

UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE Blida

**Faculté des Sciences De l'Ingénieur
Département Aéronautique**

MEMOIRE DE MAGISTER

Spécialité : Aéronautique

THEME

**MODELISATION ET SIMULATION DE CLUTTER DANS LA DETECTION
DU CISAILLEMENT DE VENT**

Présenté par :

HERICHE Mohamed

Devant le jury composé de :

S. BOUKRAA	Professeur, U. de Blida	Président
A. GUESSOUM	Professeur, U. de Blida	Rapporteur
R. HAOUI	Maître de Conférences, U.S.T.H.B, Alger	Examineur
S. MEGUELLATI	Chargé de Cours, U. de Blida	Examineur

Blida, 2006

TABLE DES MATIERES

RESUME

REMERCIEMENTS

TABLE DES MATIERES

LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX

INTRODUCTION	8
1. GENERALITES SUR LE FOUILLIS DE SOL	11
1.1. Surface équivalente radar.....	11
1.1.1. Surface équivalente radar d'une sphère	13
1.2. Matrice de reflexion d'une cible	14
1.3. Echo de surface	15
1.4. Effets de irrégularités de terrain.....	16
1.4.1. Critère de Rayleigh	17
1.5. Modèles généraux du coefficient de clutter	18
1.6. Régions et models de clutter	18
1.6.1. Clutter de mer	18
1.6.2. Les états de mer	21
1.6.3. Clutter du sol.....	22
1.6.4. Clutter atmosphérique.....	25
1.7. Spectre doppler	27
1.7.1. Doppler de mer	27
1.7.2. Spectre du clutter de sol.....	29
1.7.3. Spectre atmosphérique.....	29
1.8. Représentation mathématique du signal reçu	30
1.9. Retour d'altitude	31
2. LE RADAR METEOROLOGIQUE	32
2.1. Principe du Radar météorologique	32
2.2. Paramètres d'un radar	36
2.2.1. Antenne	36
2.2.2. Gain en puissance	37

2.2.3. Ambiguïté des mesures.....	38
2.2.4. Cohérence	40
2.3. Effet Doppler	43
2.4. Spectre du radar impulsif	44
2.4.1. Longueur d'onde.....	45
2.4.2. Fréquence de répétition des impulsions (PRF).....	46
2.5. Atténuation atmosphérique.....	47
2.5.1. Atténuation par la pluie.....	48
2.6. Traitement du signal radar	51
3. CISAILLEMENT DE VENT BASSE ALTITUDE	54
3.1. Causes du cisaillement de vent	55
3.1.1. Micro rafale (microburst).....	55
3.1.2. Gust fronts (front de rafales).....	56
3.1.3. Fronts de brise de mer.....	56
3.1.4. Fronts de masse d'air	57
3.1.5. Cisaillement de vent induit par le terrain.....	57
3.1.6. Les courants jet bas niveaux	57
3.1.7. Ecoulements convectifs	58
3.2. Effet du cisaillement de vent	59
3.2.1. Facteur F	60
4. TRAITEMENT DU SIGNAL RADAR	62
4.1. Processus stochastique.....	62
4.1.1. Signaux aléatoires du second ordre	62
4.2. Signaux aléatoires stationnaires.....	62
4.2.1. Stationnarité au sens strict	63
4.2.2. Stationnarité du second ordre	63
4.2.3. Ergodicité.....	63
4.2.4. Bruit	64
4.3. Processus autorégressif.....	64
4.4. Densité spectrale d'énergie.....	65
4.5. Densité spectrale de puissance.....	65
4.6. Estimation de la densité spectrale de puissance.....	66

4.6.1. Periodogramme	66
4.6.2. Estimation spectrale autorégressive.....	67
4.6.3. Estimation spectrale de Fourier	68
4.7. Réjection de clutter	69
4.7.1. Filtre de Butterworth.....	70
4.7.2. Transformation bi-linéaire	71
4.7.3. Rejection du clutter par un modèle AR	73
4.8. La méthode Pulse Pair	73
5. SIMULATION ET RESULTATS	75
5.1. Simulation des signaux radar	75
5.2. Simulation du clutter météorologique.....	77
5.3. Simulation du clutter fixe	80
5.4. Modélisation par periodogramme du cisaillement de vent.....	81
5.5. Modélisation Paramétrique	82
5.6. Rejection du clutter fixe.....	84
CONCLUSION.....	88
APPENDICES	89
A. LITE DES SYMBOLES	89
REFERENCES	90

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Variation de la SER d'une sphère en fonction de son rayon électrique.....	13
Figure 1.2	Critère de Rayleigh.....	17
Figure 1.3	Différentes formes du clutter de surface.	31
Figure 2.1	Volume de résolution d'une impulsion.....	33
Figure 2.2	Ambiguïté distance.....	39
Figure 2.3 -2.5	Spectre normalisé d'un train de trois impulsions cohérentes.	41
Figure 2.6	Atténuation par les gaz de l'atmosphère.	48
Figure 2.7	Atténuation des ondes radar par la pluie	49
Figure 2.8	Echantillonnage et décomposition en signaux I&Q.....	52
Figure 3.1	Variation des vitesses pour un cisaillement de vent.....	54
Figure 3.2	Front de rafale dans une tempête orageuse	56
Figure 3.3	Cisaillement de vent, écoulement descendant 200m/s	58
Figure 3.4	Effet du cisaillement de vent sur l'avion.	59
Figure 4.1	Filtre passe haut idéal.....	69
Figure 4.2	Transformation bilinéaire.....	72
Figure 5.1	Propriétés statistiques des signaux I & Q.....	78
Figure 5.2	Spectre et signaux temporelles I&Q.....	79
Figure 5.3	Modèles des clutters sol et atmosphérique.....	80
Figure 5.4	Amélioration du Periodogramme simple.	81
Figure 5.5	Modélisation AR de différents ordres	82
Figure 5.6	Clutter sol fixe.....	82
Figure 5.7	Modélisation AR du clutter fixe.....	83
Figure 5.8	Cisaillement de vent dans un clutter fixe	83
Figure 5.9	Les composantes temporelles de l'écho Radar	84
Figure 5.10	Filtre rejecteur du type Butterworth passe-haut 3eme ordre	84
Figure 5.11	Position des pôles et des zéros d'un filtre rejecteur du type Butterworth.....	85
Figure 5.12	Rejection du clutter fixe.	85
Figure 5.13	Méthode pulse pair pour le calcul de la moyenne de la vitesse.	86
Figure 5.14	Filtrage par un modèle AR.....	87
Figure 5.15	La vitesse moyenne après filtrage AR.....	87

INTRODUCTION

Le but de la détection radar n'est pas seulement la détection de la présence de la cible, mais aussi, d'extraire des informations quantitatives et qualitatives sur cette cible (vitesse, forme et éventuellement son évolution dans l'espace...).

La plupart des objectifs au sol (véhicules, buildings,...), réfléchissent les ondes électromagnétiques provenant du radar ; l'énergie réfléchie se propage dans toutes les directions selon la nature du réflecteur et de sa géométrie. En général une faible partie est renvoyée vers la source de ces ondes (récepteur) dans le cas d'un radar mono-statique.

Pour les grandes longueurs d'onde, l'atmosphère est complètement transparente (les ondes ne sont pas atténuées par les particules suspendues dans l'air) ; à des longueurs d'onde faibles, ces ondes sont très affectées par l'atmosphère, elles peuvent fournir des données importantes sur l'état, la composition et l'évolution de l'atmosphère. Avec l'apparition des radars Doppler impulsionnels, il est rendu possible de mesurer la distance, la vitesse et la direction ainsi que le sens de la vitesse de la cible, pour les radars numériques.

Les radars Doppler impulsionnels peuvent effectivement détecter des variations de vent basse altitude. Des radars très sensibles peuvent détecter des échos en atmosphère claire (pour l'œil humain) comme en temps de précipitation. Un radar Doppler mesure directement la vitesse du vent qui est parallèle au faisceau radar (vitesse radiale) ; la construction d'un champ de vecteurs vitesse 3D est possible avec l'utilisation de plusieurs radars.

Le phénomène météorologique de cisaillement de vent a été la cause de plusieurs catastrophes aériennes qui ont fait plus de 600 morts ces dernières années. Ce phénomène est une inversion à la fois soudaine et brutale, du sens ou de la vitesse ou les deux à la fois du vent entre deux points rapprochés de la trajectoire d'un avion ; cette inversion est fatale lorsqu'elle se produit au décollage ou à l'atterrissage. Les cisaillements de vents sont plus dangereux parce qu'ils ne s'accompagnent souvent d'aucune manifestation météorologique visible.

L'effet des tempêtes sévères et du cisaillement de vent sur la sécurité de vol et après des dizaines d'accidents, des efforts ont été déployés pour développer des moyens de détection et de prévision des phénomènes météorologiques dangereux, tel que le cisaillement de vent. Le but recherché était la détection avec un temps qui permet aux pilotes de faire les manœuvres nécessaires pour éviter les zones de turbulence. L'idée commune à toutes les technologies envisagées est fondée sur l'échantillonnage espace-temps, appliqué à un volume de l'espace d'air. Le radar offre plusieurs avantages sur les autres moyens, tels que le lidar et les moyens classiques, puisqu'il permet la pénétration dans les tempêtes et les zones de turbulence et permet aussi de mesurer la réflectivité en air clair.

Le but primaire du radar aéroporté était la détection en temps réel du cisaillement de vent issu des microbursts humides ou secs (d'une réflectivité inférieure à 35dBz). A des fréquences micro ondes, l'atmosphère claire produit seulement des petites réflexions à partir du gradient de l'indice de réfraction. La détermination dans le développement des radars aéroportés était sur les *microbursts* qui contiennent au moins une certaine quantité d'eau (vapeur d'eau, pluie,..).

La première utilisation des radars Doppler pour l'observation de l'atmosphère a été faite par Bantley et Braczyz en 1957, suivi par un développement rapide des techniques Doppler Boynval déduit la distribution de la taille de la goutte des réflecteurs de Rayleigh à partir d'un spectre Doppler [24].

Des recherches à NSSL (National Severe Storm Laboratory) et NCAR (National Center for Atmospheric Research) et à l'université de Chicago (projet JAWS), et les expériences ont montré qu'un radar Doppler impulsionnel bien conçu peut détecter des tornades, *microbursts*, ondes solaires et des fronts de brise de mer, il peut aussi identifier les limites entre les masses d'air distinctes.

Le cisaillement de vent a été observé par radar Doppler pendant différentes saisons, d'autres radars de recherche, très sensibles, peuvent détecter des vents en temps clair, ceci peut être expliqué par la différence d'inhomogénéité de l'index de réfraction de l'air.

Du point de vue sécurité de vol les écoulements dans les 300m au dessus du sol sont d'un intérêt majeur vu à l'altitude limitée pour la récupération, il parait que l'écoulement le plus puissant se produit entre la surface et 100m.

L'évolution dans le temps, étendu spatial, propriétés de divergence et les caractéristiques de réflexion de la rafale descendante sont les clés du développement d'un système de détection radar du cisaillement de vent.

Dan ce contexte nous avons élaboré notre modeste travail intitulé "Modélisation et détection du cisaillement de vent dans un clutter sol", qui consiste à modéliser le signal du clutter sol superposé au signal de vent et d'appliquer les différentes méthodes de traitement sur le signal ainsi obtenu, nous avons opté le plan de travail suivant :

Dans le chapitre premier, on présente le phénomène de fouillis de sol (clutter), un des facteurs critiques de la détection. On présente les lois théoriques du phénomène de réflexion radio des objets, on expose les différents modèles utilisés pour la représentation de la surface équivalente radar.

Dans le deuxième chapitre on donne les fondements théoriques et le principe de fonctionnement d'un radar. La connaissance des paramètres radar est nécessaire pour comprendre l'intérêt et les limites de chaque paramètre inclus dans l'équation radar.

Dans le troisième chapitre on expose le phénomène de cisaillement de vent et les facteurs qui lui donnent naissance.

Le quatrième chapitre est consacré au traitement du signal radar, le traitement des signaux aléatoires, les différentes méthodes d'estimation spectrale.

Le cinquième est le dernier chapitre, il est consacré à la simulation. L'application des méthodes spectrales sur les signaux météorologiques, la suppression du clutter et le calcul des paramètres météorologiques du cisaillement de vent.

CHAPITRE 1

GENERALITES SUR LE FOUILLIS DE SOL

Le problème fondamental pour un radar est de discerner les signaux de la cible recherchée en présence des signaux indésirables qui peuvent être, le bruit du récepteur ou d'une énergie externe, réfléchi par d'autres sources que la cible utile, généralement l'énergie externe d'un grand intérêt est le retour radar de la surface du sol connu par le fouillis de sol ou clutter.

On qualifie de clutter tout signal indésirable ou gênant à la détection radar. Les mesures radar peuvent être contaminées par des échos dus à des clutters ; des anomalies de propagation, chaffs, oiseaux, insectes ou gradient de l'index de réfraction. Le clutter sol tombe dans les trois catégories, clutter du lobe principal, clutter des lobes secondaires et réflexion d'altitude. Le retour du lobe principal trouve plusieurs applications, carte radar du terrain, altimétrie, navigation Doppler...etc., mais il constitue un clutter pour un radar qui doit détecter des cibles autre que le terrain; la détection des cibles devient difficile selon la nature du clutter.

1.1. Surface équivalente radar

Les caractéristiques de l'écho dépendent fortement de la taille et de la nature de la cible, l'énergie rétro-diffusée vers la source de l'onde constitue l'écho radar de la cible, l'intensité de cet écho est décrite explicitement par la surface équivalente radar (SER) appelée aussi surface d'écho ou surface effective, exprimée en m² [5].

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \cdot \frac{|E_s|^2}{|E_0|^2} \quad (1.1)$$

Avec:

E_0 : L'intensité du champ électrique de l'onde incidente heurtant la cible.

E_s : L'intensité du champ électrique de l'onde réfléchi au niveau du radar.

r : distance radar cible.

Qualitativement la SER d'un objet est une mesure de sa *taille*, vue par un radar, à une certaine longueur d'onde et polarisation.

A l'échelle logarithmique σ est exprimée par :

$$\sigma_{dBsm} = 10 \log_{10}(\sigma_{m^2})$$

La surface équivalente radar "est une mesure de l'intensité réfléchive d'une cible", elle sert à décrire les propriétés de réflexion de la cible ; et elle est en général fonction des [2]:

- Propriétés de l'onde (fréquence, polarisation).
- Angle d'incidence.

La SER a trois régions distinctes de réflexion, en fonction de la fréquence :

- Basses fréquences (région de Rayleigh).
 $\sigma \propto 1/\lambda^4$ ou $\sigma \propto (\text{volume})^2$.
- Région de résonance (région de Mie).
 σ Oscille en fonction du rayon électrique ka .
 $k=2\pi/\lambda$ le nombre d'onde et a , la dimension caractéristique de la cible.
- Haute fréquence (région d'optique)
 σ peut être indépendante de la fréquence.

La connaissance de la valeur de la surface équivalente radar de la cible σ , est très difficile à prévoir a priori, avec exactitude, compte tenu de l'extrême sensibilité de cette valeur aux différents paramètres à prendre en compte (forme et présentation de la cible, fréquence, polarisation, nature du matériaux,...), elle est généralement obtenue par des mesures effectuées par des radars étalonnés (*scatterometer*).

1.1.1. Surface équivalente radar d'une sphère

Parmi les cibles simples dont on peut calculer la SER, on donne la sphère, une sphère parfaitement conductrice est le plus simple des réflecteurs 3D, malgré la simplicité de sa surface géométrique et l'invariance de son écho avec l'orientation, la SER varie considérablement avec la taille électrique (ka), la solution exacte pour la réflexion d'une sphère conductrice est connue par une série de Mie [5]:

$$\frac{\sigma}{\pi a^2} = \left| \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n (2n+1)}{f_n(ka) \cdot [ka \cdot f_{n-1}(ka) - n f_n(ka)]} \right|^2 \quad (1.2)$$

Avec :

$$f_n(x) = \frac{2n-1}{x} \cdot f_{n-1}(x) - f_{n-2}(x)$$

$$f_0(x) = 1, \quad f_1(x) = \frac{1}{x} - i$$

La sommation infinie est tronquée à un nombre de termes N quand les termes additionnels deviennent négligeables.

$$N \approx 8.53 + 1.21 (ka) - 0.001(ka)^2, \text{ pour } ka < 100$$

a : Le rayon de la sphère

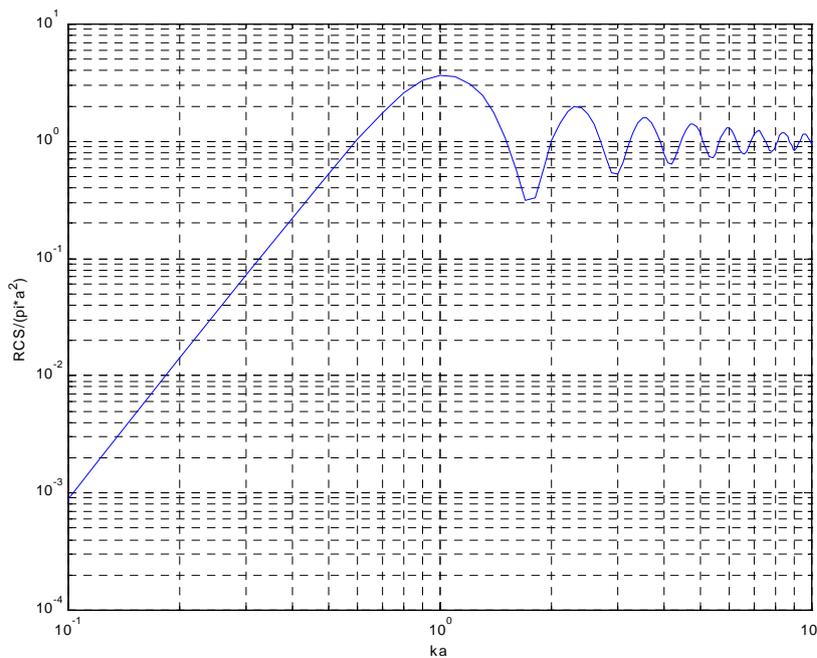


Figure 1.1 : Variation de la SER d'une sphère en fonction de son rayon électrique.

