellement. Ceci est justifié par le fait que le signal utile se confond avec le signal bruit (SNR=1), d'où la mauvaise distinction entre les deux signaux, (**voir figure 5-1**). En pratique ceci peut se produire lorsque les signaux utiles radar et les signaux parasites sont de même niveau.

Tandis qu'un SNR de 12 dB, signifie que le signal est douze fois plus important que le bruit. On constate alors que le spectre soit plus fin et les signaux I et Q moins chevauchés comme le montre la figure (5-2).

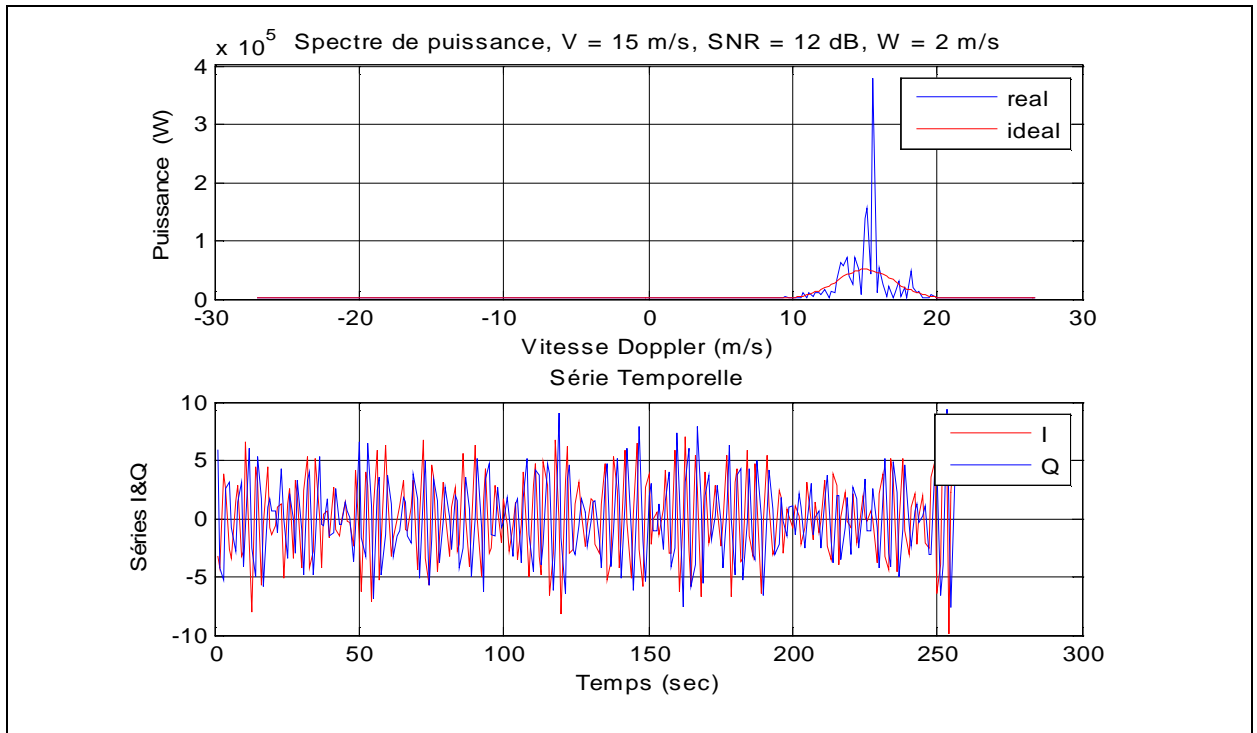


Figure 5-2 : L'effet du SNR sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (SNR=12)

V.4.2. Effet du nombre de points de données

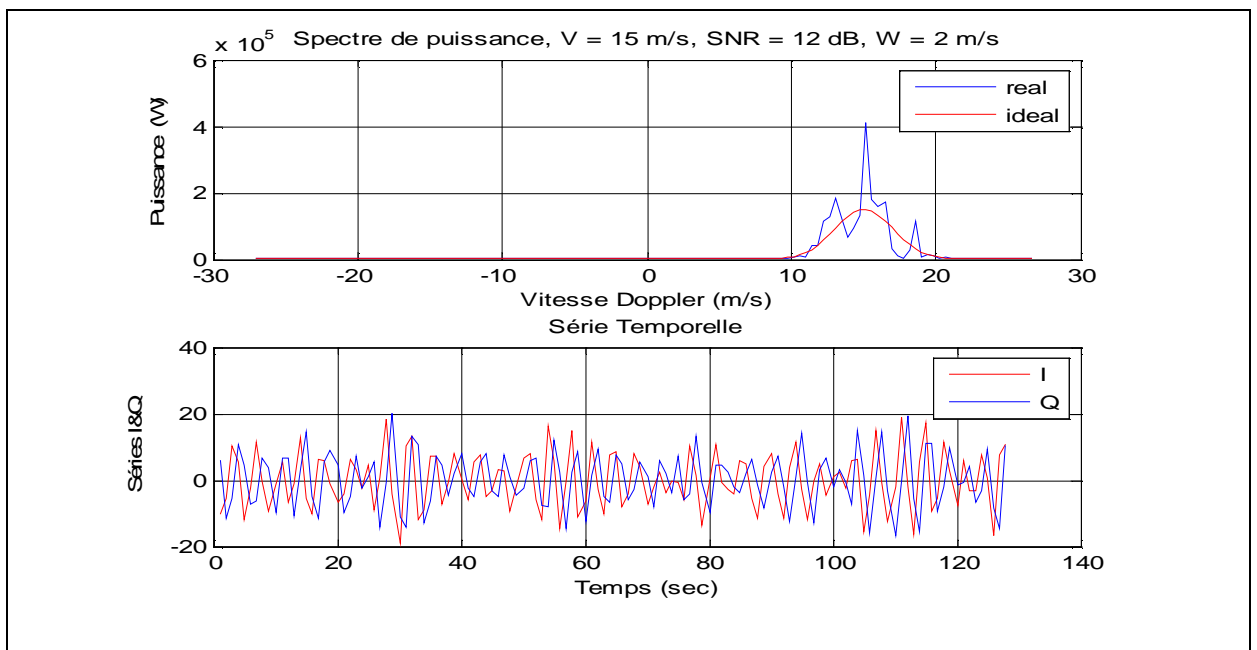


Figure 5-3 : L'effet de ndata sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (ndata=128)

Pour un ndata un peu faible, les séries temporelles I et Q apparaissent clairement mais d'une manière insuffisante à cause du manque d'échantillons représentatifs de l'ensemble des informations utiles. Tandis que le spectre sera un peu pauvre en termes de composantes spectrales.

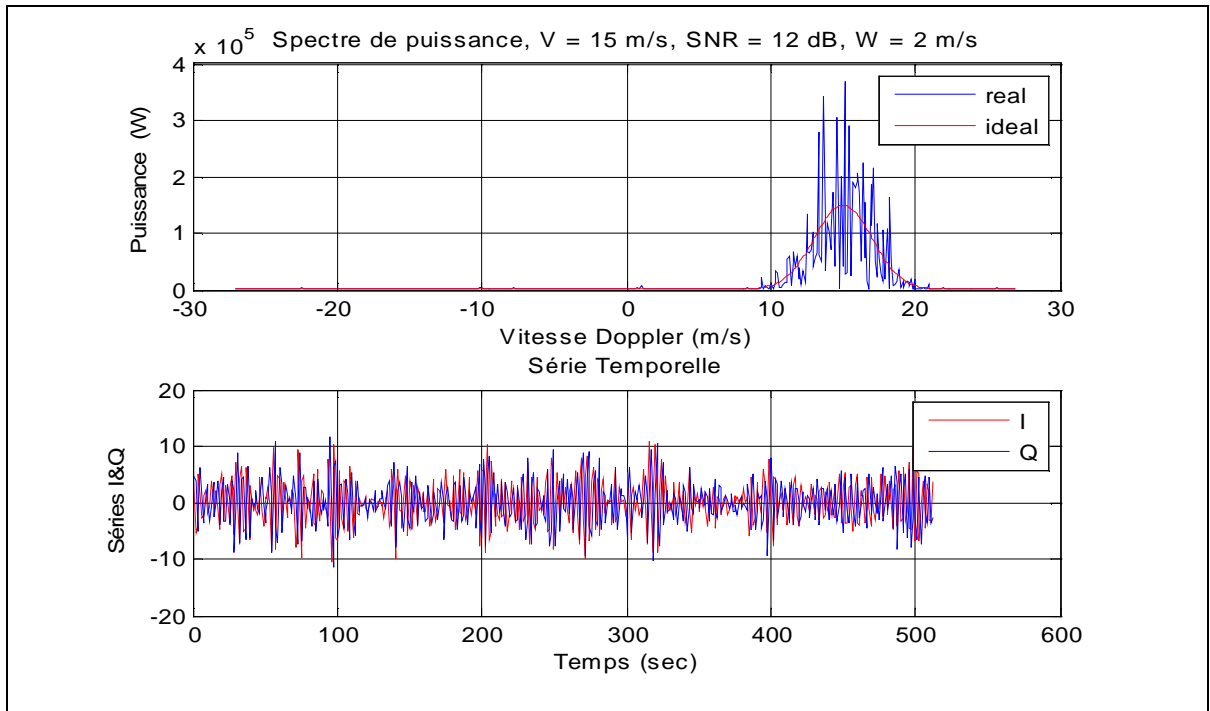


Figure 5-4 : L'effet de ndata sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (ndata=512)

Pour un ndata très intéressant, les séries temporelles I et Q seront plus représentatives grâce au nombre important d'échantillons porteurs de l'ensemble des informations utiles. Tandis que le spectre sera un plus riche en termes de composantes spectrales.

V.4.3. Effet du pic de puissance du signal émis

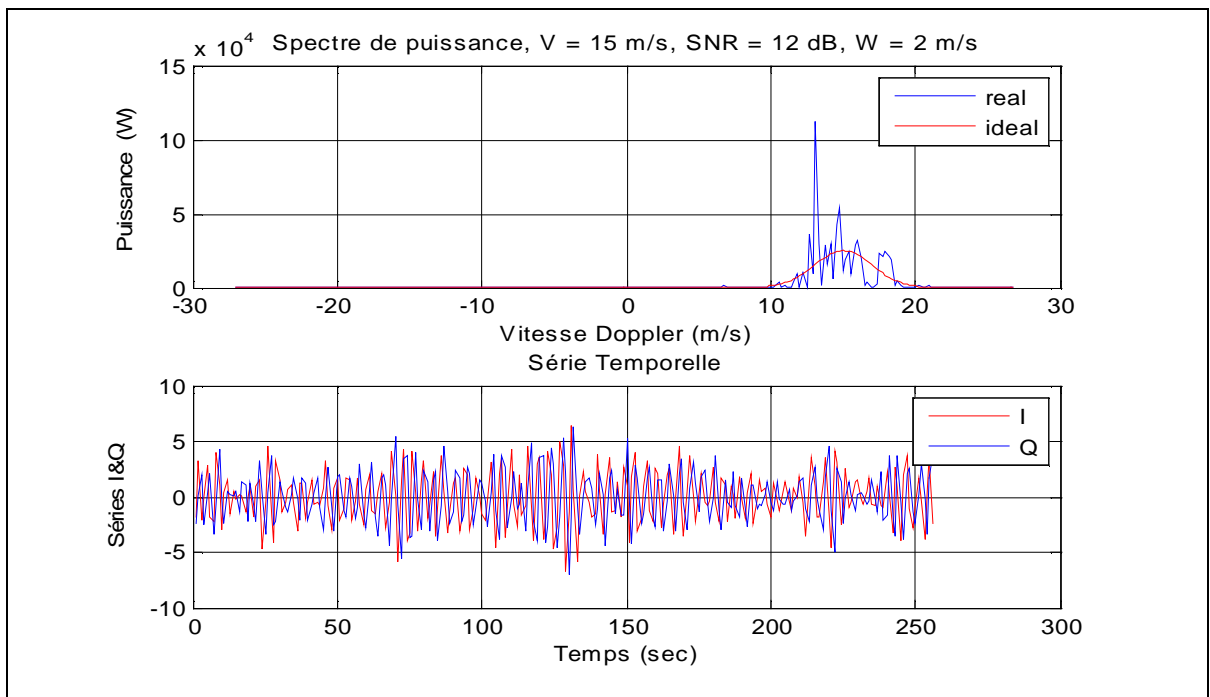


Figure 5-5: L'effet du pic de puissance sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (pp=125kw)

Comme on l'a déjà vu dans l'équation Radar, le pic de puissance du signal émis a une influence directe sur l'amplitude des signaux radar reçus. On constate donc que pour un pic de puissance peu important, l'amplitude du spectre ainsi que celles des séries I et Q sera peu significative comme le montre la **figure (5-5)**.

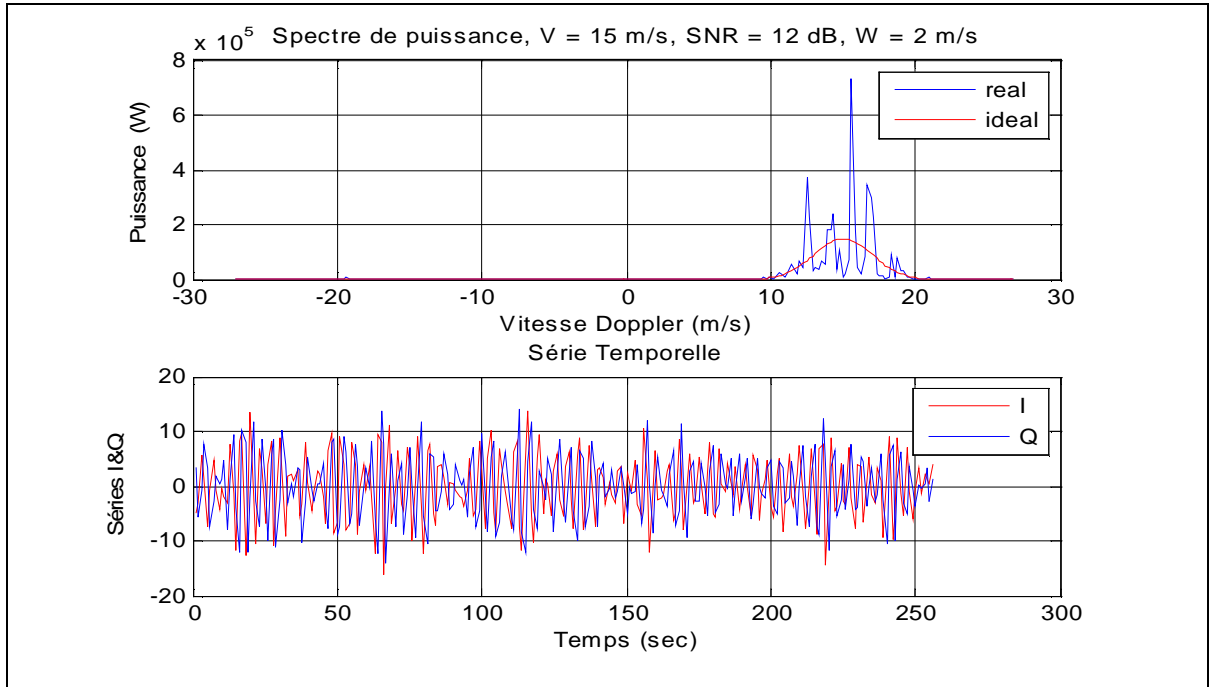


Figure 5-6: L'effet du pic de puissance sur le spectre Doppler et les signaux IetQ
(pp=750kw)

Dans un autre côté, et en augmentant la puissance de pic, l'amplitude du spectre ainsi que celle des séries I et Q sera plus significative et plus riche en information (**voir figure 5-5**).