Pour une sphère dont la circonférence est très grande devant la longueur d'onde, le terme de droite de l'équation (1.2) devient égal à l'unité, c'est la région optique de la sphère. Pour des circonférences entre 0.5 et 10 de la longueur d'onde λ , le rapport de la SER sur la surface oscille autour de l'unité avec une valeur maximale à $ka \approx 1$ c'est la région de Mie (ou région de résonance) et pour des circonférences très petites devant la longueur d'onde, la SER devient proportionnelle à $(ka)^4$, c'est la région de Rayleigh.

1.2. Matrice de réflexion d'une cible

Une onde arbitraire peut être décomposée en composantes sphériques, θ et ϕ .
L'onde incidente est :

$$\vec{E}_i = E_{i\theta} \hat{\theta} + E_{i\phi} \hat{\phi}$$

Similairement l'onde réfléchie s'écrit :

$$\vec{E}_r = E_{r\theta} \hat{\theta} + E_{r\phi} \hat{\phi}$$

On définit le coefficient de réflexion par :

$$\sigma_{pq} = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \cdot \frac{|\vec{E}_{rp}|^2}{|\vec{E}_{iq}|^2} \quad (1.3)$$

où $p, q = \theta$ ou ϕ , p indique la polarisation de l'onde réfléchie et q indique la polarisation de l'onde incidente, en général on définit la matrice de réflexion qui relie l'onde incidente à l'onde réfléchie par :

$$\begin{bmatrix} E_{S\theta} \\ E_{S\phi} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{4\pi R^2}} \cdot \begin{bmatrix} S_{\theta\theta} & S_{\theta\phi} \\ S_{\phi\theta} & S_{\phi\phi} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$S_{pq} = \sqrt{\sigma_{pq}} e^{j\psi_{pq}}, \quad \psi_{pq} = \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im} \left(\frac{E_{Sq}}{E_{iq}} \right)}{\text{Re} \left(\frac{E_{Sp}}{E_{ip}} \right)} \right\}$$

1.3. Echo de surface

Le retour radar du terrain est défini par σ^0 , le coefficient de réflexion au lieu de σ la section efficace radar utilisée pour les cibles discrètes. Dans une région illuminée contenant n éléments réflecteurs, les puissances réfléchies s'ajoutent :

$$P_r = \sum_{i=1}^n \frac{P_{ti} \cdot G_{ti} \cdot A_{ri} \cdot \sigma_i}{(4\pi R_i^2)^2} = \sum_{i=1}^n \frac{P_{ti} \cdot G_{ti} \cdot A_{ri} \cdot (\sigma_i / \Delta A_i) \cdot \Delta A_i}{(4\pi R_i^2)^2} \quad (1.4)$$

où : ΔA_i est un élément de surface.

$$P_r = \sum_{i=1}^n \frac{P_{ti} \cdot G_{ti} \cdot A_{ri} \cdot \sigma^0 \Delta A_i}{(4\pi R_i^2)^2} \quad (1.5)$$

Où σ^0 est la valeur moyenne de $\left(\frac{\sigma_i}{\Delta A_i} \right)$.

La valeur moyenne de la puissance s'écrit :

$$\bar{P}_r = \frac{1}{(4\pi)^2} \cdot \int_{\text{surface ulliminée}} \frac{P_t \cdot G_t \cdot A_r \cdot \sigma^0 dA}{(R)^4} \quad (1.6)$$

La section efficace de rétro-diffusion est fonction de l'angle de vision (angle d'incidence) et du terrain :

$$\sigma^0 = \sigma^0(\theta, \varphi, \text{site}) \quad (1.7)$$

On utilise souvent, au lieu de σ^0 (coefficient de réflexion par unité de surface), un autre coefficient qui est le coefficient de réflexion par unité de surface projetée fig. (1.2)

$$\sigma_A^0 = \gamma \cdot d(\text{surface projetée}) = \gamma \cdot \cos \theta \cdot dA$$

$$\sigma^0 = \gamma \cdot \cos \theta$$

Le retour d'écho du terrain dépend de plusieurs facteurs :

- Paramètres du radar :
 - Longueur d'onde ;
 - Puissance ;
 - Surface illuminée ;
 - Direction d'illumination (en azimut et en élévation) ;
 - Polarisation.
- Paramètres du terrain :
 - Permittivité complexe ;
 - Rugosité de la surface ;
 - Homogénéité de la surface.

1.4. Effets des irrégularités du terrain

La réflexion spéculaire est définie comme étant la réflexion sur un plan lisse, elle obéit aux lois de réflexion de Fresnel ; à une incidence normale le coefficient de réflexion spéculaire, ou coefficient de réflexion de Fresnel est :

$$\Gamma_R = \frac{\eta_g - \eta_0}{\eta_g + \eta_0} \quad (1.8)$$

Où η_0 et η_g sont les impédances intrinsèques de l'air et de la terre respectivement.

Une partie de la puissance totale incidente réfléchié spéculairement d'un terrain rugueux est donnée par :

$$\rho_s = e^{-2 \cdot (2\pi\sigma_h / \lambda)^2} \quad (1.9)$$

σ_h : est la déviation standard de la variation de la hauteur de la surface.

Le facteur de perte de réflexion a été modifié par Boithias en accord avec les résultats mesurés, en assumant que la hauteur de la surface suit une distribution gaussienne :

$$\rho_s = \exp[-8(\pi\sigma_h \sin\theta_i)^2] \cdot I_0[8(\pi\sigma_h \cos\theta_i)^2]$$

Avec :

I_0 : fonction de Bessel du premier type et d'ordre zéro.

1.4.1. Critère de Rayleigh :

Si la surface réfléchissante est lisse, elle agit comme un miroir et les lois de la réflexion s'y appliquent, en réalité on a souvent affaire à des surfaces irrégulières, il en résulte des déphasages supplémentaires entre les sources secondaires, qui dépendent de la dimension des irrégularités et de la longueur d'onde.

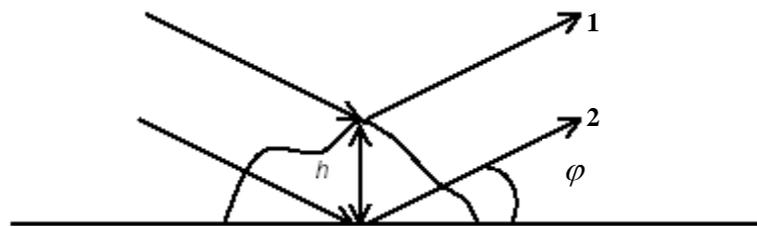


Figure 1.2 : Critère de Rayleigh.

Soit une irrégularité (un obstacle) de hauteur h , elle introduit entre les rayons 1 et 2 une différence de marche $\Delta l = 2h \cdot \sin \varphi$, donc un déphasage de :

$$\Delta \varphi = \frac{4\pi \cdot h}{\lambda} \cdot \sin \varphi \quad (1.10)$$

Si cette valeur est faible, les deux rayons sont presque en phase comme dans le cas de la réflexion spéculaire, si $\Delta \varphi = \pi$ les deux ondes sont en opposition de phase et s'annulent. Le critère de Rayleigh consiste à prendre, un peu arbitrairement, une limite $\Delta \varphi = \pi/2$ pour caractériser le passage d'une surface lisse à une surface rugueuse. On admettra donc que la réflexion n'est plus spéculaire (ou diffuse) si :

$$h > \frac{\lambda}{8 \cdot \sin \varphi} \quad (1.11)$$

De manière générale, le champ réfléchi par une surface rugueuse, est la somme de deux composantes, une composante spéculaire et une composante diffuse.

La composante spéculaire se caractérise par la réflexion de l'onde incidente sur une surface lisse (onde 2). La composante diffuse est, au contraire, émise dans toutes les directions, elle résulte des composantes rayonnées par des points d'une zone beaucoup plus étendue que l'on appelle surface luisante.

1.5. Modèles généraux du coefficient de clutter

Deux différents types de modèles ont été développés pour les mêmes données mesurées, un modèle linéaire simple et un autre non linéaire plus complexe, dans le premier cas les caractéristiques générales des réflecteurs, pour les différents angles d'incidence, sont connues, la réflexion est divisée en trois régimes (régions). Une formule empirique générale qui ajuste les valeurs mesurées pour presque tout type de terrain est de la forme :

$$\sigma^0 = A_i \cdot e^{-\theta/\theta_0} \quad (1.12)$$

Où :

$$\sigma_{db}^0 = 10 \log A_i - 4.3434 (\theta/\theta_0)$$

Les valeurs de A_i et de θ_i varient pour chaque région et sont déduites à partir des mesures, effectuées pour chaque type de terrain.

1.6. Régions et modèles de clutter

1.6.1. Clutter de mer

On distingue trois régions pour le clutter, séparées par l'angle de dépression, région de faible angle de dépression ψ , région plateau et région de grand angle de dépression.

1.6.1.1. Région de faible angle de dépression

La première région allant de $\psi = 0$ jusqu'à un angle critique ψ_C définie par un RMS élevé, avant cet angle la surface du clutter est considérée comme lisse selon le critère de Rayleigh et pour $\psi > \psi_C$, la surface est considérée comme rugueuse.

La surface est considérée lisse si :

$$\Delta h \cdot \sin \theta < \lambda / 8$$

Avec :

Δh : Hauteur moyenne des irrégularités(aspérités) du terrain ;

θ : L'angle entre les rayons incidents et les irrégularités moyennes de la surface ;

λ : Longueur d'onde.

L'angle critique peut être défini par :

$$\sin \varphi_C = \lambda / 4 \cdot h_e$$

h_e : rms de la hauteur de l'irrégularité de la surface.

D'après Morchin [2], la rugosité de la surface de la mer est donnée par :

$$h_e \approx 0.25-0.06 SS^{1.72}$$

SS : l'état de la mer (Sea State).

A des valeurs inférieures à l'angle critique, le réflecteur dépend d'un facteur de propagation qui caractérise l'interférence entre l'onde directe et indirecte :

$$|F|^4 = \left| 4\pi \left(\frac{h}{\lambda} \right) \cdot \sin \theta_g \right|^4 \quad (1.13)$$

Où :

F : Facteur de propagation ;

h : Hauteur de l'irrégularité de surface ;

θ_g : Angle de dépression (grazing angle)

Pour des angles de dépression inférieurs à l'angle critique, la surface équivalente radar est proportionnelle à F^4 donc à θ_g^4 .

1.6.1.2. Région plateau

Dans cette région, la dépendance de σ^0 de l'angle de dépression est beaucoup moins que dans la première région, l'expression de Katzin [2], dans cette région donne :

$$\sigma^0 = AN_0 \lambda^{-1} W_s 3.4 (1 \pm 2 \cdot 10^{-3})$$

Avec :

A : Facteur de conversion (0.009 quand la vitesse du vent est en Kt et 0.015 en m/s.

W_s : La vitesse du vent (Kt ou m/s)

N_0 : Une constante qui caractérise la relation entre les surfaces des facettes et le nombre de facettes par unité de surface, $N_0 = 7.2 \times 10^{-5}$.

1.6.1.3. Région d'angle de dépression élevé

Dans cette région, la composante diffuse devient faible ou disparaît, les facettes se comportent en réflecteurs spéculaires, le facteur de réflexion est plus grand pour les terrains lisses et la mer que pour les terrains rugueux.

Beckmann et Spizzichino donnent [2] :

$$\sigma^0 = (u / \tan^2 \beta_0) \cdot \exp(-\tan^2 \beta / \tan^2 \beta_0)$$

u : La réflectivité du clutter à $\psi=90^\circ$ (égale à 1 pour la mer et varie de 0.06 à 0.6 pour le clutter de terre), elle est fonction de la fréquence [2]:

$$u \approx -10 \log(4.7 \sqrt{f})$$

Avec :

f : la fréquence du radar donnée en GHz.

β : La bissectrice de l'angle entre les rayons incidents et réfléchis (pour une surface horizontale il est égale à $(90^\circ - \theta_g)$).

β_0 : Facteur de la pente moyenne des irrégularités des surfaces (radians),

Types de terrain	β_0 (rad.)
Bois	0.40
Désert	0.14
Montagne	0.50
Champ	0.20

Tableau 1.1 : Les différentes valeurs de β_0

$\beta_0 \approx 2.44(SS+1)^{1.08} \cdot (\pi/180)$, pour le clutter de mer.

Morchin propose un model généralisé qui donne le clutter de mer, valide pour les trois régions de clutter :

$$\sigma^0 = -64 + 6(SS+1) - 10 \log \lambda + 10 \log(\sin \theta_g) + 10 \log \left\{ \text{ctn}^2 \beta_0 \cdot \exp \left[\frac{-\tan^2(\pi/2 - \theta_g)}{\tan^2 \beta_0} \right] \right\} + \sigma_C^0 \quad (\text{dB})$$

Avec :

$$\theta_C^0 = \sin^{-1}(\lambda/4\pi h_e)$$

σ_C^0 : Le coefficient du clutter à l'angle critique.

1.6.2. Les états de mer

L'état de la mer est une méthode pour décrire la mer, dont la hauteur de la vague, la vitesse du vent et l'état de la mer sont reliés par la relation :

$$W_S = 10^{(B-0.14SS)} \quad (1.14)$$

$B = 0.65$, si la vitesse du vent est en Kt (nœud) et 0.36 , si elle est en m/s.

Le tableau (1.2) donne les caractéristiques de la vague en fonction de l'état de la mer, ce qui influe sur la réflectivité de la mer [2].

Etat de la mer	Hauteur de la vague (ft)	Période de la vague (sec)	Longueur de la vague (ft)	Vitesse de la vague (kt)	vitesse PARTICLE (ft/sec)	Vitesse du vent (kt)
0	(non reconnu comme état, généralement désigne une mer très calme)					
1(lisse)	0-1	0-2	0-20	0-6	0-1.5	0-7
2 (legerement lisse)	1-3	2-3.5	20-65	6-11	1.5-2.8	7-12
3(moderée)	3-5	3.5-4.5	65-110	11-14	2.8-3.5	12-16
4(agitée)	5-8	4.5-6	110-180	14-17	3.5-4.2	16-19
5(très agitée)	8-12	6-7	180-250	17-21	4.2-5.2	19-23
6(haute)	12-20	7-9	250-400	21-26	5.2-6.7	23-30
7(très haute)	20-40	9-12	400-750	26-35	6.7-10.5	30-45
8(précipitation)	>40	>12	>750	>35	>10.5	>45

Tableau 1.2 : Les paramètres de la mer pour les différents états de mer.

1.6.3. Clutter du sol

On y trouve aussi trois régions, le model qui les intègre est donné par Morchin [2] :

$$\sigma^0 = A - 10 \log \lambda + 10 \log(\sin \theta_g) + 10 \log \left\{ c \tan^2 \beta_0 \cdot \exp \left[\frac{-\tan^2(B - \theta_g)}{\tan^2 \beta_0} \right] \right\} + u + \sigma_c^0 \quad (\text{dB})$$

Avec :

$$\sigma_c^0 = -10 \log(\theta_c / \theta_g), \text{ pour le désert seulement, où } \theta_c > \theta_g \quad (\text{dB})$$

$$\theta_c = \sin^{-1}(\lambda / 4 \pi h_e) \quad \text{et} \quad h_e = 9.3 \beta_0^2$$

	A	β
Desert	- 29	0.14
Champ	- 24	0.20
Colline boisée	- 19	0.40
Montagnes	- 14	0.50

Tableau 1.3 : Différentes valeurs de A et β pour les différents types de terrain.

$$B = \begin{cases} \frac{\pi}{2} & \text{pour tout terrain, excepté les montagnes} \\ 1.24 & \text{pour les montagnes à cause de leur pente} \end{cases}$$

En général, le clutter de sol et le clutter de mer se comportent de façons similaires, dont le fait que plus le sol a une texture verticale, plus σ^0 est grand, pour les faibles angles de dépression. Le clutter du sol est un peu différent de celui de la mer et son analyse exige des données prélevées du site où le radar doit être utilisé.

Dans le cas réel, un grand nombre de réflecteurs élémentaires se combinent pour donner la valeur de σ^0 , la SER est généralement considérée comme une variable aléatoire. Plusieurs modèles ont été développés pour décrire le comportement aléatoire de σ^0 , ces modes (distributions) sont ceux communément utilisés pour modéliser les interférences dans les systèmes de communication.

1.6.3.1. Distribution de Rayleigh

Ce modèle ajuste empiriquement le clutter de mer et de sol, qui est composé de plusieurs petits réflecteurs dans la cellule de résolution :

$$\begin{cases} p(x) = (x / 2x_0^2) \cdot \exp(-x^2 / 2x_0^2) & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases}$$

Avec :

x : La variable indépendante normalisée à rms.

$2x_0^2$: La valeur moyenne de x^2 .

1.6.3.2. La loi log-normal

Cette loi ajuste, empiriquement, quelques types de clutters de sol, aux faibles angles de dépression, et aussi le clutter de mer à haute résolution, dans la région palier :

$$p(x) = x \sigma (2\pi)^{0.5} \cdot \exp\left[-(\ln x - \ln x_m)^2 / 2\sigma^2\right] \quad \text{Pour } x \geq 0$$

Avec :

x : La variable indépendante ;

x_m : La valeur médiane de x ;

σ : La déviation standard de $\ln x$.