Tous ça, s'explique aussi, par un dilemme qui existe entre une puissance élevée ou faible des signaux radar à émettre; Car pour pouvoir émettre un signal de puissance élevée, celui-ci nécessitera un matériel coûteux et encombrant, et avoir un signal de puissance faible peut nuire à la qualité de détection des précipitations en raison des atténuations provoquées par les obstacles fixes (échos fixes). Une solution à ce dilemme est de choisir la puissance du pic d'une façon à convaincre les deux limitations par tous les moyens possibles.

V.4.4. Effet de la largeur du spectre Doppler

Ce paramètre joue un rôle très important pour la modélisation des spectres Doppler caractérisant les perturbations météorologiques, il signifie un écart moyen des variations des vitesses Doppler.

Une faible largeur du spectre influence directement sur la quantité des perturbations détectées. Ceci est montré très bien dans les figures (5-7) et (5-8), par l'étroitement de la largeur du spectre Doppler des vitesses radiales.

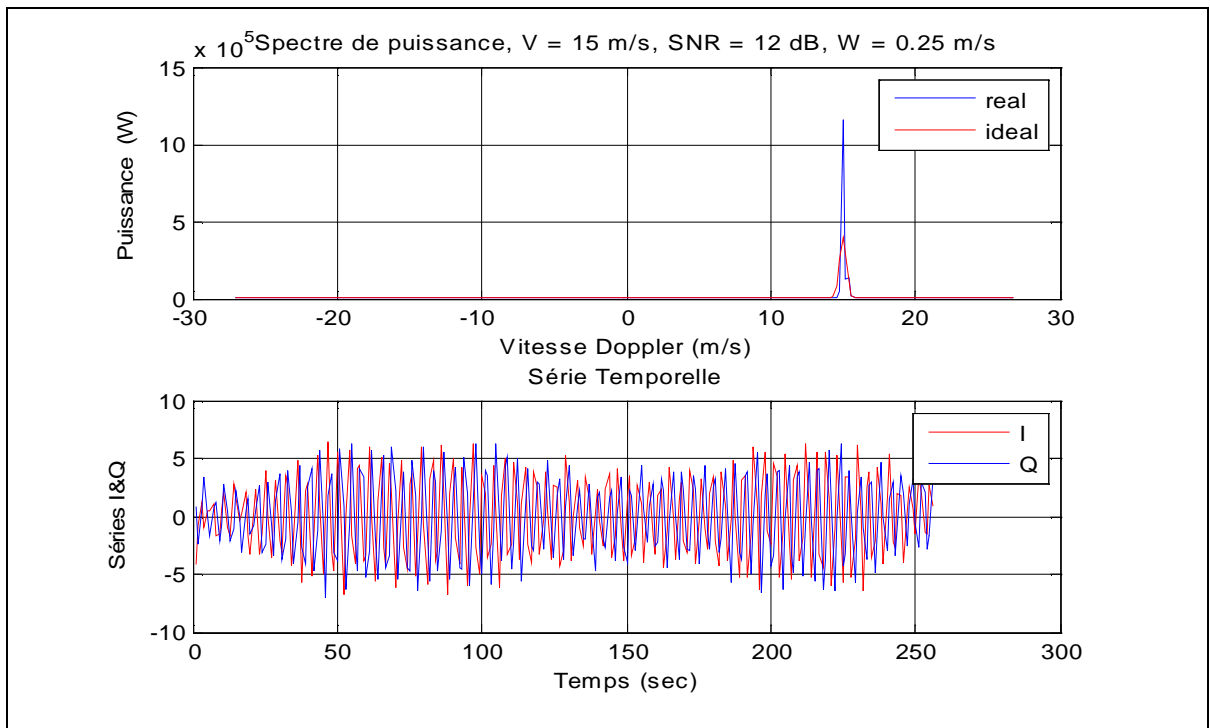


Figure 5-7: Effet de largeur spectrale sur le spectre Doppler et les signaux I&Q (sig=0.25m/s)

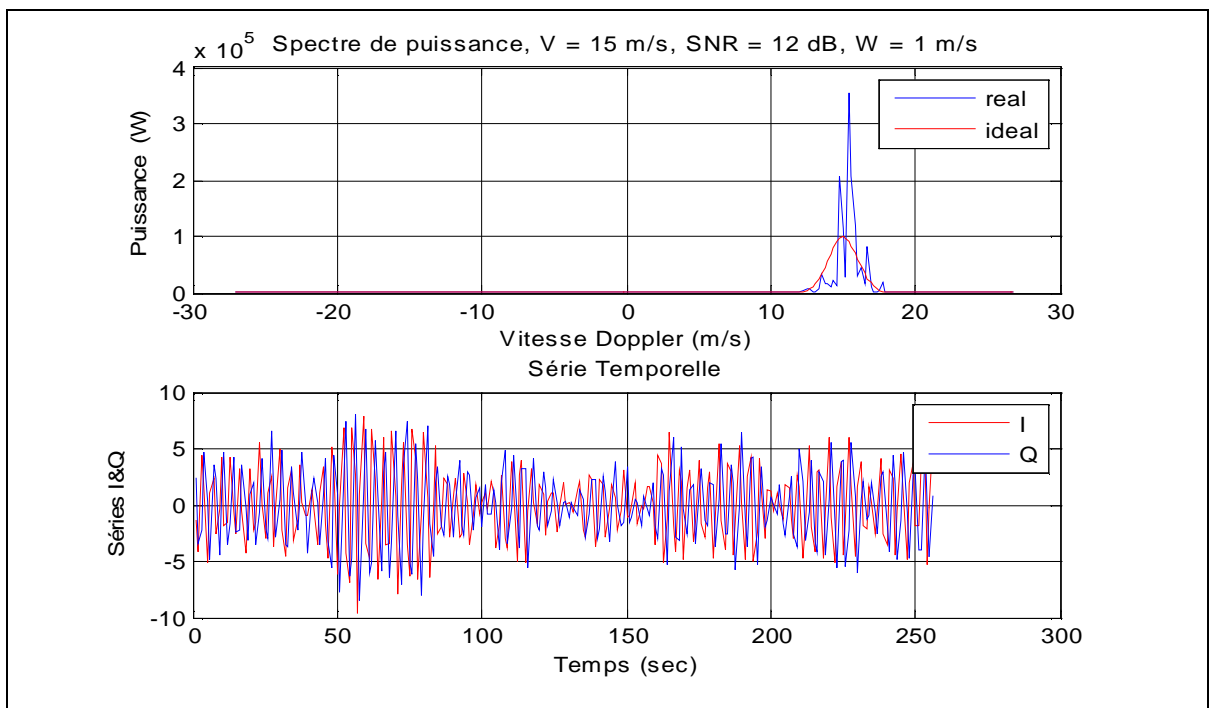


Figure 5-8: Effet de la largeur spectrale sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (sig=1m/s)

Par contre, une largeur du spectre importante influence positivement sur la quantité des perturbations détectées. Ceci est bien illustré dans la figure (5-9) par l'élargissement de la largeur du spectre Doppler des vitesses radiales.

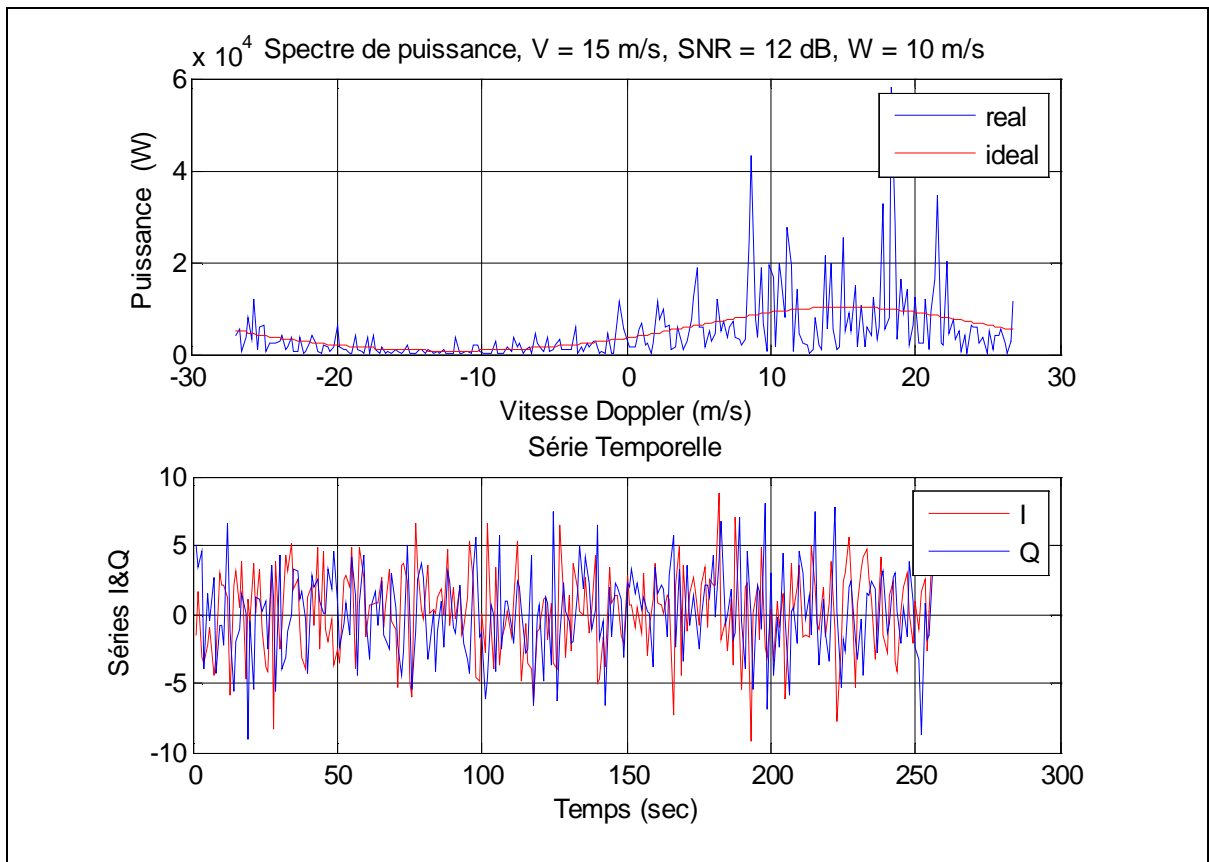


Figure 5-9: Effet de la largeur spectrale sur le spectre Doppler et les signaux I&Q(sig=10m/s)

V.5. ALGORITHMES DE SIMULATION

A présent, nous exposons l'ensemble des algorithmes traités dans notre travail. Chaque algorithme est traité seul. Les algorithmes auront tous le même objectif pour une perturbation météorologique en déplacement détectée par un radar Doppler, il s'agit d'estimer :

La valeur moyenne de sa vitesse de déplacement radial \hat{v}

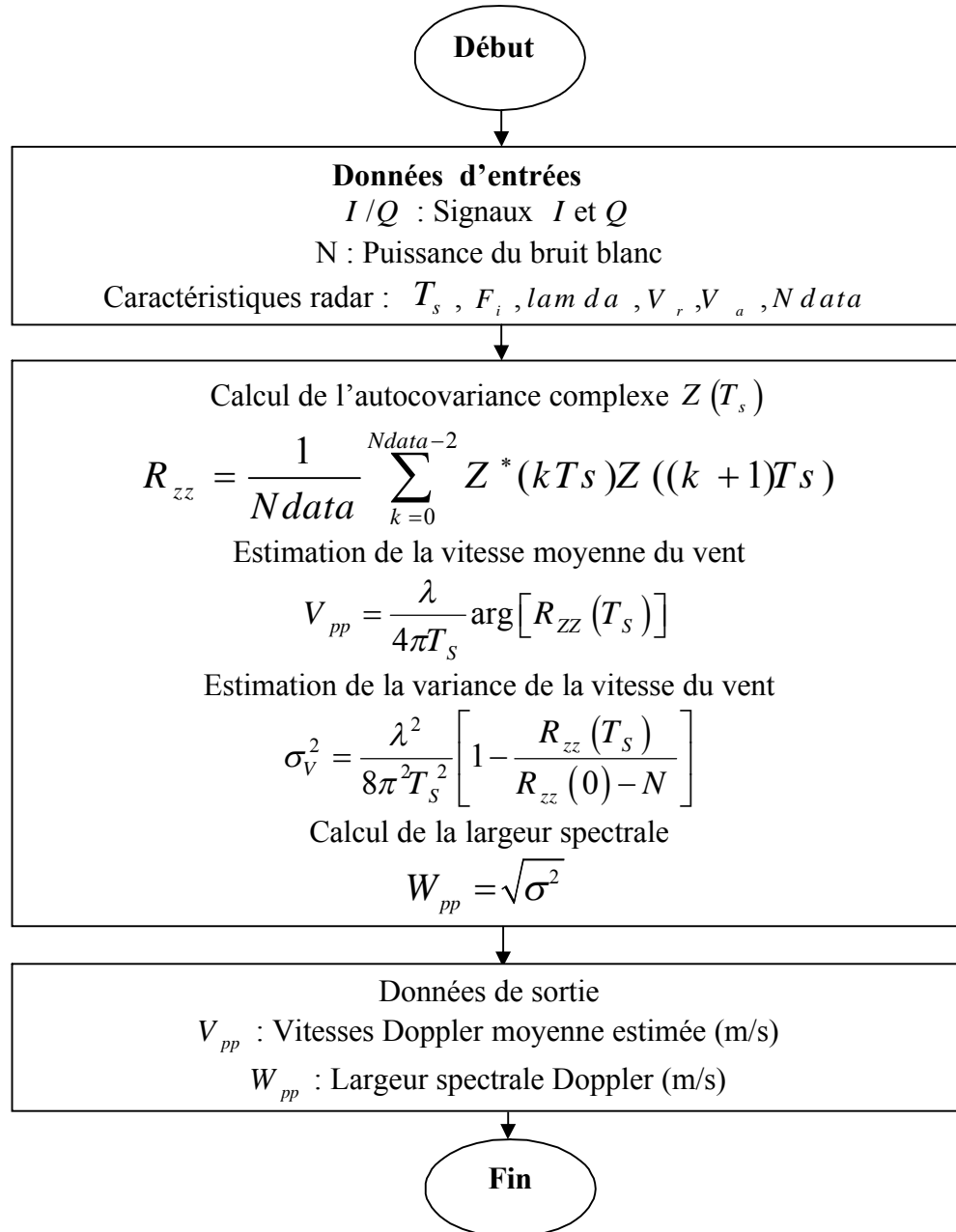
La valeur de la largeur spectrale des vitesses détectées W

Les résultats obtenus, pris séparément, seront analysés et commentés pour chacun des programmes.

Nous terminerons par une analyse comparative de tous les résultats de toutes les méthodes mises en œuvre

V.5.1 Algorithme de la méthode Pulse Pair

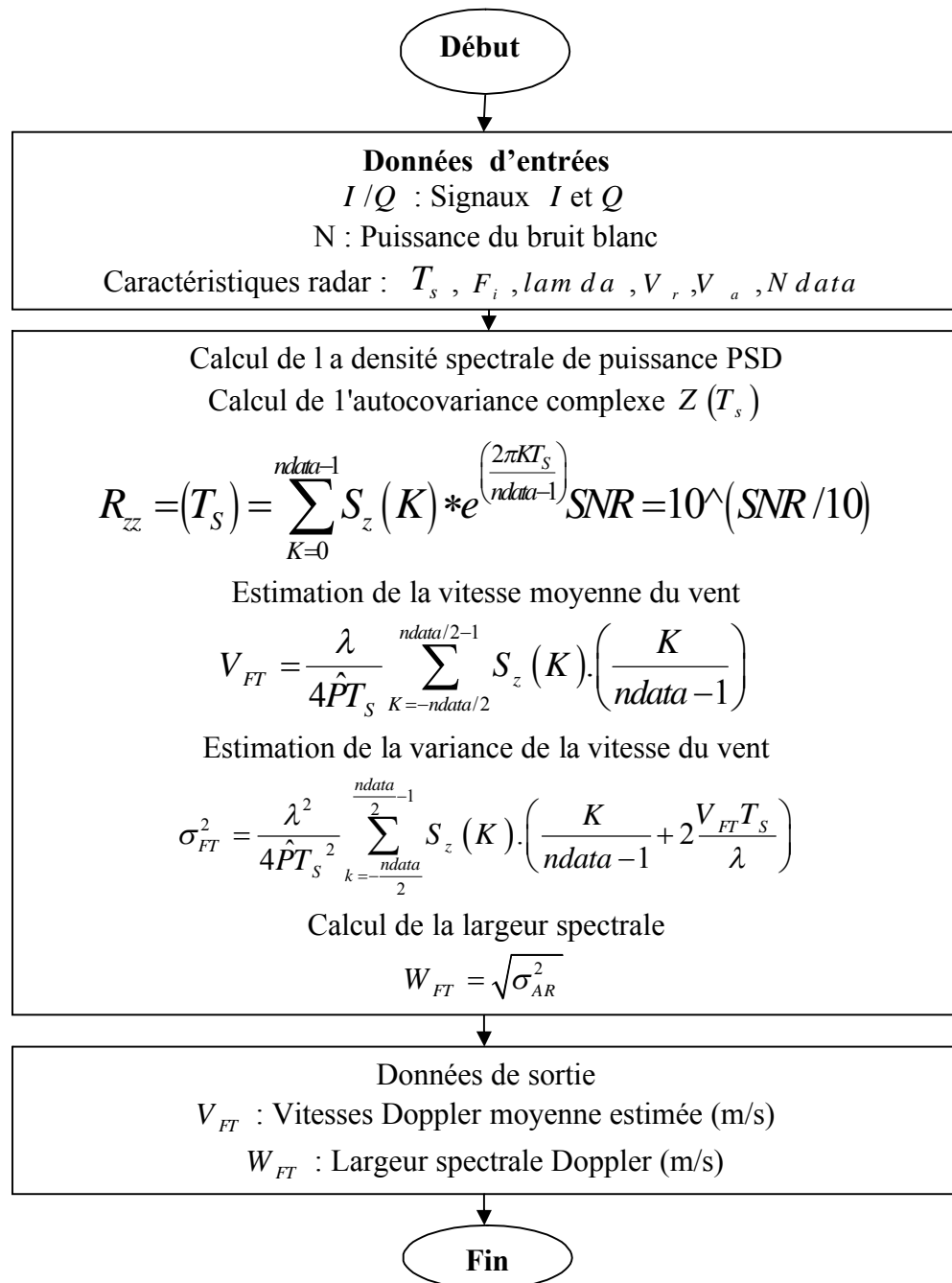
L'algorithme d'estimation des moments d'ordre zéro, un et deux (pulse-pair); soit l'estimation de la puissance, la vitesse radiale moyenne, la variance et largeur du spectre Doppler dans le domaine temporel, est élaboré à partir des références, [22],[24],[25] et [31].



V.5.2. Algorithme de la méthode Fourier

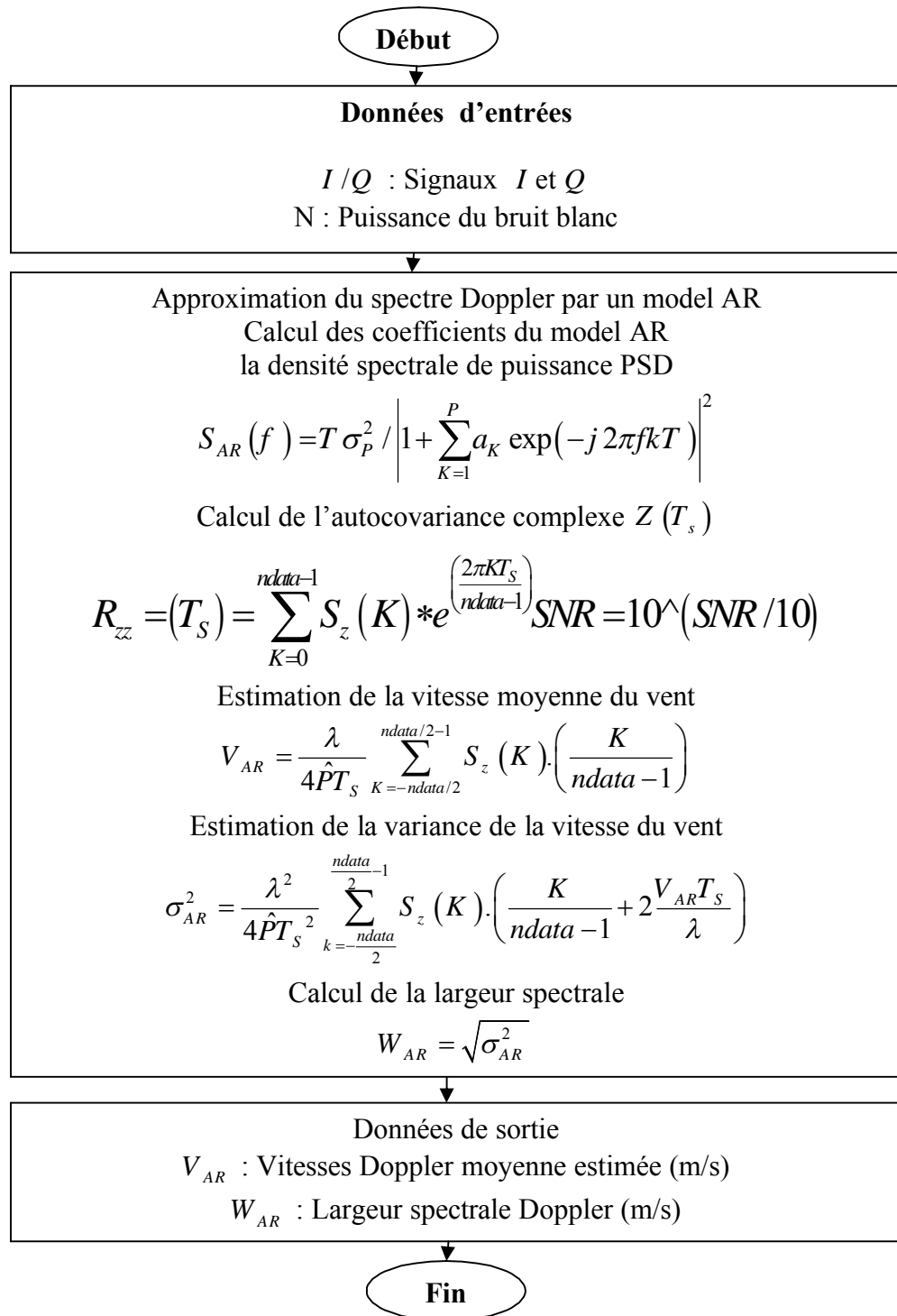
L'algorithme d'estimation des moments d'ordre un et deux (algorithme de Fourier DFT), pour l'estimation de la vitesse radiale moyenne, de sa variance et de la largeur

du spectre Doppler dans le domaine fréquentiel, est donné ci-après par l'organigramme suivant [31],[9]



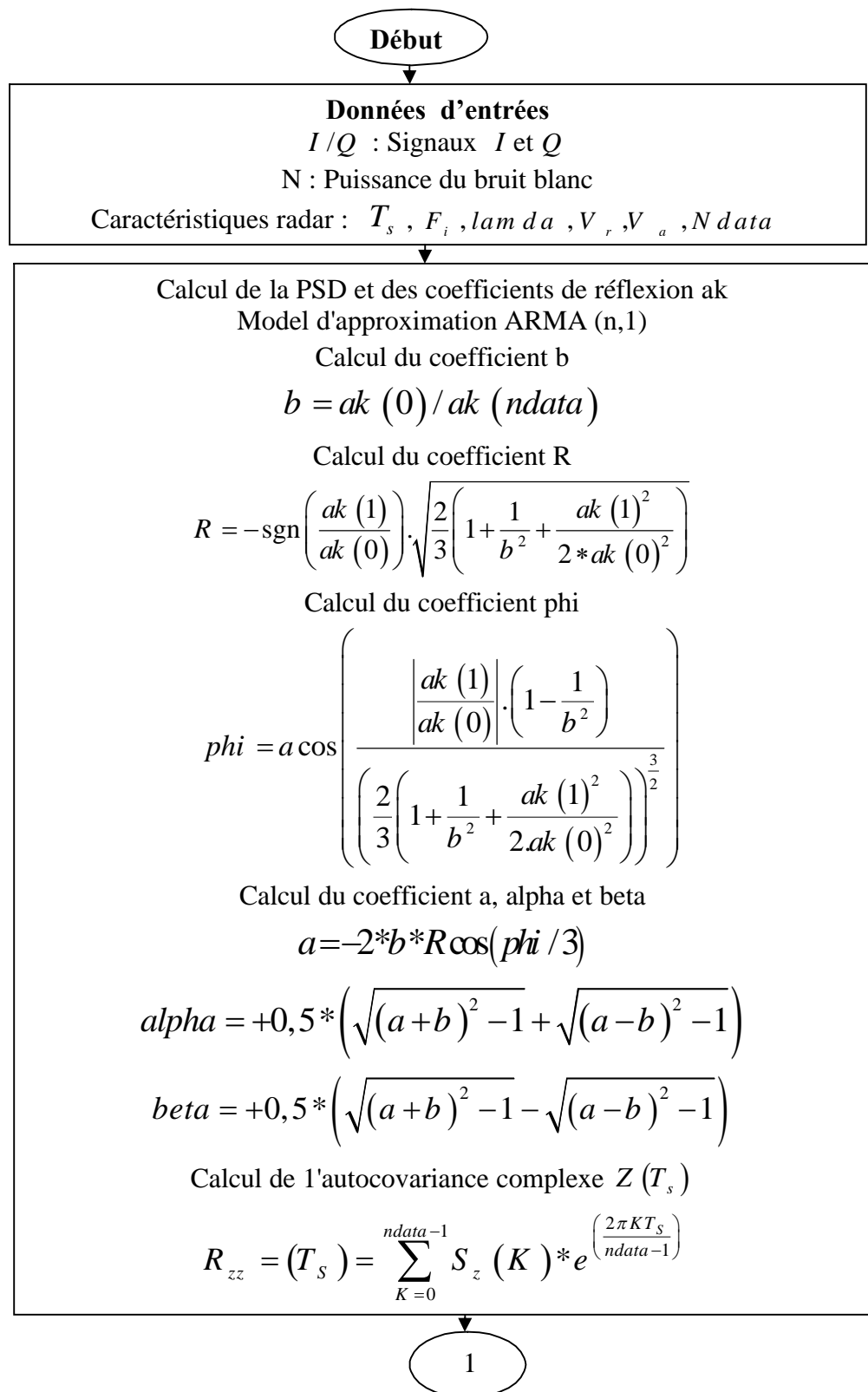
V.5.3. Algorithme de la méthode autorégressive AR

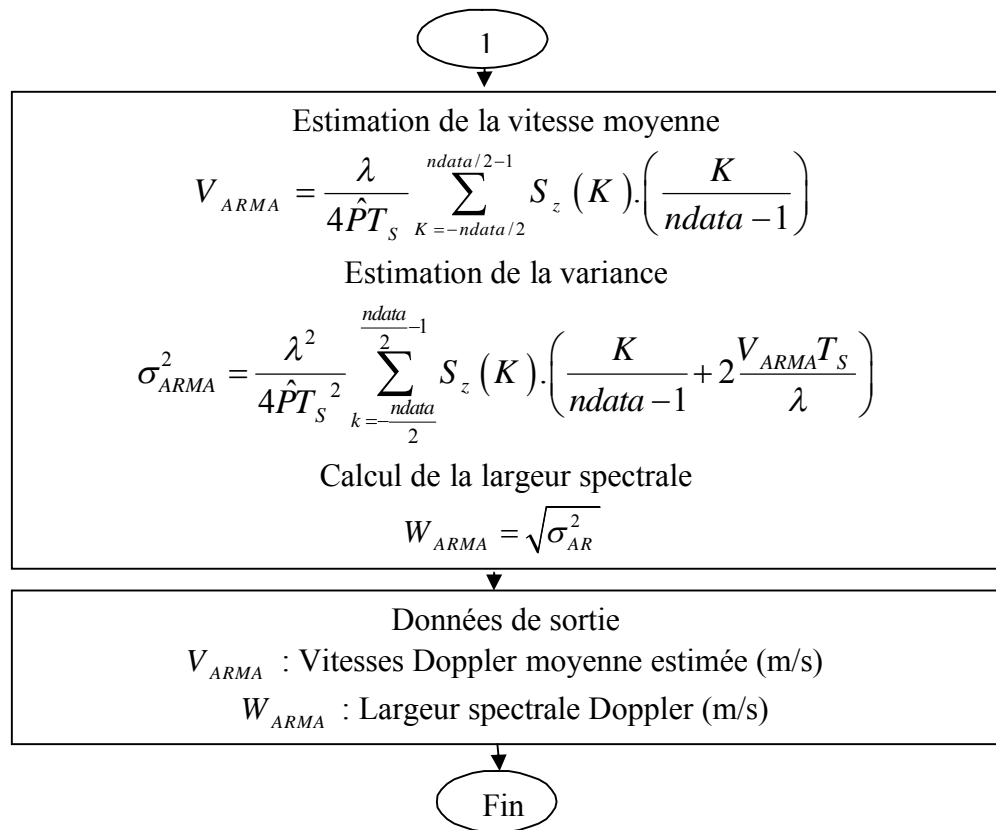
L'algorithme d'estimation des moments d'ordre un et deux par le modèle autorégressif d'ordre n AR(n), pour l'estimation de la vitesse radiale moyenne du cisaillement du vent, de sa variance et de la largeur du spectre Doppler dans le domaine fréquentiel, est donné ci-après par l'organigramme suivant [25]