1.6.3.3. La distribution K

Cette distribution a été proposée par Ward et Watts pour l'ajustement du clutter de mer.

$$p(x) = [2b / \Gamma(v)] \cdot (b \cdot x / 2)^v K_v^{-1}(b\sigma)$$

$$\log v = 2 / 3 \cdot \log \theta_g + 5 / 8 \log(\Delta X) + d - 1$$

Avec :

x : La puissance du clutter ;

K_v : La fonction de Bessel modifiée d'ordre v ;

b : Paramètre d'échelle ;

v : Paramètre de forme, décrivant la nature impulsive du clutter ;

θ_g : Angle de dépression ($0.1^\circ < \theta_g < 10^\circ$) ;

ΔX : La résolution de distance ($100\text{m} < \Delta X < 800\text{m}$) ;

d : -1/3 pour vagues se déplaçant vers ou loin du radar

+1/3 pour l'aspect transversale de la houle.

0 En l'absence de houle.

1.6.3.4. Distribution de Weibull

Cette distribution ajuste empiriquement le clutter de faible angle de dépression dans l'intervalle 0.5° à 5.0° pour des fréquences allant de 1 à 10 GHz. :

$$P(x) = (b\sigma_1^b - 1/a) \exp(-\sigma_1^b/a)$$

$$a = \sigma_m^b / \ln 2$$

$$\sigma_m = \left[x / (\ln 2)^2 \Gamma(1+1/b) \right]$$

Où :

σ_1 : le clutter normalisé,

b : paramètre de forme,

x : la SER moyenne du clutter.

1.6.4. Clutter atmosphérique

Ce type de clutter est un clutter de volume, et sa surface équivalente radar (SER) dépend d'un coefficient de clutter et du volume de la cellule de résolution radar $\sigma_A = \eta \cdot V$ avec $\eta = \sum \sigma_i$: La somme des SER des éléments individuels de chaque réflecteur.

Le clutter atmosphérique diffère du clutter de surface du fait que l'atmosphère est composée d'un ensemble de réflecteurs élémentaires simples (gouttes d'eau, grêle, grésil, oiseaux, insectes, ...).

Les gouttes d'eau, qui forment la pluie, sont de taille variable et supposées avoir une forme sphérique de diamètres D , celui-ci dépend du taux (intensité) de précipitation R mesuré en mm/h.

L'intensité de pluie R est un paramètre fondamental servant à décrire localement la pluie, sa mesure s'effectue soit directement au sol au moyen de pluviomètres ou d'appareils assimilés, soit de façon indirecte au moyen de radars météorologiques, un taux élevé implique une grande taille de la goutte, les échos météorologiques sont répartis en volume, leur nombre impose que leur taille soit prise en compte à travers une distribution probabiliste. Plusieurs mesures ont montrées que le nombre de gouttes par unité de volume de diamètres compris entre D et $D+dD$ suit une loi exponentielle :

$$n(D) = N_0 \cdot e^{-\lambda D} \quad (1.15)$$

On utilise généralement la relation Marshall et Palmer (M-P) pour $n(D)$:

$$n(D) = 8000 \cdot \exp(-8.2R^{-0.21}) \quad (1.16)$$

L'intensité de précipitation est donnée par :

$$R = \frac{\pi}{6} \cdot \int_0^{\infty} D^3 \cdot V(D) \cdot n(D) \, dD \quad (1.17)$$

Avec $V(D)$, la vitesse de chute des particules supposée de la forme :

$$V(D) = V_0 \left(\frac{D}{D_0} \right)^p \quad (1.18)$$

Pour des valeurs D inférieures à celles trouvées pour les tempêtes orageuses sévères (*thunderstorms*), la pluie est composée de gouttelettes de taille inférieures à la longueur d'onde ($D \ll \lambda$) avec $\lambda \leq 3$ cm (bande X), ces gouttelettes d'eau se comportent comme des réflecteurs de Rayleigh, leur réflectivité est proportionnelle à D^6 (ou à V^3). Les météorologistes utilisent le facteur Z pour décrire le coefficient de clutter, au lieu de la surface équivalente radar σ de la goutte :

$$Z = \sum D_i^6 \quad (1.19)$$

Z est aussi relié au taux de précipitation R par une relation empirique, notée Z-R de la forme :

$$Z = A \cdot R^B$$

Avec A, B des coefficients à déterminer expérimentalement.

On note ici la présence de plusieurs modèles de la relation Z-R selon le type de précipitation :

$$\eta = \int_0^{D_{\max}} \sigma(D) \cdot n(D) \, dD = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \cdot |K|^2 \cdot \int_0^{D_{\max}} D^6 \cdot n(D) \, dD \quad (1.20)$$

Sachant que :

$$Z = \int_0^{D_{\max}} D^6 \cdot n(D) \, dD \quad (1.21)$$

On peut écrire :

$$\eta = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \cdot |K|^2 \cdot Z \quad (1.22)$$

Avec :

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

$|K|^2 = 0.93$: Pour les gouttes d'eau (précipitation à l'état liquide).

$|K|^2 = 0.18$: Pour la glace (précipitation à l'état solide).

$m = n - ik$

m : indice complexe de réfraction.

n : index réfractif et k : coefficient de réfraction

Le facteur k dépend de la température, de la longueur d'onde et de la composition de la matière.

Il est à noter que l'approximation de Rayleigh n'est valable que pour ($D \ll \lambda$) et les gouttes sont supposées sphériques, dans ces conditions les gouttes sont supposées baignées dans un champ électromagnétique uniforme.

1.7. Spectre Doppler

La fréquence Doppler est une composante importante du clutter, particulièrement pour les radars qui utilisent des fréquences de récurrence des impulsions (PRF) faibles, ils sont très limités dans la largeur de bande des fréquences.

1.7.1. Doppler de mer

Pour le clutter de mer, deux paramètres de vitesse doivent être considérés, la vitesse nette et la largeur spectrale, le décalage Doppler du clutter de mer est déterminé par la

hauteur de la vague, la profondeur de l'eau et autre facteurs qui déterminent la vitesse de la vague, dans certains cas où un vent local fort souffle sur la surface de la mer, on a une composante de la vitesse nette, la vitesse de la vague qui est approximativement égale à la vitesse du vent.

La distribution statistique de la vitesse du clutter de mer est généralement considérée gaussienne avec une déviation standard de :

$$\sigma_V = 0,101 \cdot W_S$$

Avec :

W_S : vitesse du vent qui dépend aussi de l'état de la mer.

$$W_S = 10^{B-0.14 SS}$$

La déviation standard devient :

$$\sigma_V = 0,101 \cdot 10^{B-0.14 SS}$$

Avec :

$B=0.65$ si W_S en nœud et 0.36 , si W_S est en m/s

Nathanson, Long et autres ont montré que, dans certains cas, les distributions spectrales du clutter de mer et du sol peuvent être exprimés par une relation de la forme :

$$P(f) = \frac{1}{1+(f/f_c)^n} \quad (1.23)$$

f_c : la fréquence de la moitié de la puissance

n : une constante généralement égale à 3.

1.7.2. Spectre du clutter de sol

Il diffère du clutter de mer dans plusieurs aspects importants, il est causé par le mouvement de la végétation dans le vent, présence de réflecteurs non naturels ou industriels. Le spectre de puissance du clutter n'ajuste pas toujours une approximation gaussienne, le clutter de sol est généralement considéré par l'équation (1.23), pour un terrain emboisé, par exemple Pollon donne $f_C = 1,33 \exp(0,0272 W_s)$ [2].

1.7.3. Spectre atmosphérique

Le mouvement des particules atmosphériques (précipitations et autres) est, généralement, le mouvement de l'air qui les contient, le spectre est le résultat du cisaillement de vent et du volume de la cellule de résolution, la relation (1.24) donne la déviation standard σ_{shear} de la vitesse du cisaillement en fonction de la largeur de faisceau de l'antenne [2].

$$\sigma_{\text{shear}} = 0.00733 k_{\text{shear}} R \theta_{2\text{-EL}} \quad (1.24)$$

σ_{shear} : La déviation standard du cisaillement de vent (m/s), limitée à 6m/s

k_{shear} : Constante du cisaillement.

σ_{shear} à une limite supérieure de 6m/s pour des largeur de faisceau $\leq 2.5^\circ$, limitée aussi en distance. Pour la pluie, la distribution de la puissance peut être supposée gaussienne avec les paramètres [1] :

Moyenne : $f = 2V_w/\lambda$

V_w la vitesse moyenne du vent (porteur des réflecteurs) à l'altitude considérée.

La variance

$$\sigma^2 = 1 + 1.76 \cdot 10^{-2} \left(\frac{\lambda}{T_E} \right)^2 + 2.08 \cdot 10^{-6} D^2 \varphi^2 \quad (1.25)$$

T_E : Le temps en seconde mis par l'antenne pour tourner de son ouverture à 3 dB en gisement (en l'absence de balayage, le terme $1/T_E$ est nul).

D : La case distance considérée.

1.8. Représentation mathématique du signal reçu

Le signal émis $u_e(t)$ se compose d'une modulation $u(t)$, train d'impulsions carrées qui module une onde porteuse à la fréquence f_0 , $u_e(t)$ s'écrit alors :

$$u_e(t) = \Re \left[u(t) e^{j2\pi f_0 t} \right]$$

Le signal reçu à l'instant t provient du signal émis à l'instant $t-\tau(t)$ où $\tau(t)$ est le retard dû au trajet aller-retour (radar-cible).

Si la cible ayant une SER constante se déplace à la vitesse radiale V_r à partir de la distance D_0 pour $t=0$ sur la droite d'équation $D=D_0-V_r.t$ et si t_1 est la solution de :

$$D=D_0- V_r.t_1= -c.(t_1-t), \text{ on peut écrire } \tau(t)=2.(t-t_1)$$

Le signal reçu s'écrit : $s_r(t) = \Re \left[s(t) e^{j2\pi f_0 t} \right]$

$$s(t) = Au \left(\frac{c+v_r}{c-v_r} t - \frac{2D_0}{c} \right) e^{j2\pi \frac{2v_r}{\lambda} \left(1 - \frac{v_r}{c} \right)} e^{j\varphi} = I(t) + jQ(t)$$

Avec :

$$A = \sqrt{\frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 D^4 l}} \quad : \text{ L'atténuation du signal émis.}$$

$$\varphi = -2\pi \frac{2D_0}{\lambda} \quad : \text{ Un terme de phase constant.}$$

$$s_r(t) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) + jQ(t) \sin(2\pi f_0 t)$$

Pour les cibles réelles $\frac{V_r}{c} \ll 1$, $s(t)$ s'écrit :

$$s(t) = Au \left(t - 2 \frac{D_0 - v_r t}{c} \right) e^{j2\pi \frac{2v_r}{\lambda} t} e^{j\varphi} = Au(t - t_0) e^{j2\pi f_0 t} e^{j\varphi}$$

La cible rétro diffuse une partie de l'énergie émise avec le signal $u(t)$, le signal reçu à l'instant t est égal au signal émis affecté d'un coefficient d'atténuation A retardé de $t_0 \approx 2D_0/c$ et d'une phase aléatoire φ .

Le retour du aux lobes secondaires est toujours indésirable appelé clutter des lobes secondaires (SLC : Side Lobe Clutter), il est moins intense que celui du lobe principal mais il couvre une plus large bande de fréquences, les lobes secondaires se diffusent dans toutes les directions et même en arrière, il en résulte une bande qui s'étend d'une fréquence positive qui correspond à la vitesse du radar $f_d = 2V_r/\lambda$ à une fréquence égale mais dans le sens négatif.

L'amplitude de ce clutter dépend de plusieurs facteurs, on en cite :

- Le gain des lobes secondaires dans une direction donnée ;
- La nature du terrain (cible), où son coefficient de rétro diffusion.

1.9. Retour d'altitude

Le lobe principal est le plus important, il est porteur d'information à cause de son gain élevé, Ce clutter du aux lobes secondaires qui interceptent le terrain, donne l'altitude absolue de l'avion, c'est un clutter qui peut être plus fort que celui du lobe principal, concentré autour de la fréquence zéro Doppler lorsque l'avion vole en croisière il donne l'altitude absolue de l'avion.

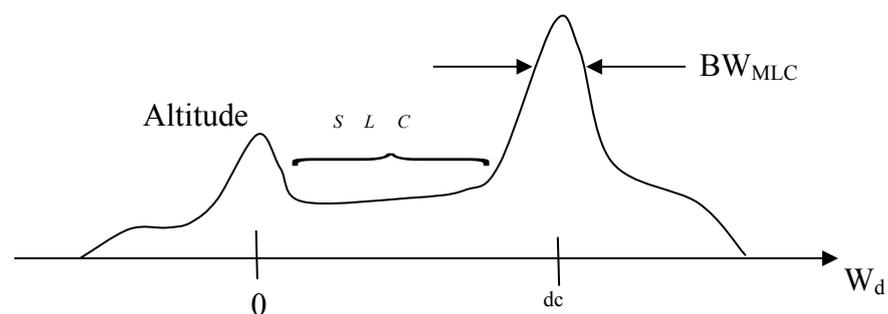


Figure 1.3 : Différentes formes du clutter de surface.

CHAPITRE 2

LE RADAR METEOROLOGIQUE

Les types d'informations qui peuvent être tirées de la détection radar, dépendent des paramètres opérationnels du radar, des cibles et du milieu de propagation.

La différence principale entre les radars météorologiques et les autres radars réside dans la nature des cibles, les cibles météorologiques sont distribuées dans l'espace et occupent une grande partie de la cellule de résolution. Il est encore nécessaire de faire des mesures quantitatives à partir des caractéristiques des signaux reçus, dans le but d'estimer leur paramètres comme le taux de précipitation, type de précipitation, mouvement de l'air, turbulence et cisaillement de vent, et il est important que ces mesures soient d'une grande précision.

2.1. Principe du Radar météorologique

Dans la conception des radars météorologiques, plusieurs considérations doivent être prises, à savoir, l'atténuation, l'ambiguïté distance-vitesse, et le fouillis de sol. Pour avoir une résolution spatiale adéquate, la combinaison de ces trois facteurs exige la sélection de la longueur d'onde entre 3 et 10 cm, pour la majorité des radars météorologiques [2], [5].

L'équation radar de la réflexion d'une seule cible discrète est donnée par :

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 r^4} \quad (2.1)$$

La puissance reçue de la réflexion, à partir d'un volume isotropique plein de réflecteurs est la somme des puissances reçues des réflecteurs individuels :

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \theta \phi h}{512\pi^2 r^2} \cdot \eta \quad (2.2)$$

Avec le volume de réflexion :

$$V \approx \pi \left(\frac{r\theta}{2} \right) \left(\frac{r\phi}{2} \right) \cdot \left(\frac{c\tau}{2} \right) \quad (2.3)$$

θ et ϕ : les largeurs du faisceau en azimut et en élévation

η : Coefficient de réflexion par unité de volume.

$$P_r = \frac{P_i \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot r^4} \cdot \sum \sigma_i \quad (2.4)$$

Le volume de résolution est donné par la figure (2.1)

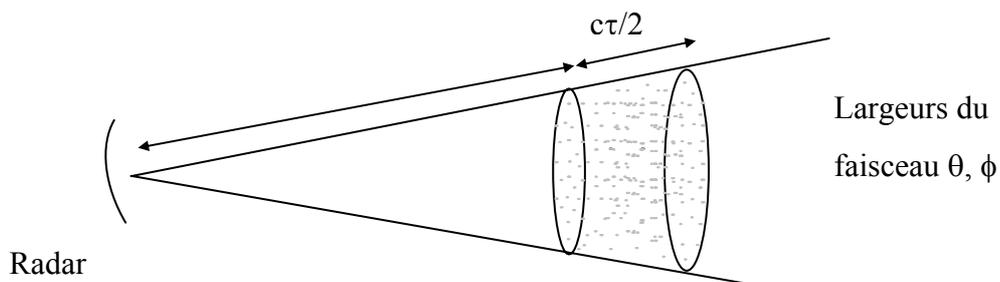


Figure 2.1: Volume de résolution d'une impulsion.

Sachant que $\eta = \frac{\sum \sigma}{V}$ on aura alors :

$$P_r = \frac{P_i \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{512} \frac{\theta \cdot \phi \cdot c \cdot \tau}{r^2} \cdot \eta$$

Avec :

η : est la réflectivité par unité de volume.

Cette équation suppose que le gain est uniforme dans les limites de 3dB, ce qui conduit à des erreurs de mesures, un gain moyen, généralement inférieur que le gain axial (sur l'axe radioélectrique), a été ajouté. Le volume effectif doit être définie comme l'intégrale à travers ce faisceau, au lieu de la région de 3dB, avec l'hypothèse d'une illumination gaussienne on aura :

$$\bar{P}_r = P_i \cdot \frac{G^2 \cdot \lambda^2}{512} \frac{\theta \cdot \phi \cdot c \cdot \tau}{\pi^2 r^2 (2 \ln 2)} \cdot \eta \quad (2.5)$$

Avec le terme correctif $2 \cdot \ln 2$ qui tient compte de la gaussianité du faisceau.

Pour un réflecteur sphérique isolé et petit devant la longueur d'onde du radar, (approximation de Rayleigh, i.e $D_i \leq \lambda/16$), la SER est reliée au rayon de la sphère par [24] :

$$\sigma_i = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 \cdot D_i^6 \quad (2.6)$$

Le facteur de réflexion Z est donné par la relation :

$$Z = \sum D_i^6 = \int_0^\infty N(D) \cdot D^6 \cdot dD \quad (2.7)$$

La puissance moyenne réfléchie devient :

$$\bar{P}_r = \frac{\pi^3 \cdot c}{1024 \cdot \ln 2} \left[\frac{p_i \cdot \tau \cdot G^2 \cdot \theta \cdot \phi}{\lambda^2} \right] \cdot \left[|K|^2 \frac{Z}{r^3} \right] \quad (2.8)$$

Si $\theta = \phi$ dans l'équation (2.8), cette relation devient :

$$\bar{P}_r = \left[\frac{p_i G^2 \theta^2 \tau \pi^3 |K|^2 L}{1024 \cdot (\ln 2) \lambda^2} \right] \cdot \frac{Z}{R^2} \quad (2.9)$$

L : facteur de pertes du signal.