**V.5.4. L'algorithme de la méthode ARMA(n,1) à deux pas de prédiction
2STEP**

L'algorithme d'estimation des moments d'ordre un et deux par la méthode ARMA(n,1) à deux pas de prédiction, pour l'estimation de la vitesse moyenne et largeur du spectre Doppler dans le domaine fréquentiel est donné ci-après [24]





V.6. RESULTATS DES SIMULATIONS

Les données de simulation consistent

- Considérer dix (10) portes en distance dont les vitesses radiales Doppler sont :
 $v_r = [12.5 \ 15.3 \ 12.4 \ 10.9 \ 9.2 \ 15 \ 17.2 \ 10.2 \ 18.2 \ 12.2]$
- Radar météorologique Doppler considéré
 - Type *WSR-88D*
 - Fréquence du signal émis $f = 2.85 \cdot 10^9 \text{ HZ}$
 - Longueur d'onde $\lambda = \frac{c}{f} = 10.5 \text{ cm}$
 - Période d'échantillonnage $T_s = 10^{-3} \text{ sec}$
 - Vitesse maximale non-ambigüe $v_a = \frac{\lambda}{4T_s} = 26.3 \text{ m / sec}$
 - Puissance du signal émis $p_p = 750 \text{ kw}$
 - Rapport signal sur bruit $SNR = 12 \text{ dB}$
 - Largeur du spectre Doppler $W = 2 \text{ m / sec}$
 - Echantillons par porte en distance $M = 128$

Il s'agit, alors, d'introduire dans un programme toutes les caractéristiques du radar ainsi que le vecteur v_r . Cette étape sera suivie par la génération d'un signal météorologique (sous forme de série temporelle complexe pour chacune des portes en distance considérée). Nous déterminerons ensuite les moments spectraux (le 1^{er} et le 2^{ème}) correspondants à la vitesse moyenne de déplacement de la perturbation météorologique pour le premier et à la largeur spectrale des vitesses pour le second.

Pour chacune des méthodes utilisées, sur le graphe pour la vitesse, nous effectuons une comparaison entre la vitesse Doppler v_r introduite et la vitesse Doppler estimée.

V.6.1. Résultats de la méthode Pulse Pair

L'algorithme pulse pair est très simple à mettre en œuvre et très rapide à l'exécution. Nous remarquons que l'estimateur pulse pair est très bon pour estimer la vitesse (**figure 5.10**) vu qu'il présente une erreur relative faible ($< 5\%$) sur l'estimation de v_{pp} .

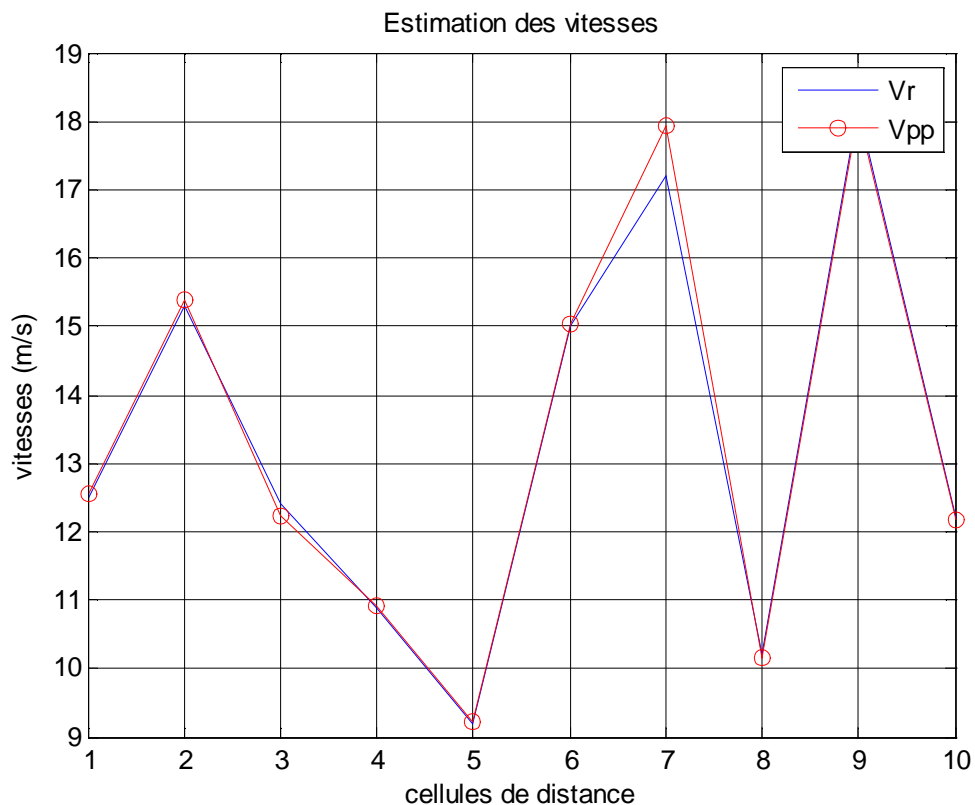


Figure 5-10 Estimation de la vitesse Doppler radiale moyenne par la méthode Pulse Pair

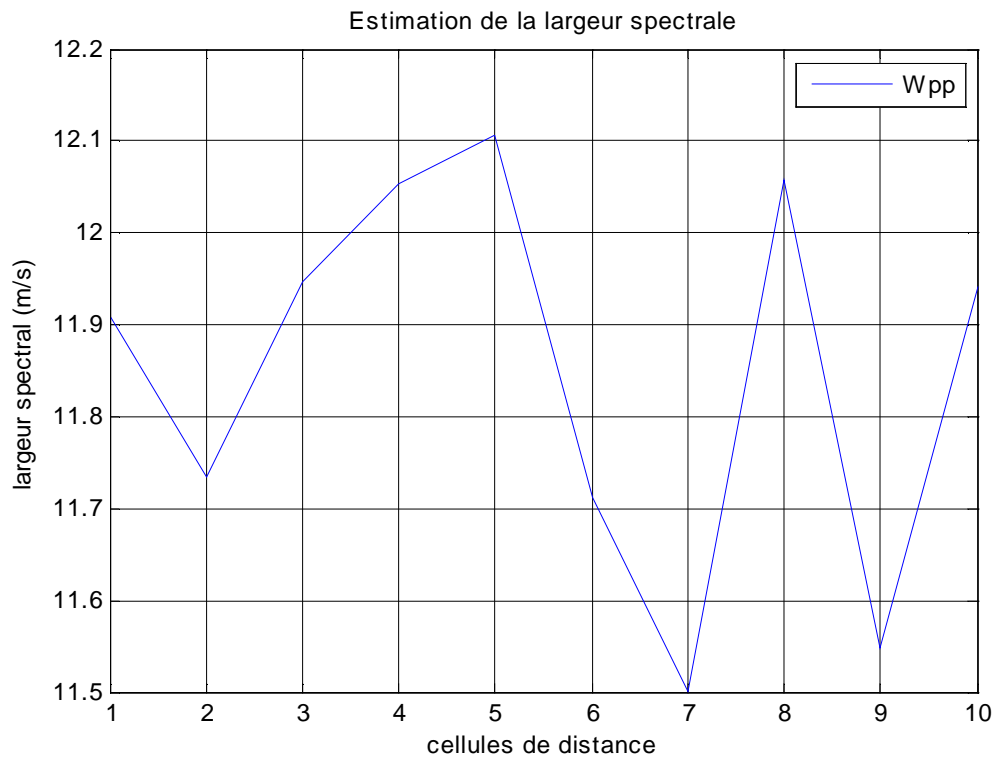


Figure 5-11 Estimation de la largeur spectrale de la vitesse Doppler radiale moyenne par la méthode Pulse Pair

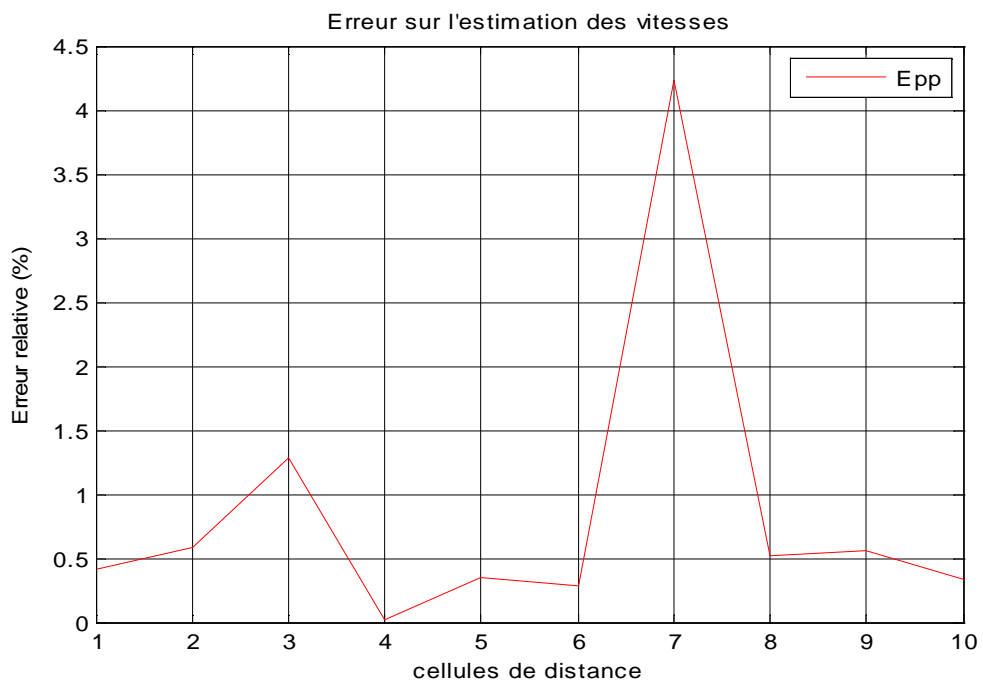


Figure 5-12 Erreur commise sur l'estimation de la vitesse Doppler moyenne par la méthode Pulse Pair

V.6.2. Résultats de la méthode Fourier

Le présent estimateur se base sur l'estimation de la densité spectrale de puissance (PSD) du signal reçu par le biais de la FFT ainsi que l'estimation de la puissance de tout le périodogramme du même signal

Nous remarquons que l'estimation de la vitesse radiale moyenne figure (5-13) présente une erreur relative (figure 5.15) supérieure à celle fournie par l'algorithme Pulse Pair Par contre, l'estimation de la largeur spectrale (figure 5-14) est largement supérieure à celle fournie par la méthode par Pulse Pair.

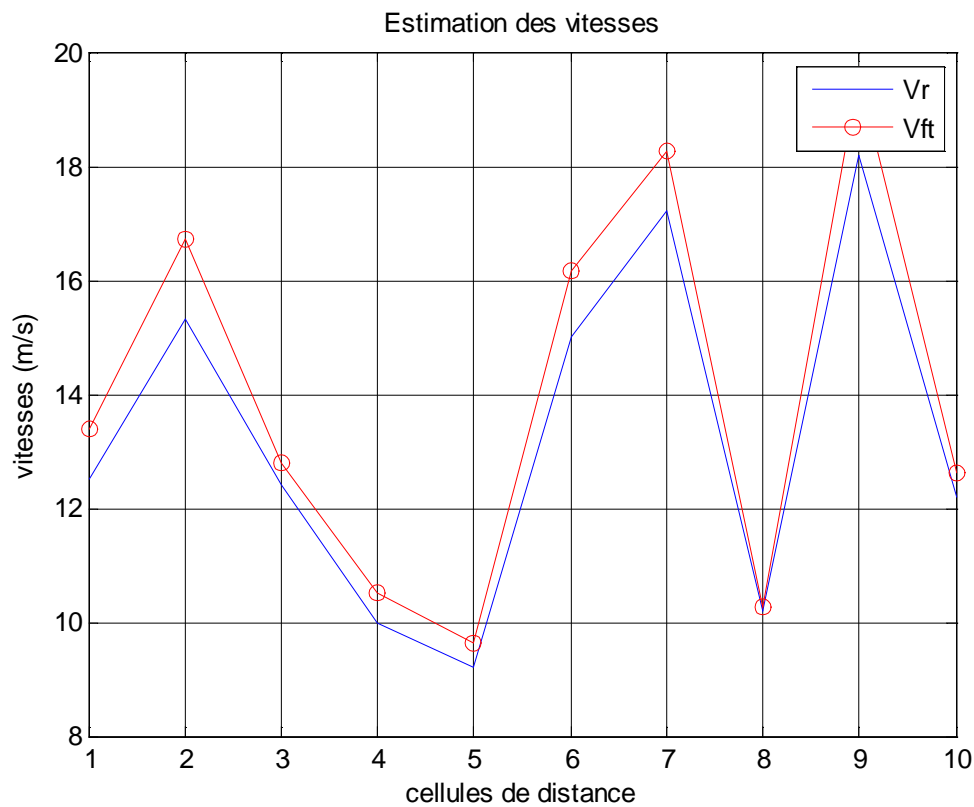


Figure 5-13 Estimation de la vitesse Doppler radiale moyenne par la me de Fourier

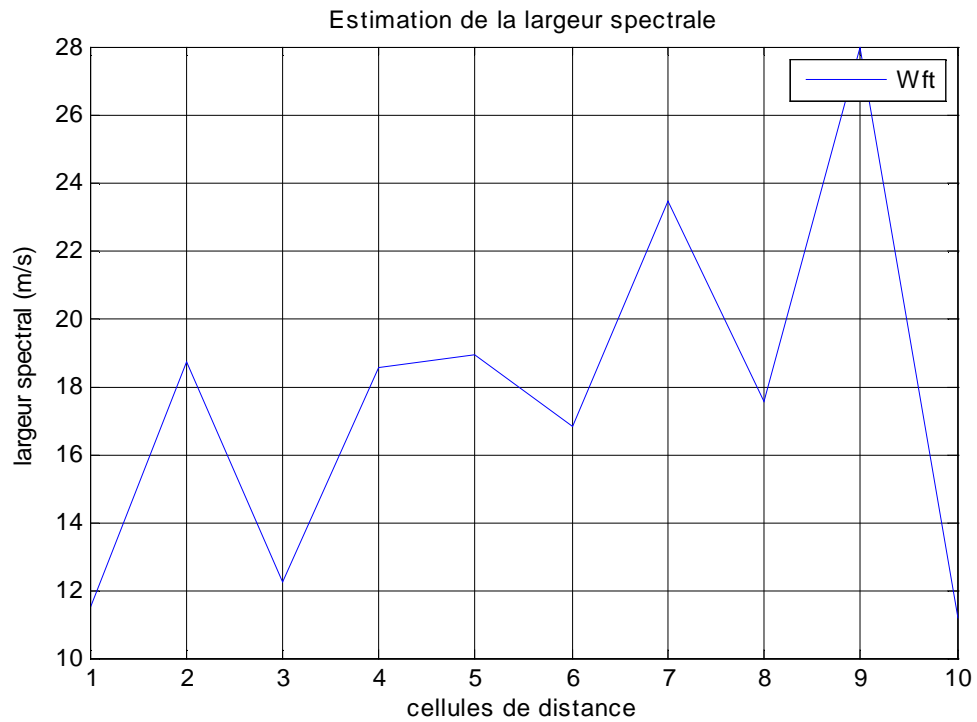


Figure 5-14 Estimation de la largeur spectrale de la vitesse Doppler radiale moyenne par la méthode de Fourier

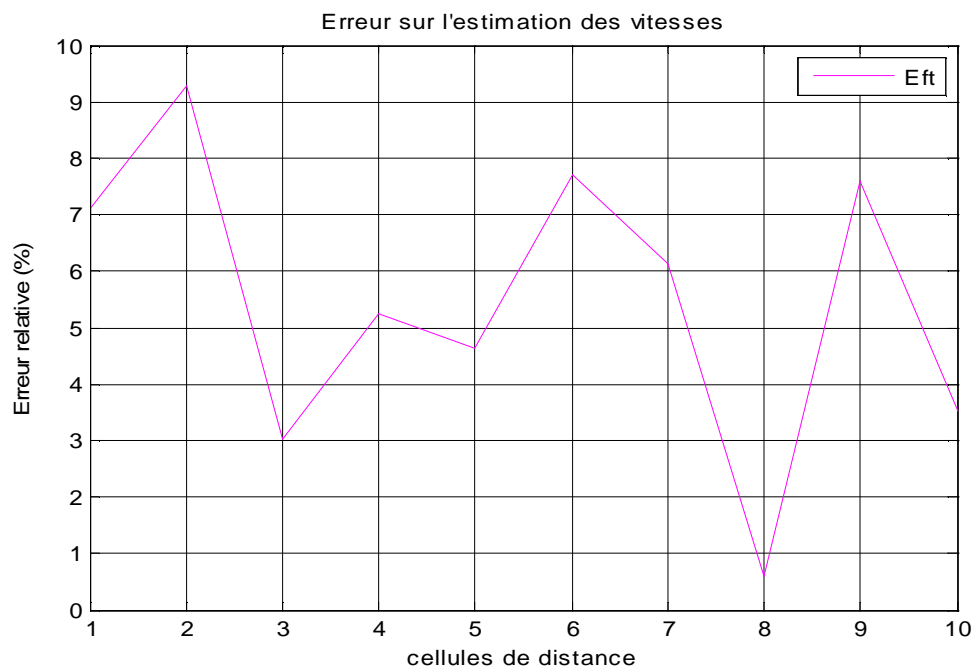


Figure 5-15 Erreur commise sur l'estimation de la vitesse Doppler radiale moyenne par la méthode de Fourier

V.6.3. Résultats de la méthode autorégressive AR

Cette méthode, contrairement aux deux précédentes, est classée parmi les méthodes paramétriques, similaire à la méthode de Fourier, elle se base, elle aussi, sur l'estimation de la densité spectrale de puissance (PSD).

Contrairement à l'approche Fourier, le spectre de puissance est estimé par un modèle autorégressive d'un ordre L . Ce modèle nécessite le calcul des coefficients autorégressifs a_k , ($k = 1, \dots, L$)

Nous remarquons que l'estimation de la vitesse (**figure 5-16**) est comparable à celle fournie par Fourier accompagnée par une petite amélioration

Tandis que pour l'estimation de la largeur spectrale W_{AR} , nous remarquons qu'elle s'est détériorée par rapport à celle obtenue par l'estimateur Fourier

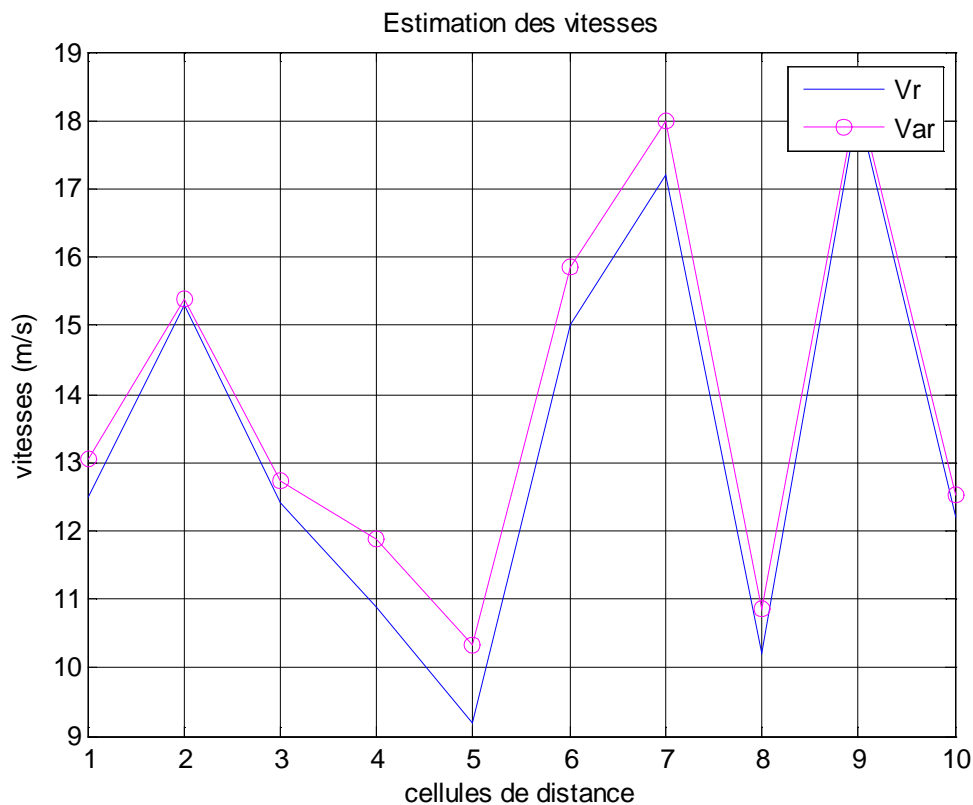


Figure 5-16 Estimation de la vitesse Doppler radiale moyenne par la méthode Autorégressive

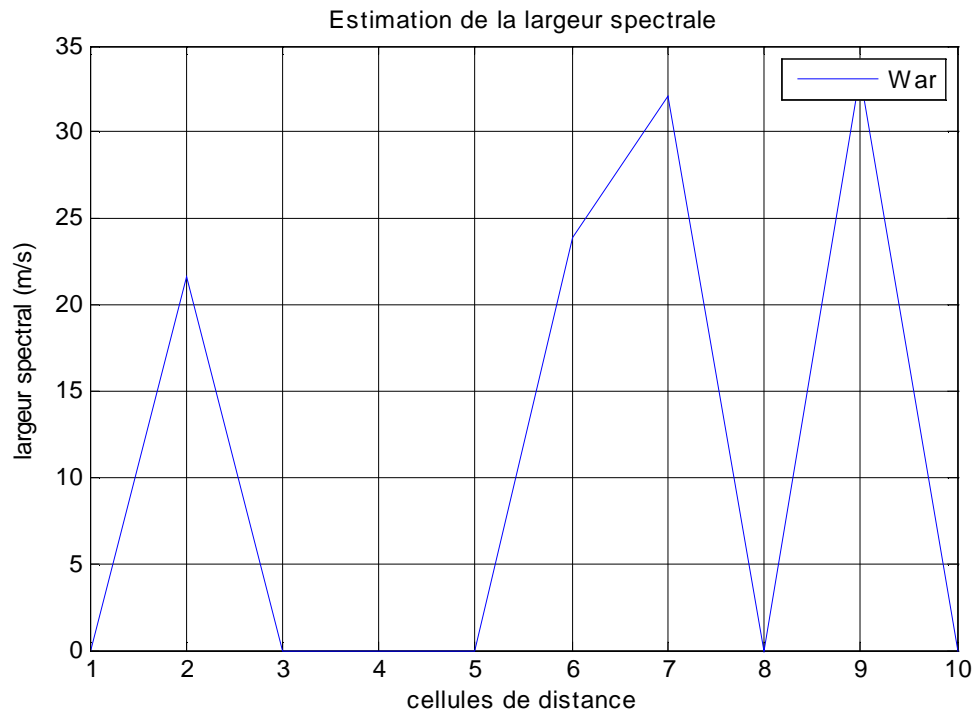


Figure 5-17 Estimation de la largeur spectrale de la vitesse Doppler moyenne par la méthode Autorégressive

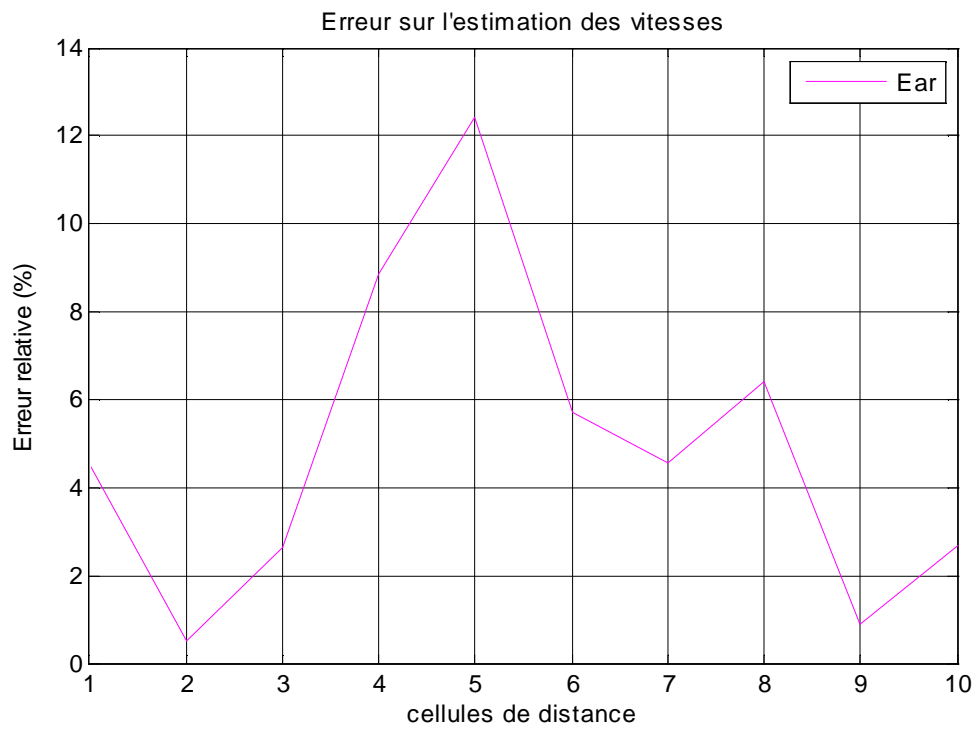


Figure 5-18 Erreur commise sur l'estimation de la vitesse Doppler moyenne par la méthode Autorégressive

V.6.4. Résultats de la méthode ARMA (n, 1)

Cette méthode fait également partie de la famille des méthodes d'estimation fréquentielles des moments d'ordre un et deux du spectre Doppler, car elle est aussi basée sur l'évaluation de la fonction de PSD des signaux radar I et Q reçus, [24].

L'application de la méthode ARMA (n,1) à deux pas de prédiction, pour l'estimation de la vitesse moyenne, la variance, et la largeur spectrale du spectre Doppler a donné les résultats représentés dans les figures (5-19), (5-20) et (5-21).

Comme première constatation faite sur l'ensemble des figures déjà précitées, est que les résultats sont presque semblables à ceux estimés par la méthode pulse-pair. Cette méthode est très lente en la comparant aux trois méthodes pulse-pair, FFT, et AR, pour le calcul de l'ensemble des paramètres à estimer.

On constate aussi que la largeur spectrale du spectre de la vitesse radiale moyenne, varie peu au cours du temps, voir la figure (5-20) avec un rapport signal sur bruit constant SNR=12 dB

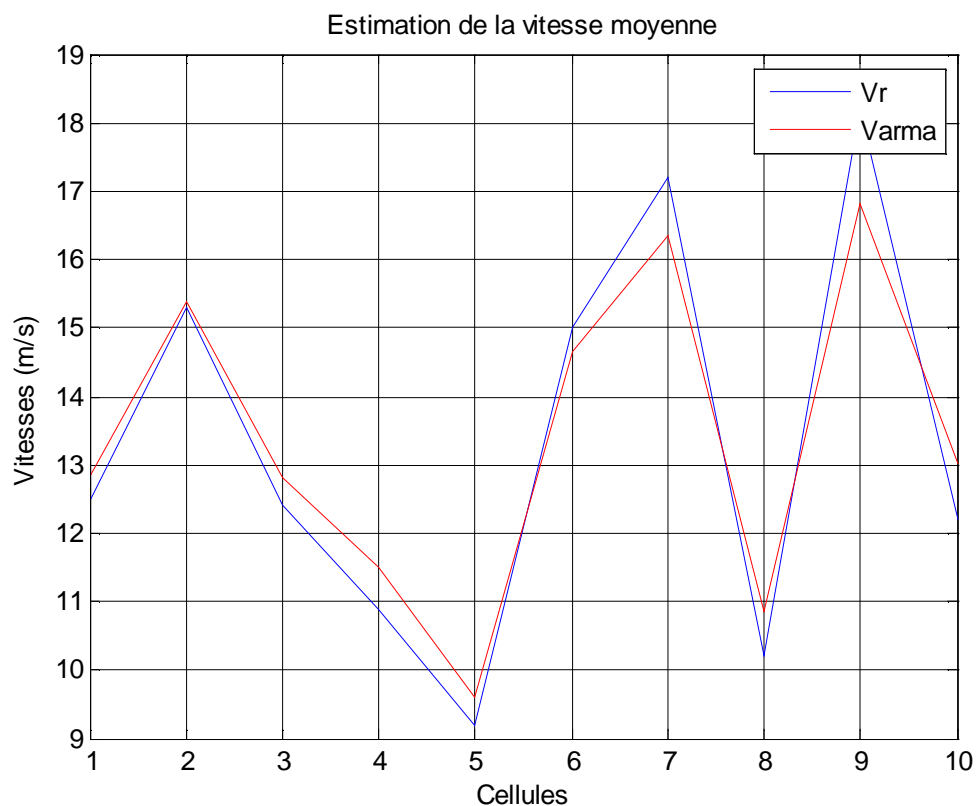


Figure 5-19 : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode 2step prédiction