L'équation de réflectivité (2.9), ou équation de Probert-Jones (P-J), est généralement utilisée pour l'estimation de la réflectivité Z .

A l'échelle logarithmique on a $10\log_{10} \bar{P}_t = 10\log Z - 20\log C$, où C est une constante qui peut être considérée comme la sensibilité, déterminée par les paramètres du radar et le caractère diélectrique.

Par convention P est mesurée en mW et la quantité $10\log P$ en dBm (décibel relatif au milliwatt), Z est mesurée en mm^6/mm^3 et $10\log Z$ le facteur de réflectivité en dBZ

La relation de Marshall Palmer (M-P) donne :

$$Z = N_0 \frac{6!}{\Lambda^7} = N_0 \frac{6!}{(41)^7} R^{4.7} \quad (2.10)$$

Ceci est en accord avec la relation empirique :

$$Z = 200 R^{1.6}$$

On note ici l'existence de plusieurs modèles **M-P** selon la nature de précipitation.

Une limitation fondamentale du radar est le niveau de bruit du récepteur. Les radars bien conçus ont des niveaux de bruit de -105 à -110 dBm. Pour les radars météo typiques les valeurs du facteur de sensibilité C sont tel que le taux de pluie minimum détectable pour une distance de 10miles est dans l'ordre de 0.1 mm/h correspondant à la bruine.

D'autres relations empiriques ont été déterminées entre le facteur de réflectivité et le contenu de précipitation L pour la pluie $Z = 2.4 \cdot 10^4 L^{1.82}$.

L est donné en g/m^3 et Z en mm^6/mm^3 .

2.2. Paramètres d'un radar

2.2.1. Antenne

L'antenne sert à deux principales fonctions, c'est un élément d'adaptation d'impédance, qui adapte l'impédance caractéristique de la ligne de transmission à l'impédance intrinsèque de l'espace libre, cette adaptation est nécessaire pour éviter les réflexions indésirables vers la source ou la charge, l'antenne est conçue pour diriger les radiations électromagnétiques dans la direction désirée et aussi à la collecte des signaux réfléchis.

Un autre paramètre important est la dimension du réflecteur, les diamètres typiques pour les réflecteurs des radars météorologiques varie entre 30cm jusqu'à 10m.

Dans les radars mono-statiques, une seule antenne est utilisée pour l'émission et la réception, à l'émission elle sert à concentrer l'énergie électromagnétique émise dans une direction donnée privilégiée de l'espace, l'énergie de radiation se propage radialement loin de la source et s'atténue avec le carré de la distance, la puissance dp interceptée par l'élément de surface $dS = r^2 d\Omega$, définit la puissance par unité de surface ou la densité de puissance de la radiation $\frac{dp}{ds} = \frac{dp}{r^2 \cdot d\Omega}$, on définit aussi l'intensité de radiation $u(\theta, \phi)$, qui est l'intensité de puissance par unité d'angle solide $u(\theta, \phi) = \frac{dp}{d\Omega}$, la puissance totale radiale est obtenue en intégrant cette équation sur l'angle solide $d\Omega = \sin\theta \cdot d\theta \cdot d\phi$

$$p_{\text{rad}} = \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} u(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.11)$$

Pour le cas isotropique, la radiation est la même dans tous les angles solides, pour une sphère on a $\Omega_{\text{sphère}} = 4\pi$, l'intensité isotropique de radiation est :

$$U_{\text{is}} = \left(\frac{dp}{d\Omega}\right)_{\text{is}} = \frac{p_{\text{rad}}}{\Omega_{\text{sphère}}} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} u(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.12)$$

La puissance radiée isotropiquement par unité de surface est :

$$\left(\frac{dp}{dS}\right)_{is} = \frac{U_i}{r^2} = \frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \quad (2.13)$$

Le gain en directivité ou gain directif d'une antenne dans une direction donnée (θ, ϕ) est l'intensité de radiation normalisée par l'intensité isotropique correspondante (watt/stéradian).

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_i} = \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}/4\pi} = \frac{4\pi}{P_{rad}} \cdot \frac{dp}{d\Omega} \quad (2.14)$$

Il mesure la possibilité de l'antenne à diriger sa puissance dans une direction donnée, son maximum M_{ax} est appelé la directivité de l'antenne qui est dans une direction particulière (θ_0, ϕ_0) .

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_i} = \frac{U(\theta_0, \phi_0)}{U_i} \quad (2.15)$$

2.2.2. Gain en puissance

Le gain de l'antenne ou gain de puissance évoque les pertes de l'antenne, il est donné par :

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{(P_T/4\pi)} = \frac{4\pi}{P_T} \cdot \frac{dp}{d\Omega}$$

Où p_T est la puissance délivrée à l'antenne dans le cas réel p_T est différente de p_{rad} , à cause de plusieurs facteurs, pertes ohmiques, pertes dues aux diélectriques entourant l'antenne..., ces pertes sont caractérisées par l'efficacité de l'antenne, ou facteur d'efficacité :

$$e = \frac{P_{rad}}{P_T}$$

Dans le cas idéal (antenne sans pertes), $e=1(P_{rad}=P_T)$, dans ces conditions on aura :

$$G(\theta, \phi) = U(\theta, \phi)$$

$$G = 4\pi \cdot \frac{U}{P_T} = e \cdot 4\pi \cdot \frac{U}{P_{rad}} \quad \text{Ou} \quad G(\theta, \phi) = e \cdot D(\theta, \phi)$$

Le gain normalisé est :

$$g(\theta, \phi) = \frac{G(\theta, \phi)}{G_{\max}} = \frac{D(\theta, \phi)}{D_{\max}} = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{\max}} \quad (2.16)$$

Pour une antenne réelle on a : $P_t = e \cdot P_0$ avec η : coefficient d'efficacité de radiation de l'antenne ce qui donne $G = e \cdot G_D$, cela montre que le gain d'antenne est toujours inférieur à la directivité sauf pour le cas idéal où l'antenne est sans pertes $\eta=1.0$ et $G=G_D$.

2.2.3. Ambiguïté des mesures

Quand on a plusieurs impulsions émises on a possibilité d'ambiguïté, cela se produit lorsque les échos reçus ne correspondent pas aux impulsions émises, la distance maximale mesurable est déterminée par la période de récurrence des impulsions appelée encore distance non ambiguë.

$$R_{amb} = \frac{cT_R}{2} = \frac{c}{2PRF} \quad (2.17)$$

Pour augmenter la portée du radar, on choisit $T_p \geq \frac{2R}{c}$.

Dans le but de déterminer les vitesses des cibles, les signaux reçus sont échantillonnés d'une impulsion à l'autre pour la même case distance, à une fréquence qui est généralement la fréquence de récurrence $PRF=1/T_R$, avec cette fréquence d'échantillonnage la fréquence Doppler maximale restituée est de $PRF/2$ ou fréquence de Nyquist (théorème d'échantillonnage).

Ceci donne une vitesse maximale détectable appelée vitesse ambiguë :

$$v_{amb} = \frac{\lambda}{2} \cdot f_{d_{max}} = \frac{\lambda}{2} \cdot \left(\frac{PRF}{2} \right) = \frac{\lambda}{4} \cdot PRF \quad (2.18)$$

La distance non ambiguë est $\Delta r = \frac{c}{2 PRF}$

Sachant que : $\Delta f = \pm \frac{PRF}{2}$

$$\Delta v = -(\lambda/2) PRF$$

On aura :

$$\Delta v \Delta r = \frac{\lambda \cdot c}{4}$$

Ceci traduit l'influence entre la résolution distance et la résolution de la vitesse.

Pour qu'il n'y ait aucune ambiguïté, il faudra que les fréquences Doppler de toutes les cibles qui se rapprochent ne dépassent pas $PRF/2$ et que les Doppler de toutes les cibles qui s'éloignent ne dépassent non plus $PRF/2$, il faudra donc avoir dans tous les cas $PRF \geq 2 f_d$, il faut donc prendre $PRF > 4V_{max}/\lambda$ si V_{max} est la vitesse maximale envisagée pour les cibles.

Lorsque la vitesse radiale V_r est telle que $T_R = n \frac{\lambda}{V_r}$, la vidéo bipolaire semble constante, le spectre se présente sous forme d'un peigne avec des raies aux fréquences f_0 .

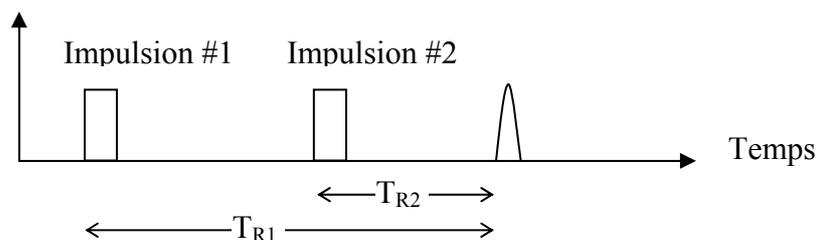


Figure 2.2 : Ambiguïté distance.

2.2.4. Cohérence

La cohérence se comporte avec le traitement radar de la phase du signal, on trouve trois niveaux de cohérence dans le radar : Cohérent, cohérent à la réception et non cohérent.

Elle signifie la continuité dans la phase d'une impulsion à l'autre, le premier front d'onde d'une impulsion est séparé du dernier front d'onde de l'impulsion précédente par un nombre entier de longueur d'onde.

2.2.4.1. Effet de la cohérence

Avec une transmission non cohérente, le lobe principal du spectre est étalé sur une large bande de fréquences alors que pour un signal cohérent le spectre est composé d'un ensemble de raies espacées d'une distance égale à la fréquence de répétition de l'impulsion (PRF), pour une même PRF et une même largeur d'impulsion τ on remarque que l'amplitude du spectre est plus élevée pour une transmission cohérente.

Donc la cohérence permet d'améliorer détection des fréquences Doppler faibles.

Quelques conditions doivent être satisfaites pour que le radar détecte les fréquences Doppler faibles.

- Le radar est cohérent ;
- PRF élevé pour l'espacement des lignes spectrales ;
- la durée du train d'impulsions est grande pour avoir des lignes spectrales étroites ;

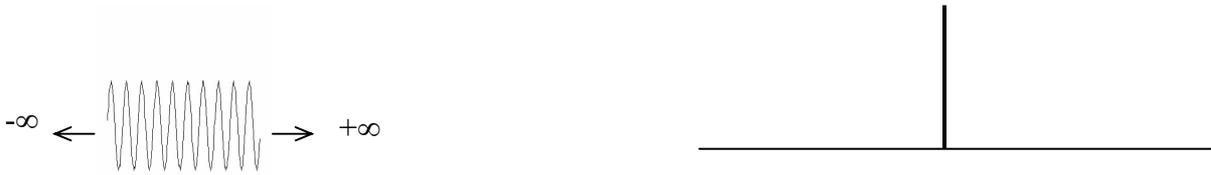


Figure 2.3 : Signal sinusoïdal infini.

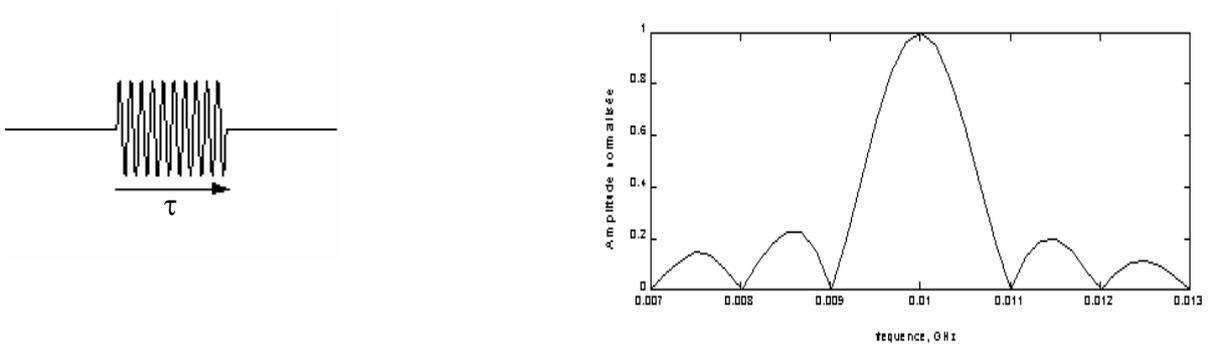


Figure 2.4 : Signal sinusoïdal de durée limitée

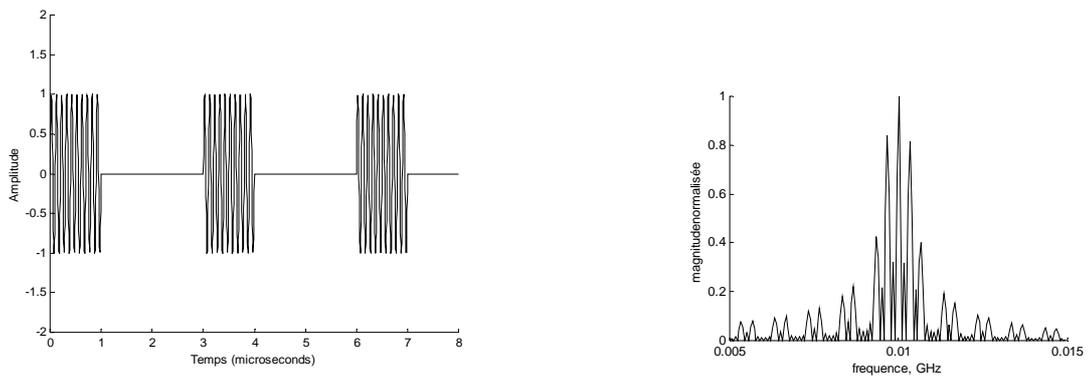


Figure 2.5 : Spectre normalisé d'un train de trois impulsions cohérentes.

Un train d'impulsions cohérentes est montré sur la figure (2.5), la cohérence implique que les impulsions sont des sections périodiques de la même sinusoïde parente. La longueur finie du train d'impulsions peut être exprimée par le produit de trois fonctions du temps :

- Un train d'impulsions infini, exprimé sous forme de série de Fourier :

$$f_1(t) = a_0 + \sum_1^{\infty} a_n \cdot \cos(n\omega_0 t)$$

$$a_0 = \frac{1}{T_p} \int_{p-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} (1) dt = \frac{\tau}{T_p}$$

$$a_n = \frac{2}{T_p} \int_{p-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \cos(n\omega_0 t) dt = \frac{2\tau}{T_p} \cdot \text{sinc}(n\omega_0 T_p / 2)$$

- Une fenêtre rectangulaire, de longueur $N_p T_p$, où N_p est le nombre d'impulsions :

$$f_2(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq N_p T_p \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

- Une fonction sinusoïdale de fréquence porteuse ω_c .

$$f_3(t) = A \cdot \cos(\omega_c t)$$

La fonction $f(t) = f_1(t) \cdot f_2(t) \cdot f_3(t) = \frac{A\tau}{T_p} \left\{ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \cos(n\omega_0 t) \cdot \text{sinc}(n\omega_0 \tau / 2) \right\} \cdot \cos(\omega_c t)$

$$F(\omega) = \frac{A\tau N_p}{T_p} \left\{ \text{sinc}\left(\frac{\omega + \omega_c}{2} \frac{N_p T_p}{2}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} \text{sinc}\left(n\omega_0 \frac{\tau}{2}\right) \left[\text{sinc}\left(\frac{\omega + \omega_c + n\omega_0}{2} \frac{N_p T_p}{2}\right) + \text{sinc}\left(\frac{\omega + \omega_c - n\omega_0}{2} \frac{N_p T_p}{2}\right) \right] \right. \\ \left. + \text{sinc}\left(\frac{\omega - \omega_c}{2} \frac{N_p T_p}{2}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} \text{sinc}\left(n\omega_0 \frac{\tau}{2}\right) \left[\text{sinc}\left(\frac{\omega - \omega_c + n\omega_0}{2} \frac{N_p T_p}{2}\right) + \text{sinc}\left(\frac{\omega - \omega_c - n\omega_0}{2} \frac{N_p T_p}{2}\right) \right] \right\}$$

2.3. Effet Doppler

L'effet Doppler intervient lorsqu'une source (principale ou secondaire) ou l'observateur sont en mouvement relatif l'un par rapport à l'autre. Il s'agit d'un simple problème de changement de référentiel, qui fait donc intervenir la transformation de Galilée en physique classique, où la transformation de Lorentz en physique relativiste.

Lorsqu'un signal radio est réfléchi par un objet se déplaçant vers ou loin du radar, sa fréquence est décalée (déphasé) suivant la variation de la distance qui les sépare, la vitesse de l'objet peut être mesurée connaissant la valeur et le sens de ce changement.

L'effet doppler est le changement effectif de la fréquence d'un signal reçu dû à la vitesse relative de l'émetteur par rapport au récepteur.

Si la distance entre le radar et le réflecteur change la phase change aussi, créant ainsi un déphasage Doppler. Un déphasage positif correspond à une vitesse radiale négative indique un mouvement vers le radar, un déphasage négatif pour un déplacement loin du radar.

Dans le cas où la cible est en mouvement et le radar est stationnaire, la relation entre f_0 et f_r peut être écrite sous la forme :

$$f_r = f_0 \cdot \left(\frac{1 - \frac{v_r}{c}}{1 + \frac{v_r}{c}} \right)$$

où V_r est la vitesse de la cible suivant la ligne reliant le radar a la cible.

on note par la fréquence Doppler $f_D = f_r - f_0$.

$$\begin{aligned} f_D &= f_0 \cdot \left(\frac{1 - \frac{v_r}{c}}{1 + \frac{v_r}{c}} - 1 \right) \\ f_D &\approx f_0 \cdot \left(1 - \frac{2v_r}{c} + \dots - 1 \right) \approx -f_0 \cdot \frac{2v_r}{c} = -\frac{2v_r}{\lambda} \\ f_D &\approx -\frac{2\dot{R}}{\lambda} \text{ Ou } f_D \approx \frac{2V_R}{\lambda} \end{aligned} \tag{2.19}$$

V_R : la différence des vitesses radiales (sur la ligne optique) du radar et de la cible.

Cette relation est valide pour les radars actifs, et pour les radars passifs on utilise :

$$f_D \approx -\frac{\dot{R}}{\lambda}$$

2.4. Spectre du radar impulsionnel

La périodisation du signal émis dans le temps se traduit par un échantillonnage (discrétisation) dans le domaine fréquentiel, si les impulsions sont émises avec une période de récurrence T_R leur spectre est constitué de raies espacées de $F_R=1/T_R$.

Le spectre transmis est composé de raies discrètes à la fréquence porteuse f_0 et aux fréquences latérales $f_0 \pm if_r$, où le f_r est le PRF, d'une enveloppe de la forme $(\sin x/x)$, pour les impulsions rectangulaires. Le spectre reçu, d'une cible, possède des lignes spectrales (ou un spectre) décalées de la fréquence porteuse, suivant la vitesse relative radiale entre le porteur du radar et la cible, ce déphasage est donné par :

$$f_d = \frac{2V_R}{\lambda} \cdot \cos \psi_0 \quad (2.20)$$

Pour un radar mobile, la cible fixe est détectée à la fréquence :

$$f_0 + f_D = f_0 + \frac{2V_R}{\lambda} \cdot \cos \psi_0 \quad (2.21)$$

Avec :

V_R : la vitesse du radar et ψ_0 l'angle de scan du radar.

La cible mobile apparaît à la fréquence :

$$f_0 + f_{MB} + f_T = f_0 + \frac{2V_R}{\lambda} \cdot \cos \psi_0 + \frac{2V_T}{\lambda} \cdot \cos \psi_T \quad (2.22)$$

2.4.1. Longueur d'onde

Le choix de la longueur d'onde est critique, l'objectif principal de la mission doit déterminer la longueur d'onde du radar. Un radar aéroporté doit répondre à certaines contraintes d'encombrement et de complexité, il doit avoir une surface minimale ; cette aire est directement proportionnelle à la longueur d'onde utilisée.

Les fréquences élevées permettent d'utiliser des dimensions réduites de l'antenne. Pour l'atmosphère, la réflectivité devient notable, dans la bande S et les bandes supérieures. Dans ces fréquences, la réflectivité rend la pluie visible ($\lambda \gg D$). La gamme de fréquences utilisée pour les radars est extrêmement étendue, elle varie de 400MHz à 100GHz, elle couvre ainsi les bandes :

UHF, L, S, Cx, Ku, K, Ka, X et W.

Le choix de la longueur d'onde utilisée par un radar est issu de compromis dépendant de nombreux facteurs tels que :

- Les propriétés des ondes électromagnétiques,
- Les missions et objectifs opérationnels,
- Les volumes et technologies utilisées.

Les radars qui utilisent la bande L sont essentiellement ceux basés au sol ils sont utilisés dans les opérations militaires et dans le contrôle du trafic aérien se sont de radars longue portée, la plupart des radars sol utilisent la bande S et la majorité des radars météorologiques utilisent la bande C, utilisée aussi dans la recherche moyenne portée.

La bande X est utilisée dans les systèmes radar où la dimension de l'antenne représente une contrainte ou une limitation physique.

Les bandes supérieures (Ku, K, Ka) souffrent d'une grande atténuation atmosphérique, pour cette raison là ces radars sont utilisés dans les applications courte distance

Les radars millimétriques sont limités aux très courtes distances et aux systèmes de radars de recherche ou expérimentaux.

Bande	Fréquence	Longueur d'onde	Nouvelle désignation GHz
HF	3-30 MHz	100-10 m	A
VHF	30-300 MHz	10-1 m	A < 0.25 ; B > 0.25
UHF	300-1000 MHz	1-0.3 m	B < 0.5 ; B > 0.5
L	1-2 GHz	30-15 cm	D
S	2-4 GHz	15-8 cm	E < 3 ; F > 3
C	4-8 GHz	8-4 cm	G < 6 ; H > 6
X	8-12.5 GHz	4-2.5 cm	I < 10 ; F > 10
k _u	12.5-18 GHz	2.5-1.7 cm	J
K	18-26.5 GHz	1.7-1.2 cm	E < 20 ; F > 20
K _a	26.5-40 GHz	1.2-0.75 cm	K
MMW	40-300 GHz	7.5-1 mm	L < 60 ; M > 60

Tableau 2.1 Les bandes de fréquences radar.

2.4.2. Fréquence de répétition des impulsions (PRF)

Les radars Doppler impulsions sont divisés en deux catégories, moyenne et hautes PRF, dans la première les distances et les vitesses des cibles sont en générale ambiguës mais dans les hautes fréquences de récurrences la distance est ambiguë mais pas la vitesse ou, à la limite, on trouve une seule ambiguïté (distance ou vitesse).

2.4.2.1. PRF faibles (LPRF)

Le radar attend le retour des échos, de la dernière impulsion émise, pour transmettre une autre impulsion, ce qui permet d'éviter l'ambiguïté distance, à ces taux faibles de PRF les fréquences Doppler sont mal résolues, on dit qu'on a une ambiguïté de vitesse.

Le PRF faible est préférable pour une bonne résolution distance, il est utile pour l'imagerie radar du terrain, en opération air-air le clutter d'altitude peut être rejeté avec la

résolution distance. Le rapport cyclique est faible, ce qui exige l'utilisation des puissances d'émission élevées.

2.4.2.2. PRF élevé (HPRF)

Dans ce mode les lignes spectrales sont suffisamment espacées, ce qui augmente la résolution en fréquence Doppler, par conséquent les vitesses, l'intervalle entre impulsions est réduit, on dit qu'on a une ambiguïté distance.

Pour la détection des cibles à grandes distances, l'utilisation de faibles puissances suffit, l'énergie transmise peut être obtenue avec des pics de puissance faibles, (rapport cyclique élevé).

2.4.2.3. PRF moyen (MPRF)

Dans ce cas les deux ambiguïtés peuvent exister. Pour les radars modernes le PRF max. pratique est d'environ 200KHz et la largeur de l'impulsion est de 100ns, basés sur des considérations matérielles.

2.5. Atténuation atmosphérique

Les pertes atmosphériques sont dues à l'absorption de l'énergie électromagnétique par les molécules d'air, ou de l'eau, présentes dans le milieu de propagation, l'atténuation a au moins deux effets négatifs sur les signaux du radar météorologique. A cause de l'atténuation atmosphérique il est difficile, si ce n'est pas impossible, de faire des mesures qualitatives de l'énergie réfléchi des précipitations qui se trouvent à grande distance que les précipitations proche du radar, ce qui rend difficile la mesure du taux de précipitation.

Si l'atténuation due aux précipitations ou du milieu intermédiaire est très forte, le signal d'une autre précipitation derrière cette région de forte absorption peut être obturé devant le radar.

L'atténuation atmosphérique est donnée en dB/Km.

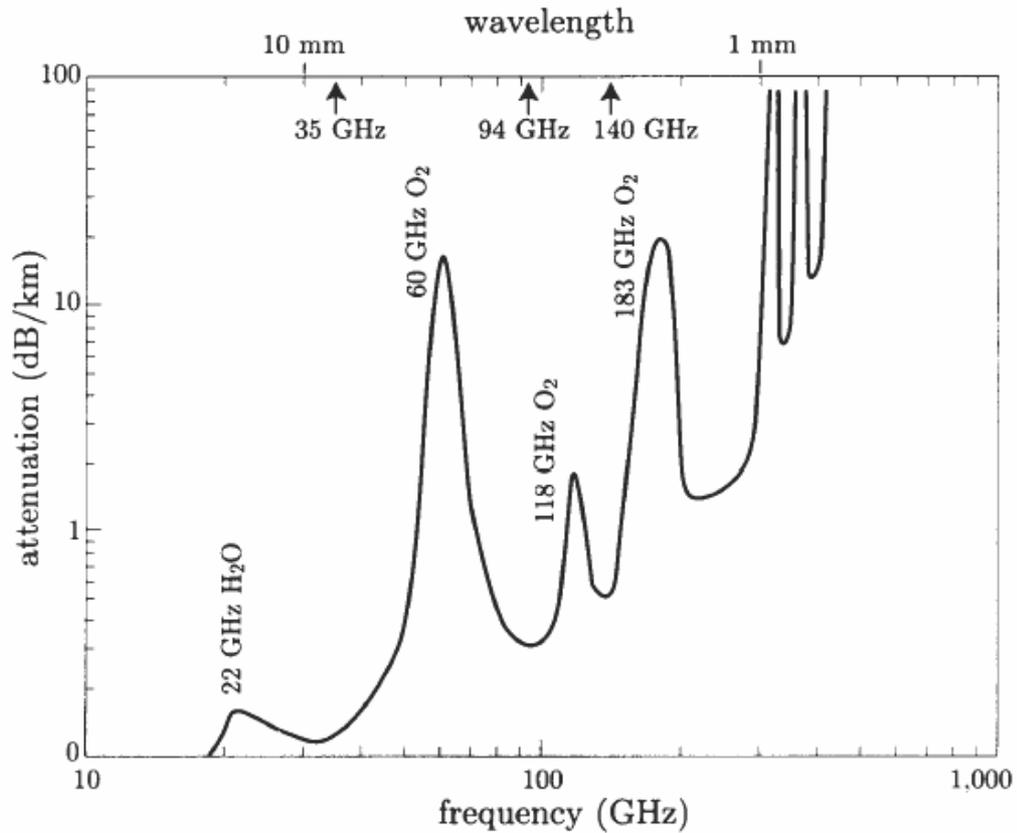


Figure 2.6 : Atténuation électromagnétique par les gaz de l'atmosphère.

Les pics d'atténuation représentent l'atténuation du signal par les différents gaz de l'atmosphère.

2.5.1. Atténuation par la pluie

Les hydrométéores et particulièrement la pluie sont une source importante de perturbation des ondes radioélectriques, à la traversée d'une zone pluvieuse l'onde est atténuée par deux mécanismes, un mécanisme d'absorption par effet joule résultant du développement de courants induits dans les gouttes d'eau et un mécanisme de diffusion, une partie de l'énergie incidente étant re-rayonnée dans toutes les directions.

La pluie est le phénomène le plus perturbant du point de vue de la propagation, l'atténuation des micro-ondes par la pluie suit une loi de la forme :

$$K_R = \int_0^{r_0} [R(r)]^\alpha dr \quad (2.23)$$

Avec :

K_R : Atténuation en dB.

$R(r)$: Taux de pluie le long du chemin.

r_0 : Longueur du chemin de propagation, Km.

α : Facteur, fonction de la fréquence

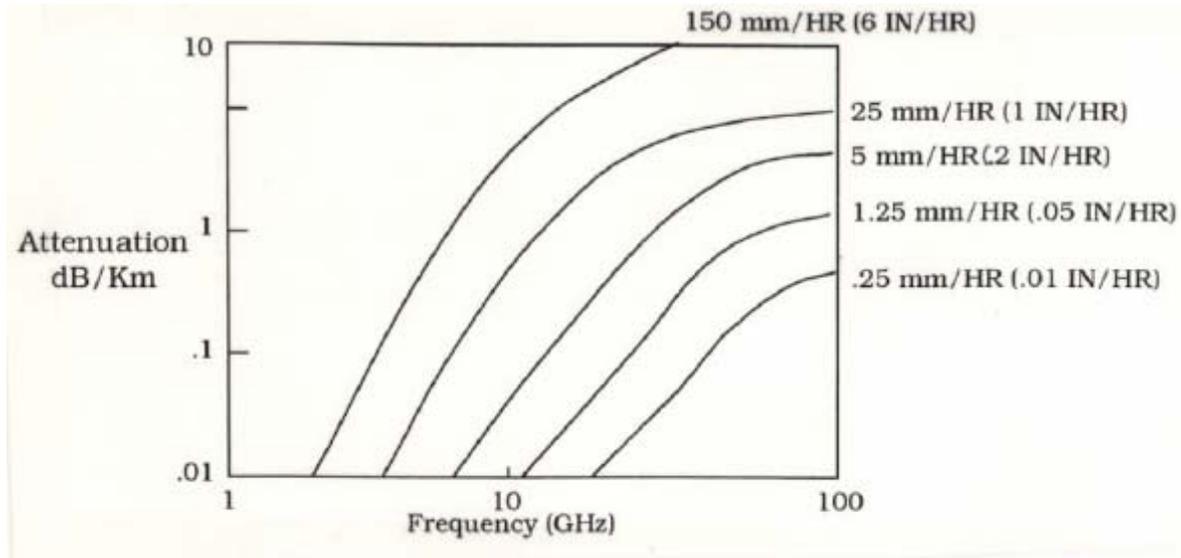


Figure 2.7 : Atténuation des ondes radar par la pluie.

Le radar mesure les réflexions de la pluie, de la neige et des particules de glace. Les fréquences typiques sont dans les bandes L, S, C (1 à 8 GHz). Les particules sont dans la région de Rayleigh, la SER d'une particule individuelle est donnée par :

$$\sigma_i = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2 D_i^6 = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 D_i^6 \quad (2.24)$$

Avec :

$m = n - jn' = \sqrt{\epsilon_c}$ est l'indice complexe de réfraction, $\epsilon_c = \epsilon' - j\epsilon''$ est l'indice diélectrique complexe, D_i est le diamètre de la $i^{\text{ème}}$ goutte.

A des températures comprises entre 0 et 20°C pour l'eau et à des longueurs d'ondes centimétriques $|K|^2 \approx 0.93$.

On définit la réflectivité Z de la cible composée de N réflecteurs dans un volume ΔV

$$\sigma = \sum_{i=1}^N \sigma_i = \eta(\Delta V) = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 Z \quad (2.25)$$

Avec :

$$Z = \frac{1}{\Delta V} \sum_{i=1}^N D_i^6$$

Avec les hypothèses :

- Les particules de précipitation sont des sphères diélectriques et homogènes ;
- Toutes les particules dans le volume ΔV ont le même $|K|^2$ et même Diamètre ;
- ΔV est la cellule de résolution du radar assumé complètement rempli de particules ;
- Les réflexions multiples sont négligées.

Mais en générale les gouttes d'eau (pluie ou autre précipitation) sont distribuées aléatoirement dans le volume de résolution, certaines relations donnent les distributions des gouttes par unité de volume

La puissance Doppler, moyenne reçue d'une particule individuelle est :

$$\bar{P}_r = \frac{P G^2 \lambda^2 \sigma_i}{(4\pi)^3 L_i^2 R_i^4}$$

Avec $1/L_i$ atténuation atmosphérique un seul trajet :

$$1/L_i = \exp \left[-2 \int_0^{R_i} (\alpha_{\text{gaz}} + \alpha_{\text{particules}}) dR \right]$$

2.6. Traitement du signal radar

Les objectifs du traitement du signal sont :

- Améliorer le rapport signal sur bruit sur interférence et la détection des cibles
- Extraire les informations concernant les caractéristiques et l'évolution de la cible

L'intégration des signaux est l'opération de faire la somme des différents échantillons de la même case distance, elle augmente le rapport signal sur bruit.

L'intégration peut être cohérente, utilisant l'amplitude et la phase du signal, ou non cohérente utilisant seulement l'amplitude, cette opération est appelé aussi prédétection ou intégration pré-démodulation, l'intégration cohérente supprime le bruit et le clutter, le bruit

L'intégration non cohérente supprime seulement le bruit.

Par son caractère aléatoire et le clutter du fait que le clutter occupe une case Doppler différente de l'écho de la cible.

Dans les radars actuels l'intégration la plus utilisée est effectuée après démodulation I/Q. Ce type est plus efficace, les pertes d'intégration varient entre 1.0 et 1.7 et rarement 2.0.

La démodulation est l'opération de translation d'un signal vers sa bande de base (information) à partir de la fréquence intermédiaire. Trois types sont généralement utilisés, détection d'enveloppe, synchrone et démodulation I/Q. Seulement ces deux derniers sont souvent utilisés pour les récepteurs radar cohérents.

Un démodulateur I/Q restitue toutes les composantes du signal et donne les informations nécessaires pour la distinction entre les fréquences positives et négatives. Il est composé de deux démodulateurs synchrones, le premier compare le signal au COHO (Oscillateur Cohérent) et l'autre compare le signal au COHO décalé de 90° .