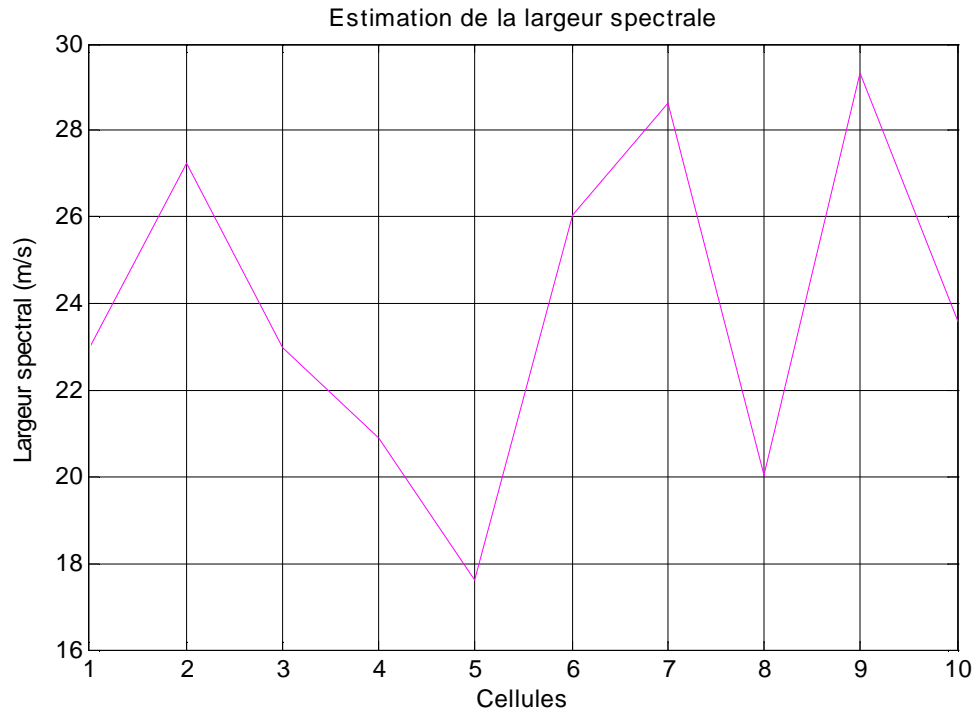


Figure 5-20 : Estimation de la largeur spectrale de la vitesse moyenne par la méthode 2 step prédiction

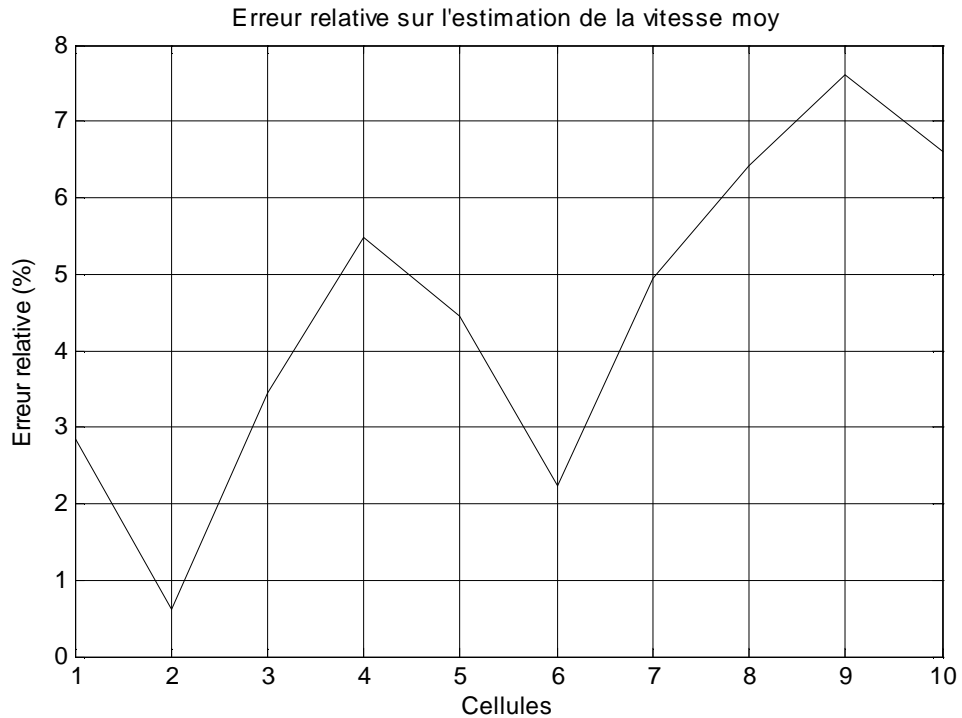


Figure 5-21 : Erreur commise sur l'estimation de la vitesse Doppler moyenne par la méthode ARMA

V.7. Comparaison des résultats

La procédure de comparaison sera effectuée sur tous les résultats obtenus avec tous les algorithmes que nous avons traités, aussi bien avec les données générées pour la simulation qu'avec les données réelles.

En outre, cette procédure de comparaison sera réalisée par la superposition des graphes de chaque type de résultat la vitesse radiale moyenne Doppler \hat{v} et la largeur spectrale des vitesses W avec tous les algorithmes que nous avons traités.

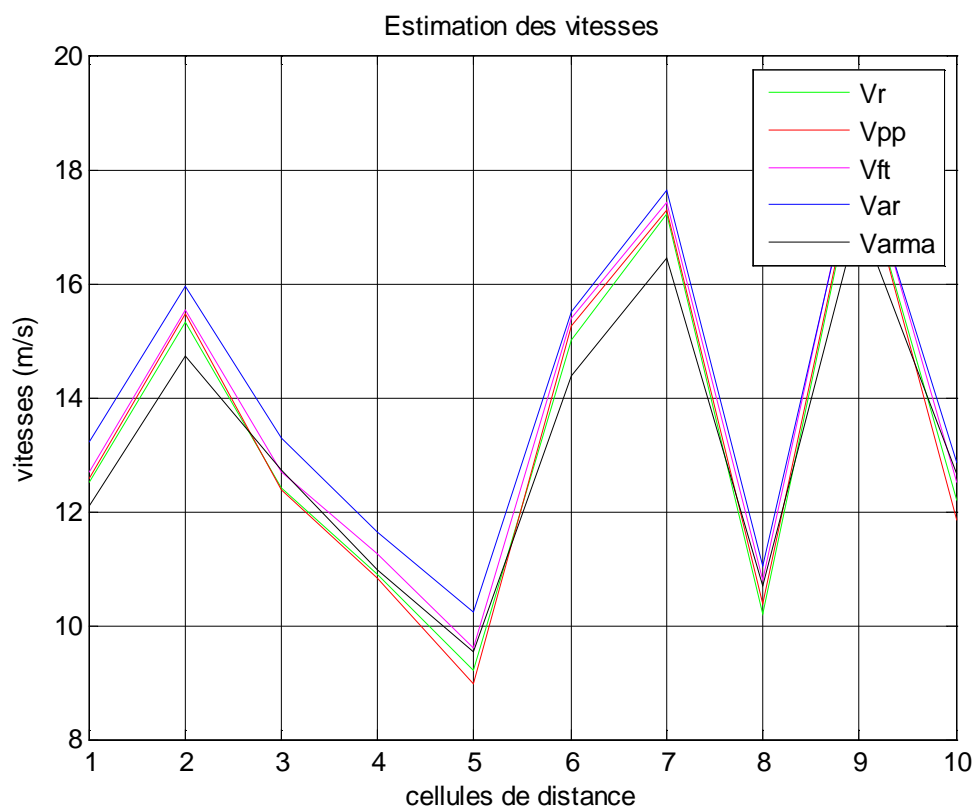


Figure 5-22 : Estimation de la vitesse moyenne par les différents estimateurs

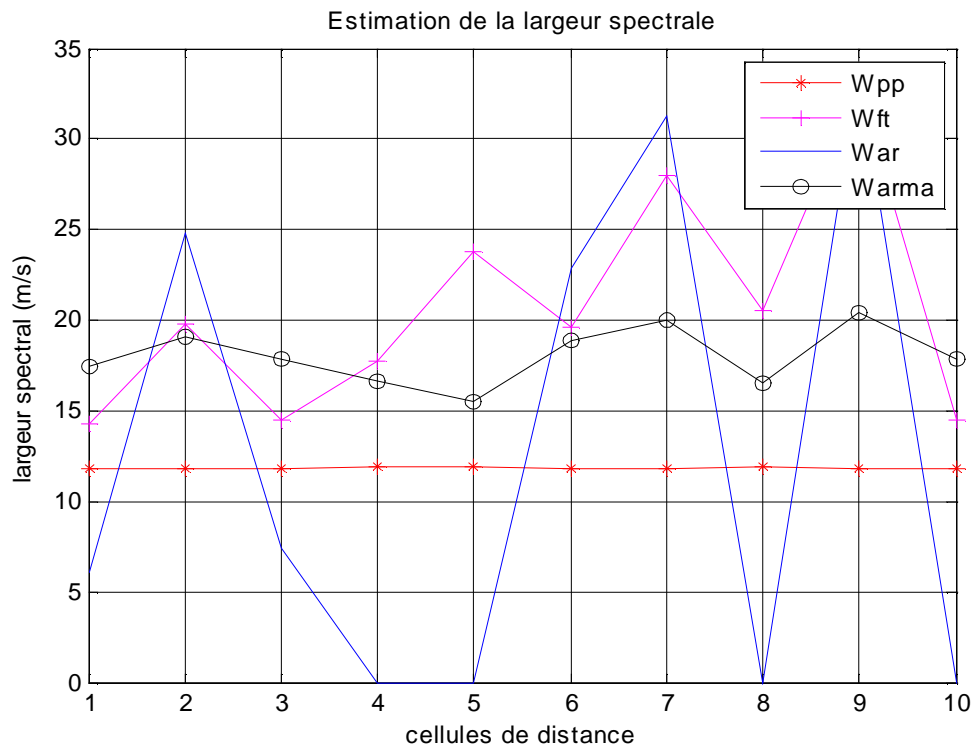


Figure 5-23 : Estimation de la largeur spectrale de la vitesse Doppler radiale moyenne par les différents estimateurs

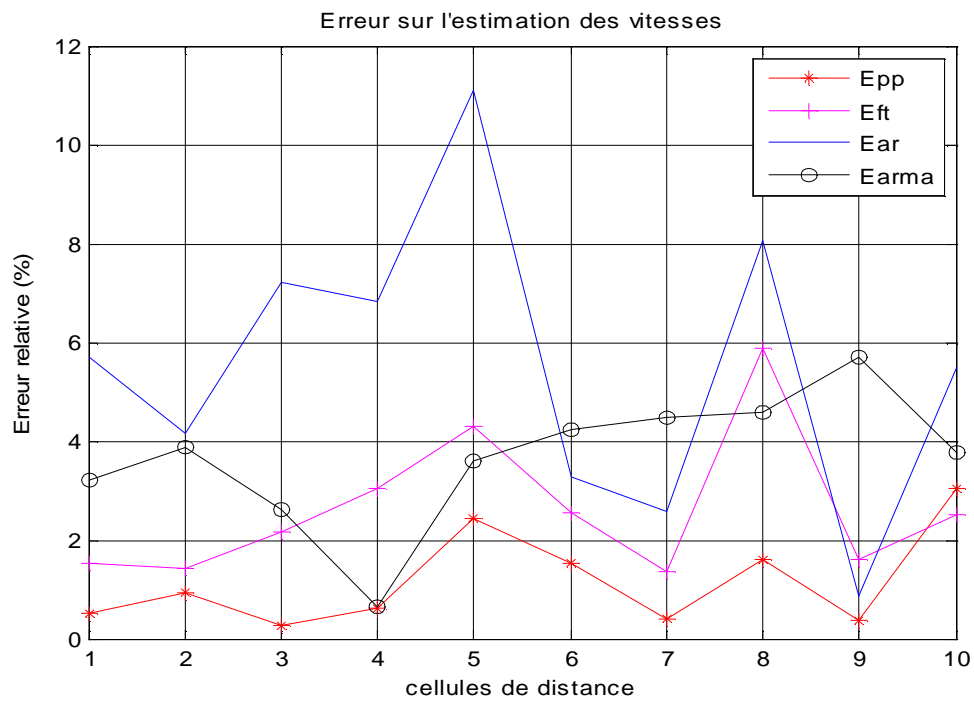


Figure 5-24 : Erreurs commises sur la vitesse moyenne par les estimateurs

V.8. Conclusion

L'objectif de cette dernière partie est la mise en oeuvre de multiples algorithmes traités dans les chapitres précédents. Le but recherché est d'extraire l'information de vitesse radiale Doppler moyenne \hat{v} ainsi que celle de la largeur spectrale des vitesses \hat{W} à partir d'une série temporelle représentant la discrétisation du signal reçu par un radar Doppler météorologique. Le signal reçu est représentatif d'une perturbation météorologique en mouvement mise en évidence par l'écho d'un faisceau d'énergie électromagnétique à travers les portes en distances le long de la portée du radar.

Les phénomènes météorologiques sont considérés processus stochastique généralement modélisés par des formes gaussiennes à bande étroite pour des élévations moyennes.

La première phase consiste à simuler des signaux de radar et d'utiliser différents algorithmes traités (pulse pair, ARMA, Fourier, auto régressif) pour estimer la vitesse radiale Doppler moyenne ainsi que la variance et ensuite la largeur spectrale des vitesses.

Dans le domaine fréquentiel l'estimateur autorégressif à moyenne mobile à deux pas de prédiction ARMA (n,1) développé dans le quatrième chapitre, est l'estimateur le mieux adapté dans sa catégorie pour l'estimation du spectre Doppler des perturbations météorologiques car il fournit les estimations désirées avec des erreurs de biais minimales, mais en même temps il possède un inconvénient lié au temps de calcul qui est très important.

CONCLUSION GENERALE
ET
RECOMMANDATION

CONCLUSION GENERALE

Dans le cadre du projet de master, nous avons présenté dans ce mémoire l'estimation de la vitesse moyenne et de la variance de la vitesse ainsi que la largeur du spectre des perturbations météorologique, avec différentes méthodes. Dans cette étude on s'est intéressé à l'estimation des propriétés spectrales du spectre Doppler reçu par un radar terrestre météorologique. L'intérêt de ces estimations est celui de donner une marge de temps pour avertir les avions d'une éventuelle perturbation pouvant engendrer des catastrophes aériennes.

Quatre méthodes ont été utilisées à cet effet, et qui sont :

- La méthode pulse-pair (domaine temporel).
- La méthode de Fourier (domaine fréquentiel).
- La méthode autorégressive AR (domaine fréquentiel).
- La méthode de prédiction à deux pas ARMA (n,1) (domaine fréquentiel).

Ces méthodes ont été appliquées sur des données générées par l'algorithme de simulation développé par **Zrnic** en 1975, Après le développement de chaque méthode, un programme de calcul a été élaboré pour chacune d'elles. Les résultats obtenus par chaque méthode ont été comparés entre eux.