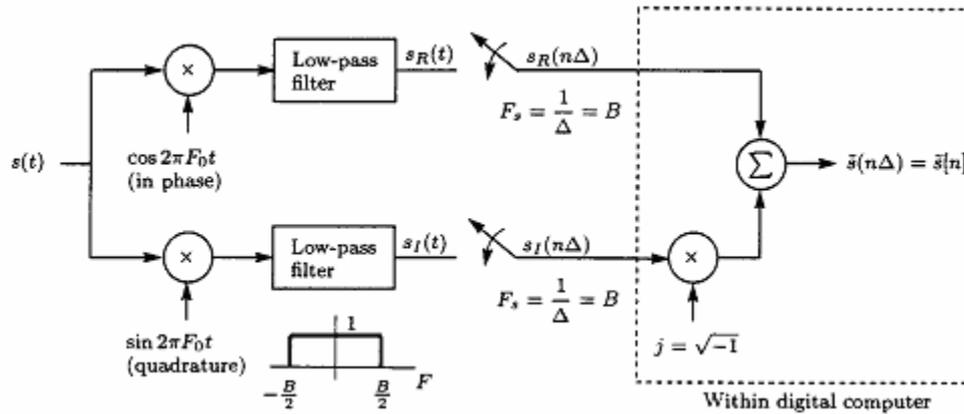


Figure 2.8. Échantillonnage et décomposition en signaux I&Q

Le volume de recherche est échantillonné à un taux qui permet la résolution des cibles (en distance au niveau désiré), un taux élevé implique une bonne résolution. Les radars qui doivent restituer toutes les informations sur le décalage Doppler doivent échantillonner à un taux égale au moins à deux fois la fréquence Doppler maximale présente, cette forme d'échantillonnage est appelée PRF élevé ou pulse Doppler. Un PRF élevé restreint sévèrement la résolution en distance, dans le traitement, seulement une seule case distance est examinée séparément, chaque instant.

L'échantillonnage doit vérifier le critère de Nyquist $F_N > 2f_{\max}$

Avec f_{\max} la fréquence max présente dans le signal échantillonné

En ce point les séries I et Q calculées peuvent être utilisé par différents algorithmes de traitement du signal pour la détermination de la vitesse et la largeur spectrale.

L'utilisation de la FFT permet de déterminer le spectre Doppler pour cette case distance. Plusieurs calculs peuvent être appliqués sur les signaux I et Q pour la détermination des niveaux de puissance.

Le signal reçu des cibles météo peut être bien représenté par un processus gaussien, c'est une conséquence directe du nombre de réflecteur dans le volume de l'impulsion ($>10^6$ gouttes). Un autre point important est que celui-ci est grand devant la longueur d'onde transmise, ce volume est plein de réflecteur qui donne toutes les phases possible ($0 - 2\pi$). La combinaison du champ électrique de ce grand nombre de réflecteurs donne à travers le

théorème de la limite centrale un signal statistiquement gaussien et puisque les particules sont en mouvement l'une par rapport à l'autre on a une dispersion Doppler donnée par la variance du spectre Doppler.

$$p_r = \int S(f)df = \int S(v)dv \quad (2.26)$$

L'écho des cibles atmosphériques (pluie, neige, glace et le vent) peut fournir des informations qui peuvent être utilisées pour le tracé des précipitations et de la vitesse du vent, Les mesures de réflectivité sont utilisées pour l'estimation des taux de précipitation. La puissance de l'écho est le moment d'ordre zéro du spectre Doppler, les moments d'ordre supérieurs donnent des informations supplémentaires.

La vitesse Doppler moyenne est le moment du premier ordre normalisé au moment d'ordre zéro, la relation (2.24) donne une bonne approximation de la composante radiale du vent.

$$\bar{v} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} v \cdot S(v) dv}{\int_{-\infty}^{+\infty} S(v) dv} \quad (2.27)$$

La largeur du spectre est une mesure de la déviation des vitesses des particules de la moyenne c'est une indication de la turbulence et du cisaillement elle est donnée par :

$$\sigma_v^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (v - \bar{v})^2 \cdot S(v) dv}{\int_{-\infty}^{+\infty} S(v) dv} \quad (2.28)$$

CHAPITRE 3

CISAILLEMENT DE VENT BASSE ALTITUDE

La circulation météorologique ou les écoulements induits par le sol, peuvent provoquer un changement important et rapide dans la vitesse de l'air, dans une petite distance (local), ce qui entraîne une variation brusque dans l'écoulement relatif de l'air, autour des ailes d'avions et les autres surfaces portantes. Des variations de vent ou des turbulences de petites échelles peuvent poser un grand danger pour l'aviation, notamment quand elles se produisent dans les quelques 100 pieds inférieurs de l'atmosphère, la zone où un avion doit accéder pendant le décollage et l'atterrissage. Les effets les plus remarquables du cisaillement de vent sont ceux qui causent la perte de portance et/ou d'altitude.

Un avion exposé à un cisaillement de vent d'intensité et de durée suffisantes, peut subir la perte des performances de vol, avec une réduction critique de la vitesse air de l'avion, ou l'altitude du vol. Le cisaillement est dangereux quand il a le potentiel de réduire l'état d'énergie de l'avion avec un taux, plus rapide, que la poussée ne peut compenser, et c'est plus grave encore quand l'avion est à proximité du sol, pendant le décollage et l'atterrissage, qui sont des phases où l'avion porte un excès minimale d'énergie, basse altitude et vitesse faible et avec une configuration de vol qui augmente la traînée; train d'atterrissage sortants et la position des ailerons qui réduit à son tour les performances de l'avion.

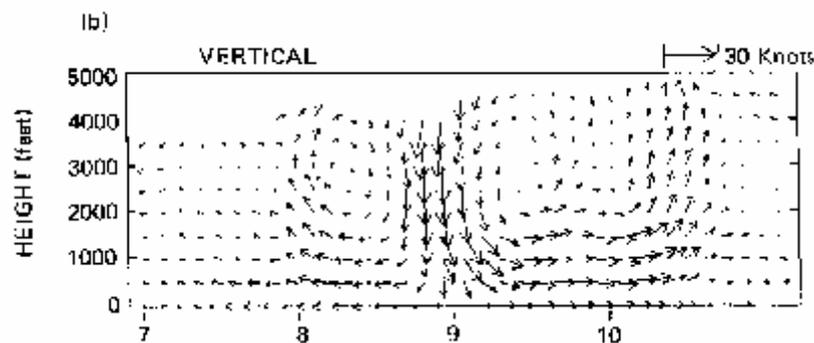


Figure 3.1 : Variation des vitesses pour un cisaillement de vent.

3.1. Causes du cisaillement de vent

L'apparition du cisaillement de vent est liée principalement au changement de l'état physique et thermodynamique de l'air, plusieurs autres facteurs tel que le relief peuvent être des conditions favorables pour l'apparition de ce phénomène.

3.1.1. Micro rafale (microburst)

Un phénomène météorologique connu par *microburst* peut générer un cisaillement de vent basse altitude (LAWS : **L**ow **L**evel **W**ind **S**hear), c'est un très fort courant descendant qui se transforme en vent violent à proximité du sol.

Un *microburst* est formé quand une colonne d'air à haute altitude se refroidit rapidement dû à l'évaporation de la glace, neige ou de la pluie, cet air devient plus dense que l'atmosphère qui l'entoure et tombe rapidement à une grande vitesse vers la surface de la terre, en heurtant le sol, cette colonne d'air se diverge. Les petits écoulements, de petites tailles, d'une durée de vie limitée, sont décrit par le terme "micro rafale", la distance de divergence n'excède 2.5 miles et de durée de vie entre 2 et 5 minutes si la distance de divergence est grande on l'appelle *macro burst*.

Le terme rafale descendante (*downburst*) décrit ou désigne un écoulement descendant fort qui induit une rafale descendante de vent ravageant sur ou près du sol, les petits écoulements descendants de petite taille et d'une durée de vie limitée sont décrit par le terme "*microburst*", l'écoulement divergent est de moins de 2.5 miles (4 Km) en distance horizontale, quelques *microbursts* atteignent le sol alors que d'autres sont dissipés dans la couche moyenne de l'atmosphère et ne sont pas détectés par les anémomètres installés au sol.

Un avion qui passe à travers une micro rafale subie un changement dans la vitesse de vent qui peut être spécifiée par le gradient des vecteurs vitesse des vents amont et avale sur la trajectoire du vol.

3.1.2. Front de rafales (Gust fronts)

C'est le bord d'attaque d'une masse d'air froide récemment descendue d'une tempête orageuse (*thunderstorm*) ou d'un nuage convectif.

L'air froid près du front de rafale, qui peut être plus d'un mile en profondeur, est caractérisé par des vents turbulents forts, l'air froid descend alors que l'air chaud s'élève.

La profondeur du front de rafale, du cisaillement de vent associé et de sa vitesse d'avancement sur le sol dépendent de la nature du nuage parent et de la distribution du vent à travers la couche dans laquelle le nuage est implanté, les vents sont légers et changent peu avec l'altitude, le front de rafale est en général symétrique autour de la tempête qui l'a produit, pendant que la tempête se dissipe le front se déplace des dizaines de miles loin du nuage parent et s'affaiblit substantiellement.

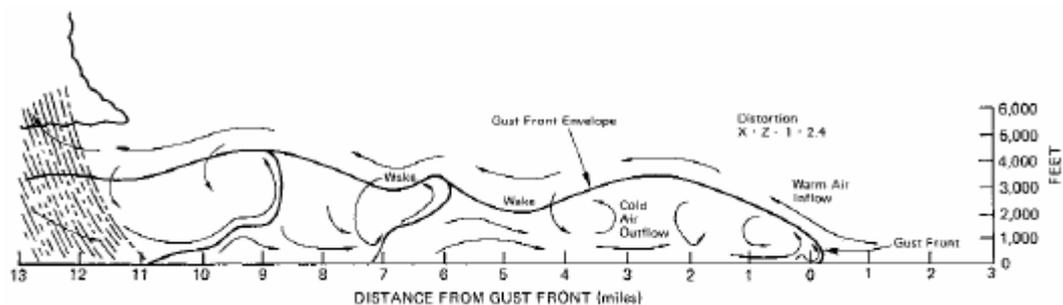


Figure 3.2 : Front de rafale dans une tempête orageuse

3.1.3. Fronts de brise de mer

La brise de mer est un vent local qui souffle de la mer vers la terre, elle est causée par la différence des températures qui se produit le jour entre la surface de la mer et la terre adjacente, elle apparaît généralement dans les jours calmes et ensoleillés de l'été.

Les fronts de brise de mer induisent un changement soudain dans la vitesse du vent, d'une brise approximativement calme à une brise froide brusque, ils coulent à travers les lignes côtières mais avec le temps ils virent vers la droite (dans l'hémisphère nord) et ont une composante le long de la côte, le cisaillement de vent associé à la brise de mer peut être dangereux dans les aéroports situés sur la côte.

3.1.4. Fronts de masse d'air

Les masses d'air séparées ne se mélangent pas facilement quand elles se sont mises en contact, quand elles ont des températures et des humidités différentes, au lieu que la plus froide ; plus dense, passe au dessous de la plus chaude moins dense, la zone de transition est appelée « front », tous les fronts ont un certain degré de cisaillement de vent à travers la zone de transition.

3.1.5. Cisaillement de vent induit par le terrain

A des altitudes élevées, à environ un Kilomètre au-dessus du sol, l'influence de la surface de la terre sur l'écoulement du vent est pratiquement nulle, par contre, dans les couches d'air plus basses, la friction contre la surface du terrain influe beaucoup sur la vitesse du vent, le relief et les montagnes en particulier peuvent induire une variation significative du vent basse altitude, dépendant de la nature du champ de vent grand échelle, ce type peut ou ne pas avoir des nuages ou précipitations associées, les montagnes peuvent aussi induire des ondulations dans les courants d'air qui souffle sur eux [Lilly, 1978], ces ondulations sont associées de cisaillement et de turbulence très forts, et leur influence peut s'étendre du niveau du sol jusqu'à une très grande altitude.

3.1.6. Les courants jet bas niveaux

L'intensité du vent près du sol est fortement liée au processus diurnal dans la basse atmosphère, pendant le jour la terre est chauffée par le soleil, la couche limite planétaire est marquée par des mouvements verticaux du vent. Ce processus cause une influence de friction entre le sol et le vent, transmis à travers une couche profonde de l'air, par conséquent les vitesses du vent proche du sol tendent à être relativement grandes en forme

d'un courant concentré appelé " *Low Level Jet Stream* ". La formation de tels courants dépend aussi des distributions de la chaleur et du froid et leurs variations journalières.

Dans un courant jet basse altitude le vent superficiel est plus léger et vient de la même direction du vent fort au dessus de l'aéroport, pendant l'atterrissage lorsque l'avion descend, le vent avant décroît avec l'avancement de l'avion, la diminution brusque du vent avant peut créer un grand danger si le pilote n'est pas averti de la situation.

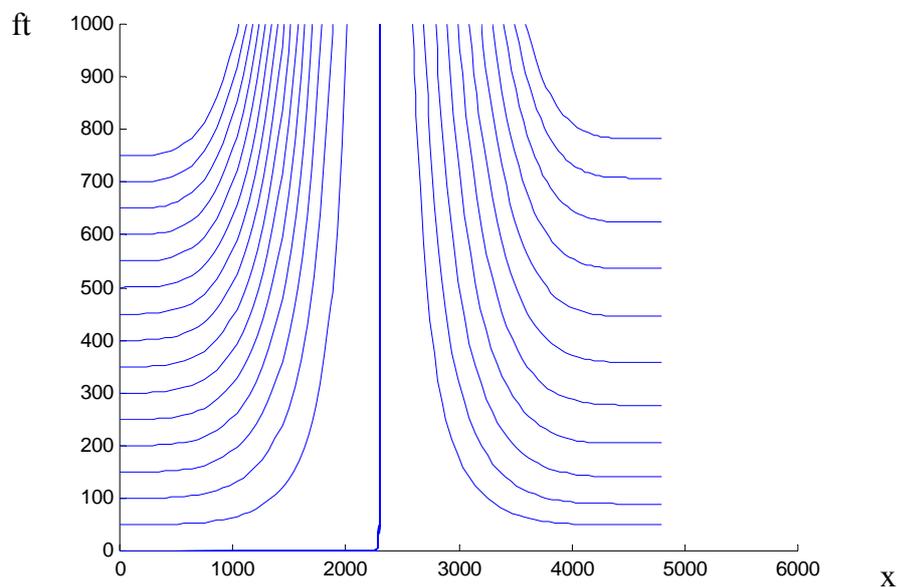


Figure 3.3 : Cisaillement de vent, écoulement descendant 200m/s.

3.1.7. Ecoulements convectifs

Les tempêtes orageuses et autres nuages convectifs sont des sources importantes de la variation du vent ou cisaillement de vent basse altitude (LLWS), beaucoup d'entre eux produisent une rafale descendante (*downdraft*) qui transporte l'air vers le bas et qui étale rapidement sur le sol, la taille et l'intensité de l'écoulement descendant dépendent des propriétés de la tempête, de l'humidité et de la température de l'atmosphère.

3.2. Effet du cisaillement de vent

Lorsqu'un avion vole à basse altitude vers une rafale descendante, il affronte en premier lieu un vent avant fort, ensuite le colonne d'air descendant et finalement un vent arrière qui entraîne une réduction aigue dans la vitesse air de l'avion accompagnée d'une perte brusque de la portance.

Pour un contrôle précis de l'approche, il ne faut pas seulement que le guidage soit précis mais que les performances et la maniabilité de l'avion permettent de corriger rapidement tout écart du aux conditions atmosphériques, les performances de l'avion doivent offrir une marge suffisante par rapport au décrochage et un excès de poussée suffisant par rapport à la traînée. Une règle générale est utilisée lors de l'entraînement des pilotes sur une telle situation se résume dans l'expression "garder le nez haut et la poussée élevée ", (*nose up, thrust up !*).

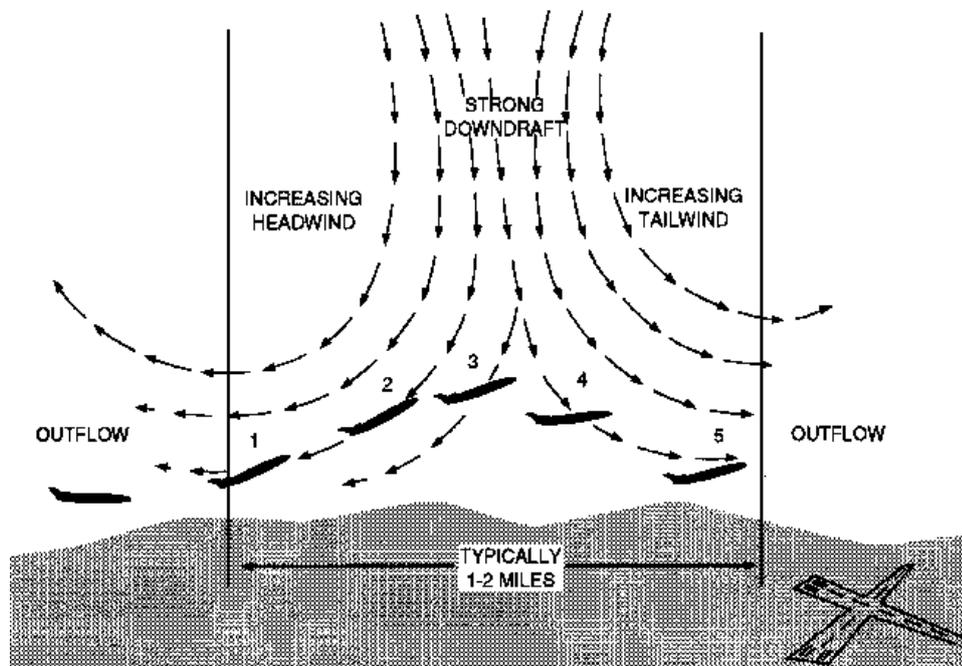


Figure 3.4 : Effet du cisaillement de vent sur l'avion.

3.2.1. Facteur F

Un indice qui caractérise (qualifie) la violence ou le danger du cisaillement de vent a été développé par Bowles [13], basé sur les principes de la mécanique du vol et du phénomène du cisaillement de vent. Cet indice connu par F-factor, inclut les paramètres atmosphériques observables comparés aux performances du vol de l'avion de manière à prédire les détériorations de la trajectoire du vol.

La dérivation du facteur F est basée sur l'énergie totale de l'avion et son taux de changement :

$$E_T = Z + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_a^2}{g} \quad (3.1)$$

Où :

E_T : l'énergie totale spécifique de l'avion

Z : l'altitude

V_a : vitesse aérodynamique

Ces deux derniers paramètres décrivent l'état de vol et de maintien d'altitude

Le taux de changement de E_T :

$$E'_T = Z' + \frac{V'_a}{g} \cdot V_a = V_a \left(\frac{T-D}{W} \right) \quad (3.2)$$

Quand $T=D$ l'avion garde un niveau de vol à une vitesse constante. Cette relation est valide pour un écoulement uniforme de la masse d'air.

L'effet des champs de vents variables peut être déduit en combinant l'équation (1) avec les équations du mouvement de l'avion.

$$E'_T = Z' + \frac{V'_a}{g} \cdot V_a = V_a \left(\frac{T-D}{W} - \frac{U'_x}{g} + \frac{W'_x}{V_a} \right) = V_a \left(\frac{T-D}{W} - \bar{F} \right) \quad (3.3)$$

Où U_x est la composante du vent dans la direction horizontale le long du trajectoire de vol (positif pour vent arrière), U'_x est le terme de cisaillement.

Le terme "F-FACTOR" a été développé par la NASA pour quantifier la perte de performance de l'avion sous l'influence du cisaillement de vent. Un terme adimensionnel a été ajouté à l'équation des performance de l'avion. Le facteur F indique l'excès de poussée spécifique nécessaire pour maintenir les conditions de vol stationnaires pendant les variations du vent.

Une considération importante dans la détermination de l'impact du cisaillement de vent où le niveau du facteur F est la durée dans laquelle l'avion est exposé au cisaillement. Une étude a montré qu'une distance de 1Km de la zone de turbulence donne de meilleurs résultats pour l'estimation du danger du cisaillement ce qui donne un temps d'alerte de 15 secondes au pilote pour effectuer les manœuvres nécessaires pour un avion qui vole à une vitesse typique de 137kt basse altitude.

CHAPITRE 4

TRAITEMENT DU SIGNAL RADAR

4.1. Processus stochastique

On appelle processus stochastique, un système (ou grandeur) soumis à des influences aléatoires. Du point de vue théorique on peut considérer qu'un processus stochastique est la donnée de fonction à deux arguments (ω, t) où ω est un élément d'un espace de probabilité et t élément d'un espace métrique.

4.1.1. Signaux aléatoires du second ordre

Un signal aléatoire est dit du second ordre si :

$$C(t, t) = E[x^2(t)] < +\infty \quad (4.1)$$

D'un point de vue *physique*, cela signifie que la puissance moyenne du signal est finie, ce qui est une condition très acceptable.

D'un point de vue mathématique, cela entraîne que $C(t_1, t_2)$ est bornée. On déduit en effet immédiatement de l'inégalité de Schwarz que :

$$C(t_1, t_2) \leq [C(t_1, t_1) \cdot C(t_2, t_2)]^{1/2} \quad (4.2)$$

4.2. Signaux aléatoires stationnaires

La notion de stationnarité est intuitivement liée à l'invariance au cours du temps des propriétés statistiques d'un signal aléatoire.

C'est, d'un point de vue pratique, une notion essentielle, mais qui peut être définie de différentes manières.

4.2.1. Stationnarité au sens strict

Un signal aléatoire $x(t)$, à temps continu ou discret, est stationnaire au sens strict, si sa loi temporelle est invariante dans tout changement de l'origine du temps. Cela signifie que les fonctions de répartition $F_k[\{t_i\}]$, ne changent pas si l'on remplace tous les instants t_i par $t_i + \tau$, quelque soit τ . Il en résulte que la fonction ne dépend plus de k variables indépendantes t_i , mais de $(k-1)$ qui peuvent, par exemple, être les différences $(t_i - t_1)$.

La stationnarité au sens strict entraîne que $m(t)$ définie par $m(t) = E[x(t, \omega)]$, ne dépend plus du temps, et que $C(t_1, t_2)$ définie par $C(t_1, t_2) = E[x(t_1).x(t_2)]$, ne dépend que de la différence $(t_1 - t_2)$. On la dénomme alors fonction de corrélation (ou d'autocorrélation) :

$$C(\tau) = E[x(\tau)x(t-\tau)] \quad (4.3)$$

4.2.2. Stationnarité du second ordre

On se contente souvent, dans la pratique, de la stationnarité du second ordre (appelée aussi stationnarité au sens large) qui se limite à dire que la covariance $C(t_1, t_2)$ de $x(t)$ est en fait une fonction de corrélation $C(t_1 - t_2)$. La fonction de corrélation $C(\tau)$ est peut être la caractéristique la plus couramment utilisée dans la description des signaux aléatoires, elle possède les propriétés suivantes :

- $C(\tau)$ est une fonction paire ;
- La puissance moyenne P du signal stationnaire est définie par : $P = C(0) = E[x^2(t)]$;
- En générale $C(\tau)$ tend vers 0 quand $\tau \rightarrow \infty$.

4.2.3. Ergodicité.

Pour un processus stationnaire, l'ergodicité d'une moyenne entraîne l'égalité des moyennes correspondantes d'ensemble et temporelle, on pourra écrire :

$$\bar{X} = E\{X\} \quad (4.4)$$

4.2.4. Bruit

Un bruit est un signal d'interférence aléatoire généré à cause du mouvement aléatoire des charges électriques du récepteur, dans les parties RF et IF, le bruit est distribué selon une loi gaussienne. Un bruit blanc est définie comme étant un processus de bruit non corrélé et à la même puissance sur toutes les fréquences.

La puissance N du bruit est fonction de la bande opérationnelle du radar B

$$N = \text{PSD du bruit} \cdot B$$

La puissance délivrée à une antenne sans perte est $N_i = k \cdot T_e \cdot B$

Où :

$k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ joule/K est la constante de Boltzmann.

T_e : La Température ambiante.

B : la bande passante du signal.

4.3. Processus autorégressif

Un processus autorégressif d'ordre P, AR(P) est généré par l'excitation d'un filtre récursif d'ordre P par un bruit blanc stationnaire de moyenne nulle, le filtre possède la fonction :

$$H(z) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^P \rho(i)z^{-i}} \quad (4.5)$$

Le processus autorégressif $x(n)$ est décrit par l'équation aux différences

$$x(n) = \omega(n) + \sum_{i=1}^P \rho(i)x(n-i) \quad (4.6)$$

AR (1) est donné par $x(n) = \omega(n) + \rho x(n-1)$

Avec : $w(n)$ est un bruit blanc.

AR (1) est souvent utilisé comme un modèle simple, connu par processus de Markov du premier ordre. A cause de la stationnarité, la matrice de covariance du processus AR est une matrice de Toeplitz.

4.4. Densité spectrale d'énergie

La densité spectrale d'énergie est définie comme étant le carré de l'amplitude de la transformée de Fourier du signal.

$$S_e(f) = |X(f)|^2 \quad (4.7)$$

Le théorème d'énergie de Rayleigh ou théorème de Parseval relie la transformée de Fourier à l'énergie totale d'un signal.

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} S_e(f) df = \int_{-\infty}^{+\infty} |X(f)|^2 df \quad (4.8)$$

4.5. Densité spectrale de puissance

La PSD d'un signal périodique est définie comme le carré de l'amplitude de la ligne spectrale obtenue par le série de Fourier

$$S_p(f) = \frac{1}{T^2} \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \left|x\left(\frac{n}{T}\right)\right|^2 \quad (4.9)$$

Avec :

T : La période du signal x(t).

En comparant cet estimateur à ceux basés sur la FFT, du point de vue résolution spectrale on trouve que la résolution maximale en fréquence pour les méthodes basées sur la FFT est de la forme :

$$\Delta f_{FFT} \approx \frac{1}{T} \quad (4.10)$$

T correspond à la longueur du signal observé.

Pour un modèle autorégressif elle est de la forme :

$$\Delta f_{AR} = \frac{6}{\pi p \cdot (p + 1) SNR} \quad (4.11)$$

Avec :

SNR : le rapport signal sur bruit du signal étudié.

P : l'ordre du modèle AR.

D'où l'importance du choix de l'ordre du modèle, un ordre très élevé introduit de faux détails dans le spectre, un modèle moins élevé donne une estimation spectrale très lissée.

4.6. Estimation de la densité spectrale de puissance

4.6.1. Periodogramme

L'estimateur spectral le plus simple est le periodogramme qui correspond à la transformée de Fourier d'une estimation de la fonction d'autocorrélation, à l'aide de l'estimateur biaisé, toutefois le periodogramme est un estimateur biaisé, puisqu'il est lui-même basé sur un estimateur biaisé.

c'est est une méthode classique d'estimation de PSD des séries chronologiques, c'est une méthode robuste et efficace, son inconvénient est la résolution faible et la variance élevée, l'idée principale est de calculer la FFT de la fonction d'autocorrélation (ACF), connu aussi par estimateur « Blackman Tuckey »

4.6.1.1. Amélioration du periodogramme

Plusieurs fenêtres ont été introduites pour améliorer la résolution et réduire l'effet des oscillations mais ces deux qualités s'opposent, l'amélioration de l'une est au dépend de l'autre, la fenêtre de Kaiser produit un compromis empirique (optimal).

4.6.2. Estimation spectrale autorégressive

Une méthode alternative à la DFT est l'estimation du spectre par une estimation autorégressive, couramment utilisée dans les applications radar, le problème de la méthode classique est que les données sont assumées nulles en dehors de la fenêtre de pondération, pour éviter ce cas on peut utiliser un modèle AR. L'idée du modèle AR est de supposer que les données suivent un modèle linéaire, ce qui veut dire que les données actuelles sont une combinaison linéaire des données précédentes.

L'approche générale consiste à ajuster un modèle AR aux séquences échantillonnées et générer le spectre à partir des coefficients du modèle.

Un modèle AR est un modèle tout pôles de la forme :

$$H(f) = \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^P a_k \exp(-j2\pi fkT)} \quad (4.12)$$

Où :

a_k coefficients du modèle

P : l'ordre du modèle

T : intervalle d'échantillonnage.

La densité spectrale de puissance est définie par :

$$P_{AR}(f) = \frac{T\sigma_p^2}{\left|1 + \sum_{k=1}^P a_k \exp(-j2\pi fkT)\right|^2} \quad (4.13)$$

Où : σ_p^2 : la puissance du bruit blanc.

Les paramètres a_k et σ_p^2 doivent être estimés, plusieurs méthodes ont été développées pour le calcul de ces paramètres, certaines sont basées sur l'estimation de la fonction d'autocorrélation et d'autres sur la prédiction linéaire des moindres carrés.

L'estimation autorégressive fournit la possibilité d'estimer le spectre à n'importe quelle fréquence dans la largeur de bande traitée au lieu des fréquences prédéterminées par la longueur des données, le problème de perte spectrale (leakage) est éliminé sachant que le modèle AR ne force pas les données en dehors de la séquences d'échantillons d'être zéro.

L'inconvénient de l'estimation AR est le coût de calcul, $(N_p + 6_p^2)$ opérations sont requises pour le calcul des paramètres du modèle AR, on leur ajoute $10 \cdot (P + 2) \log_2 N$ opérations si la FFT est utilisée pour évaluer la somme des exponentielles complexes.

L'expérience montre qu'un ordre moins élevé ($P \leq 5$) peut être plus efficace pour modéliser le clutter sol et l'identification des modes atmosphériques [13].

4.6.3. Estimation spectrale de Fourier

La transformée de Fourier discrète peut être calculée en utilisant l'algorithme FFT, la DFT a deux inconvénients, le premier est que la résolution fréquentielle est limitée par l'inverse de la longueur des données, ceci limite la possibilité de la DFT à résoudre deux ou plusieurs signaux très proches en fréquences. Le second inconvénient est l'utilisation des séquences de longueur finie pour représenter des signaux infinies, l'effet de fenêtrage dans le domaine temporel est équivalent à une convolution du spectre avec la fonction sinus cardinal, cet effet est connu par fuite ou perte spectrale (leakage), ces deux limites de la DFT sont des problèmes majeurs pour des séquences de données de courtes durées.

4.7. Réjection de clutter

La réjection de clutter peut être plus efficace dans les radars au sol. La bande de réjection peut être élargie autour de zéro Doppler pour quelle contienne les dispersions spectrales dans les modes du clutter dominant.

Le clutter est supprimé dans les radars pulsés par un filtre périodique, la réponse doit être périodique puisque l'échantillonnage copie le clutter à des fréquences multiples à la fréquence d'échantillonnage qui est le plus généralement de PRF, le filtre utilisé est un filtre passe haut dans l'intervalle de Nyquist.

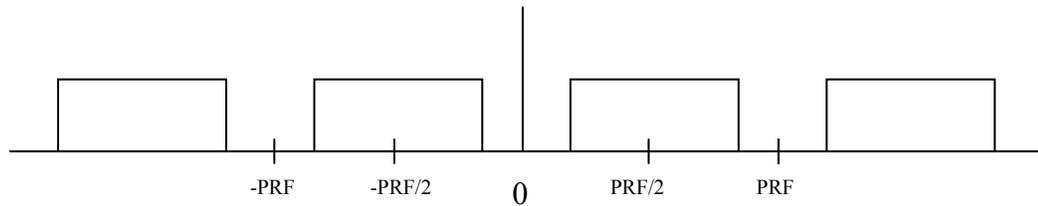


Figure 4.1 : Filtre passe haut idéal.

Les recherches effectuées à la NASA utilisent un filtre du type Butterworth du second ordre qui supprime la bande $\pm 3\text{m/s}$, les filtres d'ordre supérieure ne sont pas nécessaires, particulièrement quand le filtre a une fonction de transfert nulle à zéro Doppler. Dans la conception des filtres numériques la contrainte de la phase linéaire n'est pas nécessaire.

Les filtres IIR (**I**nfinite **I**mpulse **R**esponse) sont inspirés des techniques de filtrage analogiques. Ainsi, on a des filtres IIR de Butterworth, Tchebychev, etc. L'idée ici est de profiter dans le monde numérique de tout le savoir-faire acquis dans le monde analogique. La grande difficulté est de passer du domaine de la transformation de Laplace dans celui de la transformée en Z .

Les filtres numériques ont des avantages tels que :

- Les filtres récursifs sont relativement facile à la conception est moins de circuiterie et de calcul sont utilisés que dans les filtres non récursifs.
- Les filtres numériques sont insensibles aux conditions extérieures (chaleur, humidité, etc.).
- La problématique du bruit change d'aspect: dans le filtrage numérique, on parle de "bruit de quantification" et de 'bruit de calcul'. Le premier est lié au nombre de bits employés pour la quantification. Le second est négligeable si l'unité de calcul est de type "floating point". De toute manière, le bruit numérique est localisé: on sait d'où il vient et il reste stable.

4.7.1. Filtre de Butterworth

L'expression générale de la fonction de transfert d'un filtre passe bas analogique du type Butterworth n^{ème} ordre est donnée par :

$$H(s) = \frac{1}{\prod_{i=0}^{n-1} (s - s_i)} \quad (4.14)$$

Où :

$$s_i = e^{j\pi[(2i+n-1)/2n]}$$

$$s_i = \cos \left[\pi \cdot (2i + n - 1) / 2n \right] + j \sin \left[\pi \cdot (2i + n - 1) / 2n \right]$$

Le tableau suivant donne les différents coefficients du polynôme de Butterworth

Ordre	a ₁	a ₂	a ₃	a ₄	a ₅	a ₆	a ₇	a ₈
1	1							
2	$\sqrt{2}$	1						
3	2	2	1					
4	2.613	3.41	2.613	1				
5	3.236	5.236	5.236	3.236	1			
6	3.864	7.464	9.141	7.464	3.864	1		
7	4.494	10.103	14.606	14.606	10.103	4.494	1	
8	5.126	13.128	21.828	25.691	21.828	13.128	5.126	1

Les pôles sont espacés de la même distance sur le demi cercle gauche dans le plans "s", ce qui implique que n'importe quel ordre impair du polynôme de Butterworth aura un pôle à $s=-1$ et les autres pôles sont conjugués.

Pour passer d'un filtre passe bas vers un passe haut on effectue le changement de variable $s=1/s$.

4.7.2. Transformation bi-linéaire

La transformation bi- linéaire s'inspire de la méthode d'intégration des trapèzes. Dans le domaine de Laplace, intégrer signifie diviser par s' . On a, en négligeant les conditions initiales :

$$y(t) = \int x(t) dt \xrightarrow{\text{Laplace}} Y(s) = \frac{1}{s} \cdot X(s)$$

Si on intègre numériquement par la méthode des trapèzes, on a entre deux échantillons un accroissement ΔS illustré par la figure (4.2).

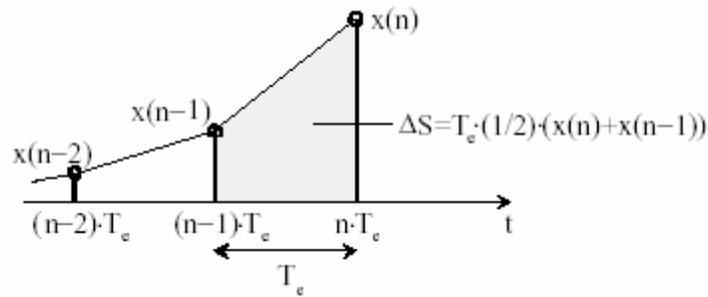


Figure 4.2 : Transformation bilinéaire.