La méthode pulse-pair basée sur le calcul de l'autocorrélation des signaux radar complexes, (Signaux I et Q), donne les caractéristiques spectrales du spectre Doppler en termes de moments spectraux d'ordre zéro (puissance de l'écho météorologique), d'ordre un (la vitesse radiale moyenne), et du moment d'ordre deux (la variance de la vitesse). Ainsi que la largeur spectrale de la vitesse (étendue du spectre). L'avantage de l'estimateur pulse pair (pp) réside dans sa rapidité par rapport aux autres estimateurs qui exigent la DFT (Transformée de Fourier Discrète) ainsi que sa variance qu'elle est trop petite on la comparant avec celle de la méthode Fourier .

La méthode Fourier utilise également le calcul de la fonction d'autocorrélation des signaux, mais de façon indirecte, car dans cette méthode on doit d'abord passer par le calcul de la densité spectrale de puissance (PSD). Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle a un temps d'exécution plus important, et une vitesse de convergence vers les résultats plus lente, que ceux de la méthode pulse-pair. Ceci est évident car elle emploie beaucoup plus d'opérations en utilisant, la transformée de Fourier pour le calcul de la fonction d'autocorrélation.

CONCLUSION GENERALE

La troisième méthode employée, c'est la méthode autorégressive AR, elle fait partie des méthodes Spectral qui effectuent les estimations désirées dans le domaine fréquentiel, basée sur le calcul de la densité spectrale de puissance qui utilise un modèle autorégressif AR pour l'approximation du spectre Doppler reçu. Caractériser par un temps d'exécution et une vitesse de convergence plus longue que ceux des méthodes pulse pair et Fourier. Cette lenteur peut s'expliquer par le fait que pour de tels estimateurs AR, il faut d'abord passer par l'estimation des coefficients de réflexions a_k du modèle AR.

Une autre alternative pour l'estimation de la vitesse moyenne, la variance, ainsi que la largeur spectrale, une méthode d'estimation dans le domaine fréquentiel. C'est la méthode de prédiction à deux pas . Elle est basée sur le calcul de densité spectrale de puissance (PSD) du signal radar reçu, et en tenant compte de la minimisation de l'erreur minimum quadratique moyenne (MMSE), Cette méthode approxime le spectre Doppler par un modèle autorégressif de moyenne variable ARMA (n, l).

Les résultats fournis par cette méthode sont assez proches de ceux de la méthode pulse pair. Elle est d'un intérêt très notable dans le cas d'absence d'un échantillon de données, car elle peut prédire et estimer sans encombre la valeur de l'échantillon manquant. Son inconvénient à elle, est le temps de calcul qui est important.

Les résultats obtenus par ces quartes méthodes sont assez proches entre eux pour un rapport signal sur bruit donné (SNR=12 dB), ils convergent à peu près vers les mêmes valeurs, et sauf pour la variance de la vitesse moyenne estimée qui est très importante pour les estimateurs fréquentiels, ce qui est a été d'ailleurs mentionné par E.G. BAXA [38]. Et ce phénomène est expliqué par la sensibilité des estimateurs spectraux (fréquentiels) aux bruits de natures différentes.

RECOMMANDATION

Nous recommandons l'utilisation des techniques récentes comme la double polarisation, a fin d'améliorer d'avantage les estimations des perturbations météorologique.

Référence
Bibliographique

[1]. Khaled Zerrouki, Instructeur en Météorologie. Cours de "Météorologie Aéronautique adapté à la formation du personnel d'exploitation de la navigation aérienne". Édition Septembre 2008.

[2]. Simulation des échos et calcul de Réflectivité pour un radar météorologique, Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Aéronautique. Option Installation, Université Saad Dahlab Blida 2008/2009.

[3]. M.RENAUDIN, titre : Météorologie. Edition Cépaudès , mars 1991 Toulouse.

[4]. A.VIAUT. titre : La Météorologie Du Navigant ,Edition Blondel La Rougery.

[5]. Etude et simulation de la chaine de réception d'un radar météorologique pulse Doppler, Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Aéronautique, option Installation, Université Saad Dahlab Blida 2006/2007.

[6]. Richard LEDUC, Raymond GERVAIS. Connaitre la météorologie, Presses de l'université Du Québec , C.P. 250, Réimpression septembre 1988 Sillery, Québec G1T 2R1.

[7]. A. K. Bhatnagar, P. Rajesh Rao, S. Kalyanasundaram, S. B. Thampi, R. Suresh and J. P. Gupta Doppler radar – A detecting tool and measuring instrument in meteorology General Articles.

[8]. Chiraz Boudjabi thèse en vue de l'obtention du doctorat de l'université de Toulouse titre validation de la mesure de réflectivité avec un radar en bande " C " équipé d'un émetteur à magnétron année 2011.

[9]. Tikhemirine Mohamed, Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme Magister en Aéronautique " Estimation des Spectres Radar Doppler par la méthode des ondelettes ", Université Saad Dahlab Blida 2009.

[10]. Ercan BÜYÜKBAS, Ismail TEMIR, Training Course on Weather Radar Systems, Turkish State Meteorological Service, 12–16 SEPTEMBER 2005, ANTALYA, TURKEY.

[11]. Stephen M. Volpe , Daniel T. Hoffman Us Navy " Environmental satellites and weather radar " Nonresident Trainaing Course April 1999 Published by Naval Education And Training Professional Development And Technology Center .

[12]. Samuel P. Williamson Federal coordinator For Meteorological Services And Supporting Research , Doppler Radar Meteorological Observations ,Federal Meteorological Handbook NO.11December 2005, Part B " DOPPLER RADAR THEORY AND METEOROLOGY "FCM-H11B-2005 , Washington, DC

[13]. Mr. MEGUELLATI , Cours de 3^{ème} année installation " Radar " université Saad DAHLAB; département d'aéronautique Blida, 2009/2010.

[14]. David Aalfs, Ernest B. Baxa, Emedio M Bracalente. "Signal processirig aspects of wind shear détection" Microwave journal September 1993.

[15]. R.J Keeler, R.E. Passarelli. "Radar in meteorology Chapter 20a: Signal processing for atmospheric radars" American Meteorological Society 1987.

[16]. Bouzeboudja.O, HAaddad.B et Ameer.S; Estimation Radar des précipitations par la méthode des aires fractionnelles. Laboratoire d'analyse et de modélisation des phénomènes aléatoires LAMPA, Université des sciences et de la technologie Houari Boumediene (U.S.T.H.B.), Algérie; Larhyss Journal, ISSN 1112-3680, n° 08, Juin 2010, pp. 7-26.

[17]. Mourad Barkat, Signal Detection and Estimation, second edition , Artech House, Boston, © 2005 ARTECH HOUSE, INC. 685 Canton Street Norwood , MA 02062 , International Standard Book Number :

1-58053-070-2

[18]. Maurice Charbit, Gérard Blanchet, Elément de base pour le Traitement Numérique du Signal et de l'Image, 25 Mars 2010.

[19]. Christian JUTTEN Cours de deuxième année " Théorie du signal " Université Joseph Fourier - Polytech' Grenoble novembre 2009.

[20]. Maurice Bellanger Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers à Paris Membre de l'Académie des Technologies , cours et exercices corrigés " traitement numérique du signal théorie et pratique " 2e et 3e cycles/Master , Écoles d'ingénieur 8e édition ,DUNOD.

[21]. Jacky DUMAS et Bruno BENNEVAULT Analyse du signal (FFT et Filtrage numérique) &Analyse des systèmes.

[22]. M.LAGHA, M.TIKHEMIRINE, S.BERGHEUL, T.REZOUG
Aeronautical Sciences Laboratory, Aeronautics Department, Performance
comparison of pulse-pair and wavelets methods for the pulse Doppler
weather radar spectrum.

[23]. V.Lehman, G.Teschke wavelet based methods for improved wind
profiler signal processing.

[24]. Mohand LAGHA, Messaoud BENSEBTI, Performances
comparison of pulse-pair and 2-step prediction algorithms for the Doppler
spectrum estimation.

[25]. Mohand LAGHA (DAB_2008); Estimation des propriétés
dynamiques d'un signal Radar par l'utilisation des méthodes spectrales
(Thèse Doctorat).

[26]. Byron M. Keel , An Overdetermined System for Improved
autocorrelation based spectral moment estimator performance, Clemson
University, Electrical and Computer Engineering Department, Radar
Systems Laboratory Technical Report No. 22.

[27]. Jacques PRADO, Maître de conférences à l'École nationale
supérieure des télécommunications (ENST, cours Filtres numériques).

[28]. DC Youla - The FEE: A new tunable high resolution spectral
estimator; Part 1, tech. note 3, El ce. Eng., Polytechnic Institute of New
York, Brooklyn, NY 1980.

[29]. Pillai, S. U., Shim, T. L, & Benteftifa, M. H. (1992). "A new
spectrum extension method that maximizes the multistep minimum
prediction error-generalization of the maximum entropy concept," IEEE
Transaction on Signal Processing, 40(1), 142-158.

- [30]. S. Unnikrishna Pillai, associate Professor Department of Electrical Engineering & Computer Science, UNDER CONTRACT N00014-89-J-1512 , FOR RESEARCH ON “Array Signal Processing new techniques for direction finding and spectrum, estimation “. Polytechnic University 333 jay street, New York 11201.
- [31]. M. Lagha. (2003), "Estimation de la vitesse moyenne et de la variance d'un vent de Cisaillement à basse altitude via des méthodes spectrales," thèse de Magister en Aéronautique, Université Saad DAHLAB de Blida.
- [32]. DC. Youla, Lecture Notes on Network Theory. Brooklyn, NY: Polytechnic University, 1985.
- [33]. R. Jeffrey Keeler, Robert J Serafin "Radar handbook Chapter 19: Meteorological radar" Editions Mc Graw Hill 3rd édition, 2008.
- [34].R.J Keeler, R.E. Passarelli. "Radar in meteorology Chapter 20a: Signal processing for atmospheric radars" American Meteorological Society 1987.
- [35]. RJ Doviak, DS. Zrnic and DS. Sirmans. "Doppler radar and weather observations" 2ⁿ d édition, Académie Press, Inc, 1993.
- [36].D Zrnic "Simulation of weather like Doppler spectra and signals" American Meteorological Society, 1975.
- [37]. Fédéral meteorological handbook. "Doppler Radar, meteorological observations Doppler Radar Theory and Meteorology Part B" 2005.
- [38]. Aalfs, D.D., Baxa, E.G. Jr, & Bracalente, E. M. (1993). "Signal processing aspects of windshear detection", Microwave Journal, 36(9), 76-96. (XI).

Annexes

L'équation Radar peut être considérée comme l'unique et la plus significative description des facteurs influençant les performances de ce dernier. Elle représente la relation fondamentale reliant les différentes caractéristiques du Radar, la cible et le signal reçu. Elle est aboutie comme suit:

$$P_r = \frac{\beta \sigma}{r^4} \quad (\text{A.1})$$

Où β une constante dépendant des paramètres du système radars, r est la distance des cibles et σ la surface équivalente radar.

Surface équivalente volumique

Dans les calculs de la surface équivalente des cibles météorologiques, l'équation radar diffère des cibles ponctuelles, σ peut être écrit :

$$\sigma = \eta v \quad (\text{A.2})$$

Où η est la surface équivalente radar par unité de volume et v est le volume échantillonné par le radar, η peut être écrit :

$$\eta = \sum_{i=1}^N \sigma_i \quad (\text{A.3})$$

La différence tient au fait que le faisceau frappe une multitude de gouttes dans chaque cellule de résolution, ce qui modifie l'expression de σ . La grosseur des gouttes rencontrées dans la pluie est beaucoup plus petite que la longueur d'onde du radar et par conséquent l'équation de Rayleigh pour la rétrodiffusion d'une goutte devient :

$$\sigma_i = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |k|^2 D_i^6 \quad (\text{A.4})$$

Où D_i est le diamètre des gouttes et :

$$|k|^2 = \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2 \quad (\text{A.5})$$

Où m est l'indice de réfraction complexe. À des températures entre 0° et 20° pour la phase d'eau et des longueurs d'onde centimétrique :

$$|k|^2 \approx 0.93 \quad (\text{A.6a})$$

Et pour la phase de glace

$$|k|^2 \approx 0.20 \quad (\text{A.6b})$$

L'équation (A.3) peut être écrite maintenant comme

$$\eta = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |k|^2 \sum_{i=1}^N D_i^6 \quad (\text{A.7})$$

Et le facteur de réflectivité total radar Z

$$Z = \sum_{i=1}^N D_i^6 \quad (\text{A.8})$$

Effets de D et K

En substituant la réflectivité d'une nuée de gouttes à σ d'une cible unique, nous avons introduit deux paramètres qui peuvent faire varier grandement le retour au radar:

Le diamètre D des gouttes de pluie est bien différent de celui de la bruine ou des flocons de neige. Même à l'intérieur de la pluie, les gouttes n'ont pas toutes la même grosseur. Comme, D est à la 6^{ième} puissance, une seule grosse goutte a plus d'effet sur la réflectivité qu'une multitude de petites: une goutte de 5 mm a la même réflectivité que 5⁶ gouttes de 1 mm.

K étant différent pour l'eau et la glace, l'intensité du signal de la pluie sera plus grande que celle des cristaux de glace pour un même diamètre. Cependant, les flocons de neige, qui sont formés de cristaux, sont en général plus gros que les gouttes de pluie.

Effet sur l'équation radar

L'équation du radar peut être réécrite en tenant compte du fait que σ est remplacé par η multiplié par le volume sondé. Quand la pluie remplit le faisceau, le volume sondé est :

$$V \approx \frac{\pi \theta \phi r^2 c \tau}{8} \quad (\text{A.9})$$

Le volume est lui-même proportionnel à la distance au radar selon la définition de la cellule de résolution du radar dans le dessin de la (**figure A.1**). On peut remplacer les valeurs de σ et du volume pour obtenir:

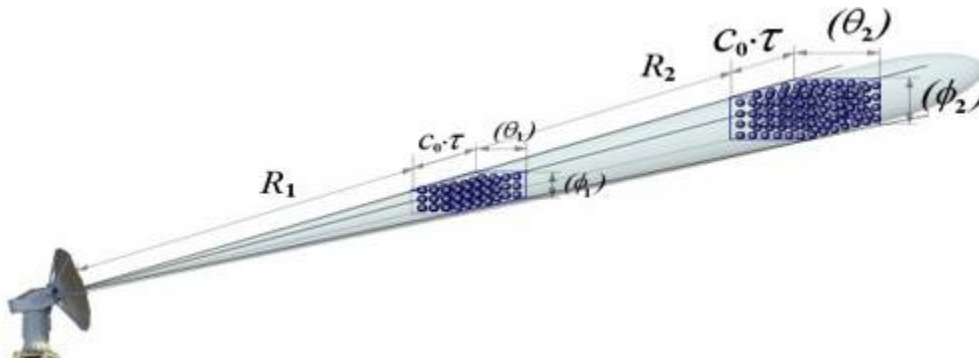


Figure A.1 : Relation entre le volume et la réflectivité

D'où θ et ϕ sont l'angle azimut et l'élévation du faisceau, C est la vitesse de la lumière et τ la largeur d'impulsion

Remplacent les équations (A.9), (A.2) et (A.4) dans l'équation (A.1) donne

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{\beta \pi}{r^4} \frac{\theta \phi r^2 c \tau}{8} \frac{\pi^5}{\lambda^4} |k|^2 \sum_{i=1}^N D_i^6 \\ &= \frac{\beta \pi^6 \theta \phi c \tau}{8 \lambda^4 r^2} |k|^2 Z \\ &= \frac{\beta' Z}{r^2} \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

Cette expression simple montre que la puissance reçue est une fonction uniquement de β' (constante dépendant des paramètres système radar), est proportionnelle à la réflectivité radar facteur Z , et est inversement proportionnel à r^2

En réalité, le gain d'antenne n'est pas uniforme sur toute la largeur du faisceau et l'hypothèse d'un gain uniforme peut conduire à des erreurs dans le calcul de Z supposer une forme gaussienne du faisceau d'antenne, et dérivé de l'équation suivante pour la puissance reçue :

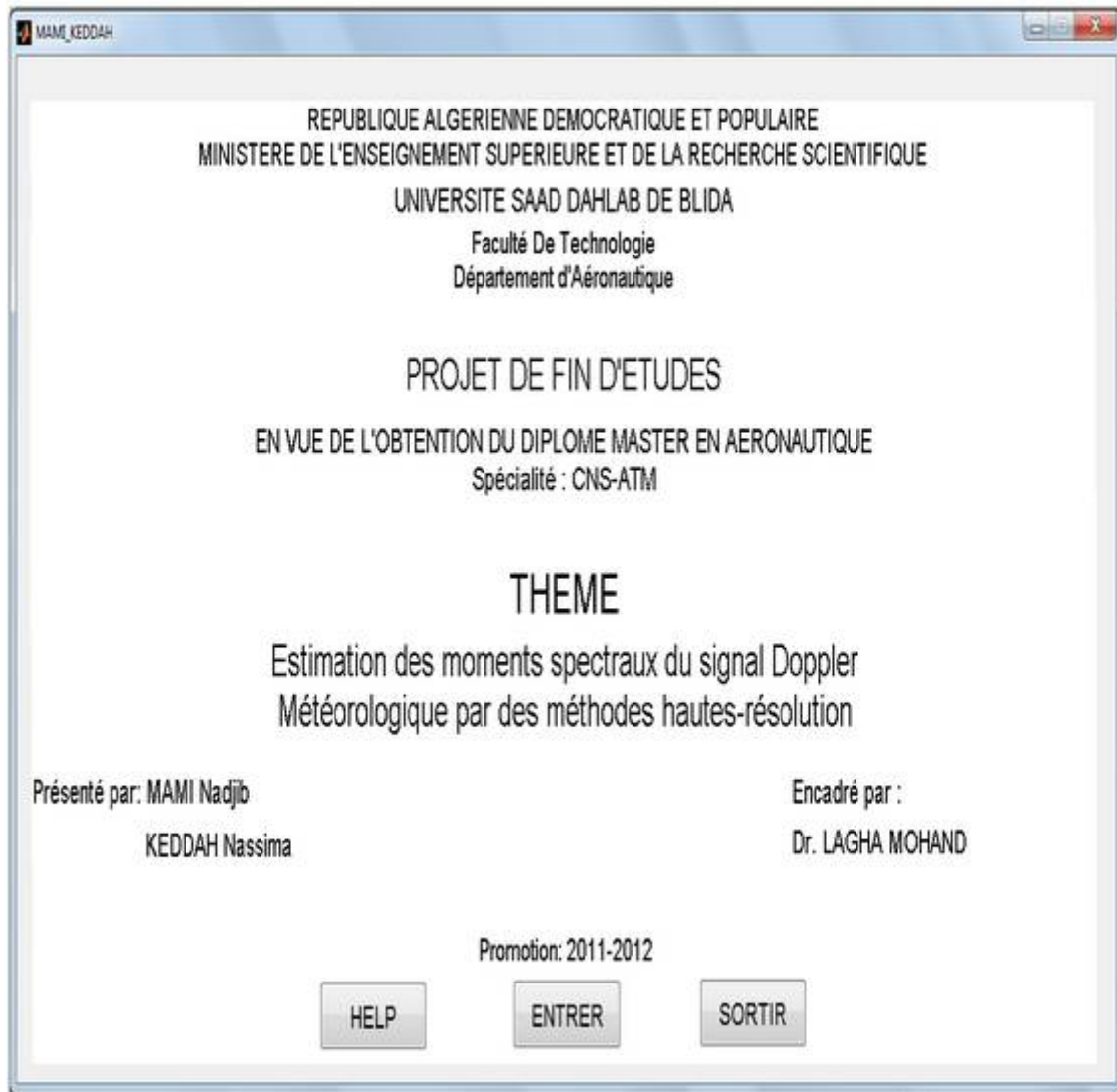
$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \theta \phi c \tau}{512 (2 \ln 2) \pi^2 r^2} \sum_{i=1}^N \sigma_i \quad (\text{A.11})$$

Où $2 \ln 2$ désigne la correction due à la forme de faisceau gaussien.

En utilisant la relation entre l'équation (A.7) et (A.8) l'équation (A.11) peut être écrite :

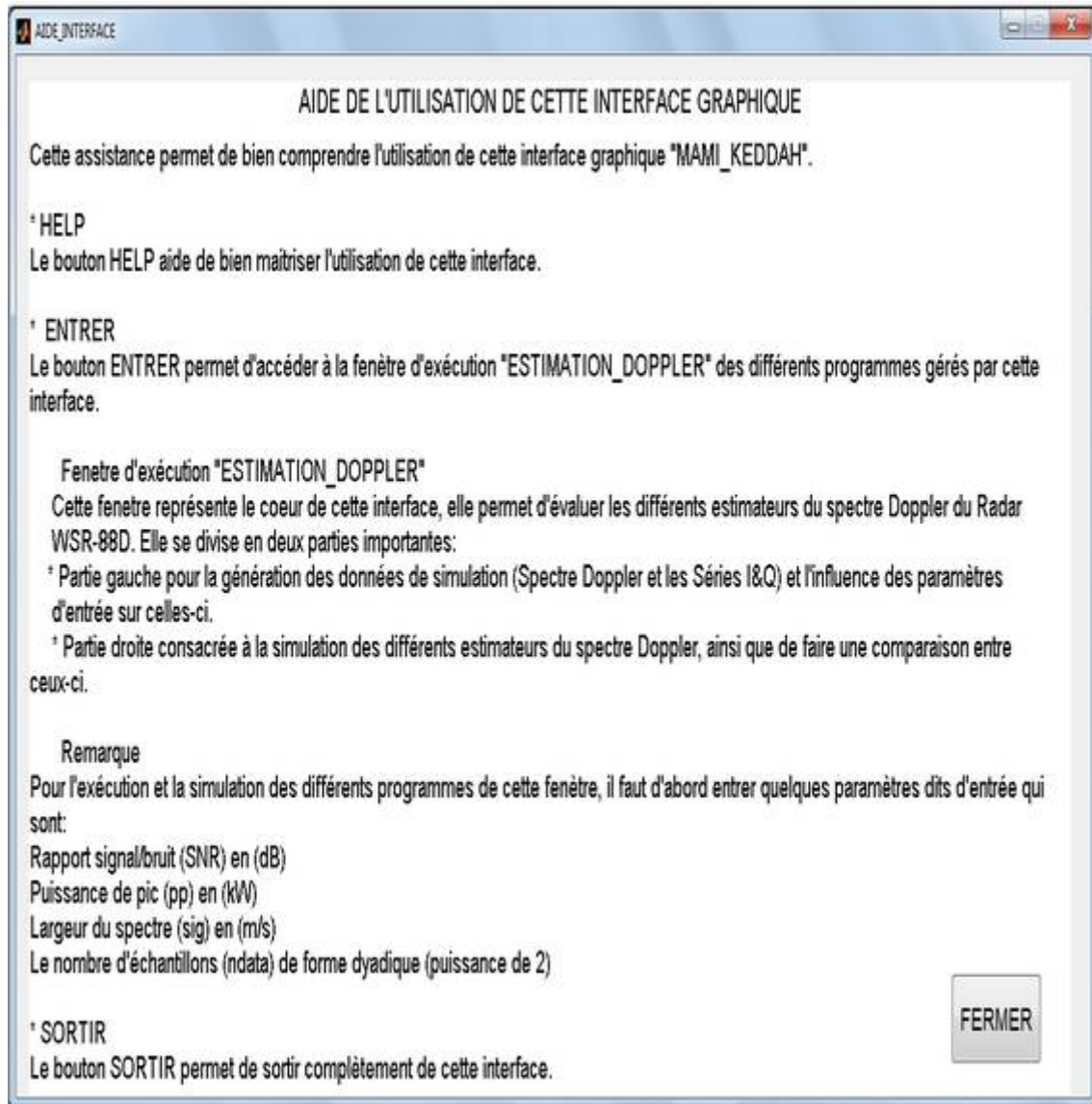
$$P_r = \frac{P_t G^2 \theta \phi c \tau \pi^3 |k|^2 Z}{512 (2 \ln 2) r^2 \lambda^2} \quad (\text{A.12})$$

L'application qu'on propose ici est une interface graphique servant comme simulateur des différents estimateurs des paramètres du spectre Doppler d'une perturbation météorologique, à savoir: sa vitesse radiale moyenne ainsi que sa variance et sa largeur spectrale. Notre interface est dénommée par "MAMI_KEDDAH.fig" dont la représentation première est donnée comme montré ci-dessous.



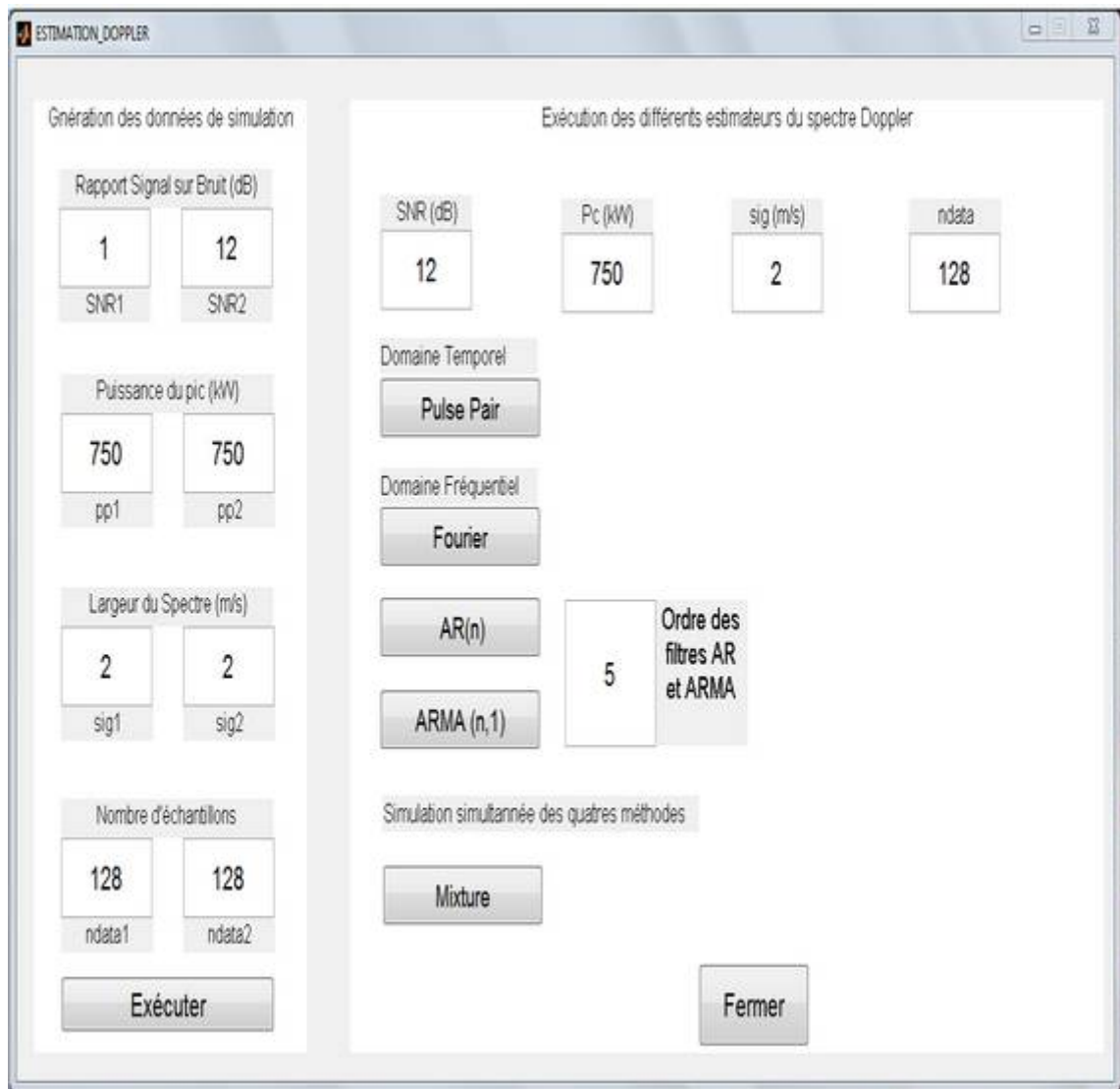
Dans cette fenêtre, on a présenté les informations de base concernant la description de notre projet. Elle est composée de trois boutons principaux d'exécution, dont l'appui sur chacun d'eux aboutit à une fonctionnalité bien déterminée. En effet, l'appui du bouton "SORTIR" va directement quitter cette interface en cours.

Tandis qu'à l'appui sur le bouton "HELP", va apparaître une fenêtre servant comme assistance à l'utilisation de notre interface graphique. La figure suivante illustre bien cette fenêtre et la simplicité de son utilisation.



Cette fenêtre permet donc après sa lecture et sa compréhension, une bonne maîtrise de l'utilisation de toute notre interface grâce à sa simplicité ainsi que le raisonnement et la méthodologie suivis dans son explication et sa présentation en général.

Alors que tout notre travail est caché derrière le bouton "ENTRER", un aperçu global sur la fenêtre correspondante est primordial.



Cette fenêtre est divisée en deux parties principales, gauche et droite. La première est destinée essentiellement à la génération des données de simulation (le spectre et les séries I&Q), ainsi que l'apparition de l'influence des paramètres d'entrée sur celles-ci. Tandis que la partie droite est réservée à la simulation des différentes méthodes d'estimation des paramètres du spectre Doppler, à savoir: Pulse Pair, Fourier, AR(n) et ARMA (n,1). Les résultats de simulation seront les mêmes que ceux présentés le long du Chapitre V (de la génération des données de simulation jusqu'à la comparaison des résultats des différents estimateurs).