On a, si $y(t) = \int x(t) dt$:

$$\Delta S = y(n) - y(n-1) = T_e \cdot \frac{(x(n) + x(n-1))}{2}$$

Dans Z , on trouve :

$$Y(z) \cdot (1 - z^{-1}) = \frac{T_e}{2} \cdot X(z) \cdot (1 + z^{-1})$$

$$Y(z) = \frac{T_e}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1} \cdot X(z)$$

On en conclut :

$$s = \frac{2}{T_e} \cdot \frac{z-1}{z+1}$$

$$z = \frac{2 + s \cdot T_e}{2 - s \cdot T_e}$$

Dans cette transformation les propriétés les plus importantes sont :

- Il est facile de vérifier que le nombre de pôles coïncide pour les deux plans, ceci implique que l'ordre du filtre reste constant ;
- Si le filtre analogique est stable, il est de même le filtre numérique ;
- Les amplitudes et les phases des deux filtres coïncident.

4.7.3. Rejection du clutter par un modèle AR

Le clutter fixe peut être facilement représenté par un modèle AR d'un ordre moins élevé, l'inverse du modèle AR n'est rien qu'un filtre RIF, un ordre moins élevé implique un filtre d'ordre inférieur. L'utilisation de ce modèle pour la suppression du clutter permet le filtrage d'une manière optimale de l'écho fixe.

4.8. La méthode Pulse Pair

Dans les radar météorologiques, l'estimateur pulse pair v et communément utilisé dans l'estimation de la moyenne et de la largeur spectrales, l'estimation de la moyenne utilise l'estimation de la fonction complexe d'autocorrélation des séquences de l'écho radar avec un décalage égal à une impulsion, la bande Doppler non ambiguë est $[-PRF/2, PRF/2]$, où PRF est la fréquence de récurrence des impulsions, en assumant que le retour météorologique est limité dans cette bande de fréquences, la fonction complexe d'autocorrélation est reliée au spectre de la vitesse Doppler à travers la transformée de Fourier [10]:

$$R(T_s) = \frac{2}{\lambda} e^{j(4\pi/\lambda)v_d T_s} \int_{-\lambda/4T_s}^{+\lambda/4T_s} S(v) e^{j(4\pi/\lambda)T_s(v-v_d)} dv \quad (4.15)$$

Où : v est la vitesse et λ la longueur d'onde.

Si $S(v)$ est symétrique par rapport à la vitesse moyenne, ce qui est le cas du spectre météorologique [10], [12] , l'intégrale (4.15) est réelle et la fonction d'autocorrélation au décalage T_s devient :

$$R(T_s) = |R(T_s)| e^{j(4\pi/\lambda)v_d T_s} \quad (4.16)$$

Il est clair que l'argument de la fonction d'autocorrélation (4.16) est proportionnel à la vitesse Doppler moyenne.

Si on estime la fonction d'autocorrelation de la séquence du retour radar :

$$\hat{R}(T_s) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} Z^*(t_i) Z(t_i + T_s) \quad (4.17)$$

Où : $Z(t_i)$ est la valeur complexe de l'échantillon relatif à la $i^{\text{ème}}$ impulsion émise.

La fréquence moyenne peut être estimée par :

$$\hat{\nu}_d = \frac{\lambda}{4\pi T_s} \arg \{ \hat{R}(T_s) \} \quad (4.18)$$

La fréquence moyenne peut être alors estimée à partir du signal vidéo à travers un calcul simple impliquant les paires consécutives des retours radar.

L'estimation est non biaisée si $S(\nu)$ est symétrique ou étroite par rapport à la bande de traitement. Du point de vue traitement du signal on note que l'estimateur pulse pair de la fréquence moyenne est identique à un estimateur autorégressif du premier ordre et aussi à l'estimateur de fréquence de Prony du premier ordre. La particularité commune de ces algorithmes est l'hypothèse que le signal météorologique reçu ait un spectre unimodal, dans une cellule distance la validité de cette hypothèse dépend généralement de l'absence de clutter ou avoir une bonne rejection de clutter.

CHAPITRE 5

SIMULATION ET RESULTATS

5.1. Simulation des signaux radar

L'écho radar est décomposé en deux composantes I, en phase et Q, en quadrature de phase, cette décomposition est une des nouveautés du radar pulse Doppler, elle permet de trouver le signe du déphasage Doppler, d'où le sens de la vitesse, en utilisant les propriétés de la transformée de Fourier.

Pour un radar Doppler à impulsions, le signal transmis est de la forme :

$$e_T(t) = u_e(t) \operatorname{Re} \left(A e^{j\omega_o t} \right) \quad (5.1)$$

Où $U_e(t)$ est la forme de l'impulsion.

Pour un réflecteur ponctuel et un radar monostatique, le modèle du signal écho est [3]:

$$e_R(t) = u_e \left(t - \frac{2r}{c} \right) \operatorname{Re} \left(\hat{A} e^{j(\omega_o t - 2k_o r - 2k_o V_r t)} \right) \quad (5.2)$$

Où k_0 est le nombre d'onde et v_r la vitesse Doppler de la cible, et pour des cibles distribuées le signal reçu est l'intégration.

$$X(t) = \sum_{i=1}^N A_i e^{-2k_o r_i t} \quad (5.3)$$

Où A_i est l'atténuation du réflecteur i .

Selon le théorème de la limite centrale la somme de plusieurs variables aléatoires indépendantes possède une distribution gaussienne.

On définit :

$$I(t) = \text{Re}(X(t)) \quad (5.4)$$

$$Q(t) = \text{Im}(X(t)) \quad (5.5)$$

Les équations de base, en général, utilisées pour simuler les séquences I et Q, peuvent être écrites sous la forme :

$$I(T) = \sum_{n=1}^N A_i \cos[\widehat{\phi}_i + \beta(V_i - V_a)T + \Delta\widehat{\phi}] + \widehat{n}(T) \quad (5.6)$$

$$Q(T) = \sum_{n=1}^N A_i \sin[\widehat{\phi}_i + \beta(V_i - V_a)T + \Delta\widehat{\phi}] + \widehat{n}(T) \quad (5.7)$$

Avec :

A_i : L'amplitude de l'écho de chaque réflecteur i dans la surface (volume) illuminée.

ϕ : Phase aléatoire du réflecteur i ;

β : Nombre d'onde $2\pi/\lambda$;

V_i : Vitesse radiale du réflecteur élémentaire i ;

V_a : Vitesse radiale du porteur du radar ;

$\Delta\phi$: Erreur de phase de l'émetteur (aléatoire) ;

$n(t)$: Le bruit du récepteur (aléatoire) ;

N : Le nombre de réflecteur dans le calcul à l'instant T .

On définit aussi :

$$A(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (5.8)$$

$$\Phi(t) = \arctan\left(\frac{I}{Q}\right) \quad (5.9)$$

$$P(t) = I^2(t) + Q^2(t) \quad (5.10)$$

qui sont l'amplitude, la phase et la puissance du signal, dans la cas d'un spectre atmosphérique, $A(t)$ possède une distribution de Rayleigh et la phase est une distribution uniforme et $P(t)$ est distribuée exponentiellement.

5.2. Simulation du clutter météorologique

Certaines méthodes de simulation de clutter météorologique utilisent les composantes I & Q générées à partir d'un générateur de nombres aléatoires gaussiens, filtrés ensuite pour avoir la forme spectrale désirée, la difficulté de cette méthode réside dans la recherche des caractéristiques du filtre [9].

La méthode de Zrnic permet la simulation du spectre du clutter météorologique qui a toutes les propriétés essentielles des signaux atmosphériques. Les composantes I&Q peuvent s'écrire en terme de série de fourrier discrète :

$$I(t) + jQ(t) = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^n P_n^k \exp\left(-j \frac{2\pi}{n} \cdot k \cdot t\right) \quad (5.11)$$

Où p_n^k est une distribution exponentielle du signal plus bruit dans laquelle le signal dépend de la fréquence et le bruit est blanc, θ_k est une phase à distribution uniforme, p_k et θ_k sont statistiquement indépendantes, avec N le bruit blanc du récepteur par fréquence discrète ($n \cdot N$ est le bruit total du récepteur) et S_k la puissance du signal, fonction de la fréquence. La densité de probabilité peut s'écrire :

$$P(P_k) = \frac{1}{S_k + N} \exp\left(\frac{-P_k}{S_k + N}\right) \quad (5.12)$$

Le rapport signal sur bruit (SNR) dans un tel spectre est :

$$\frac{S}{N} = (nN)^{-1} \cdot \sum_{k=1}^n S_k \quad (5.13)$$

$$P_k = -(S_k + N) \ln(1 - X_k) \quad (5.14)$$

Ou bien :

$$P_k = -(S_k + N) \ln(X_k) \quad (5.15)$$

L'algorithme de Zrnić peut se résumer dans les étapes suivantes :

- Un spectre de puissance S_k est généré ;
- Une puissance de bruit est choisie qui vérifie le rapport SNR désiré ;
- Les puissances du bruit et du signal sont ajoutées et multiplié au logarithme d'une distribution uniforme X_k ;
- Si on désire avoir les composantes I&Q on utilise la fonction inverse de la TFD de la séquence complexe $P_k \exp(j\theta_k)$, avec θ_k est une distribution uniforme sur $[0, 2\pi]$ et indépendante de p_k .

Plusieurs expériences ont montré qu'un spectre météorologique est généralement gaussien, c'est une conséquence directe du théorème de la limite centrale.

La vitesse du vent est généralement autour de 5m/s en moyenne.

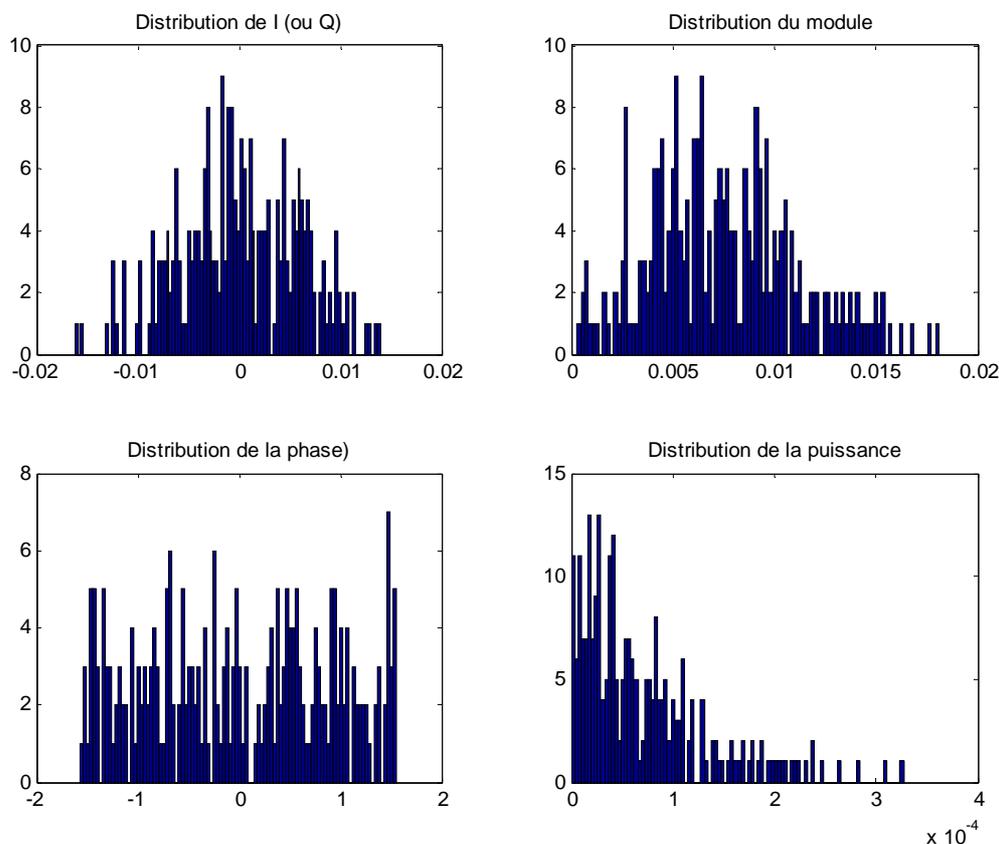


Figure 5.1 : Propriétés statistiques des signaux I & Q.

A partir de ces graphiques là on remarque que le module de $Z=I+i.Q$, suit une loi de Rayleigh, ceci est la base de l'algorithme de Zrnic qui constate que le spectre du cisaillement de vent et le bruit du récepteur radar ont des propriétés statistiques similaires sauf que le bruit a une large bande et le cisaillement de vent est limité en bande.

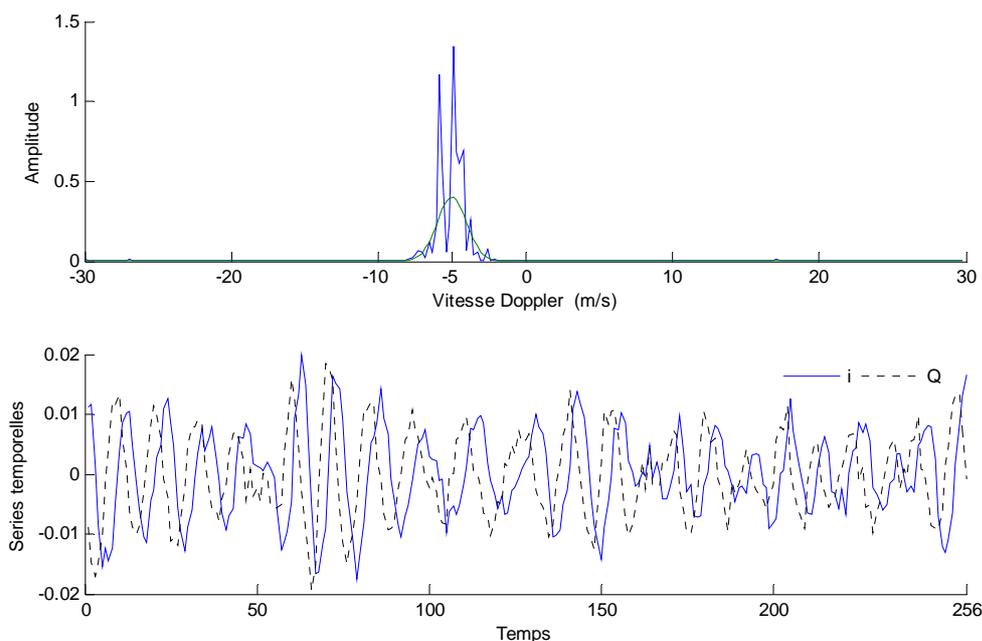


Figure 5.2 : Spectre et signaux temporels I&Q.

La figure 5.3 représente le spectre doppler et les signaux temporels I&Q du cisaillement de vent, générée à partir de l'algorithme de Zrnic, pour les données suivantes qui sont les plus représentatives pour un cisaillement de vent:

1. Vitesse radiale moyenne (V_r) = -5 m/s, c'est une masse d'air qui se déplace loin du radar.
2. Variance $\sigma = 1$ m/s.
3. Un nombre d'échantillons égal à 256 points mesurés par le radar.
4. Une puissance maximale reçue par le récepteur normalisée à $pp = 1$
5. Rapport signal sur bruit (SNR) = 10
6. Vitesse ambiguë = 30 m/s.

5.3. Simulation du clutter fixe

Le signal de retour du sol, effectivement reçu, est déterminé par les propriétés intrinsèques du clutter mais également par les caractéristiques du radar telles que :

- Les termes intervenant dans l'équation du radar.
- La fonction d'ambiguïté liée à la forme d'onde.

Dans le clutter fixe, plusieurs réflecteurs homogènes ou non homogènes au sol donnent la puissance reçue du radar, le clutter fixe peut être représenté par un spectre centré autour de zéro Doppler.

Pour un radar pulse Doppler une vitesse jusqu'à 3m/s est considérée comme une cible fixe et doit être rejetée.

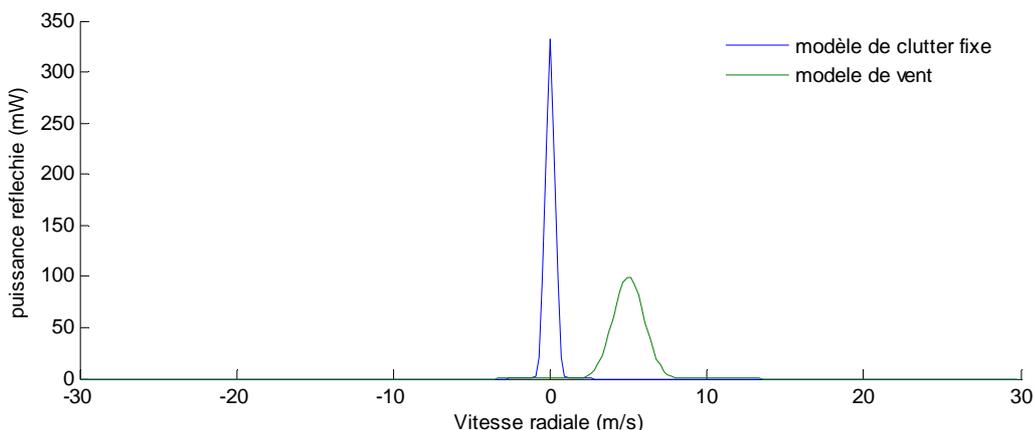


Figure 5.3 : Modèles des clutters sol et atmosphérique.

Les dispersions dans le spectre du clutter de sol peuvent être dues au mouvement de la végétation (dans le cas d'une forêt par exemple), ou elle est due au spectre propre de la cible. La puissance du clutter fixe est plus grande selon la réflectivité du sol. De la même façon on détermine le spectre Doppler pour les cibles discrètes en mouvement qui n'est, généralement, pas une ligne discrète, mais chaque cible a son propre spectre.

5.4. Modélisation par Periodogramme du cisaillement de vent

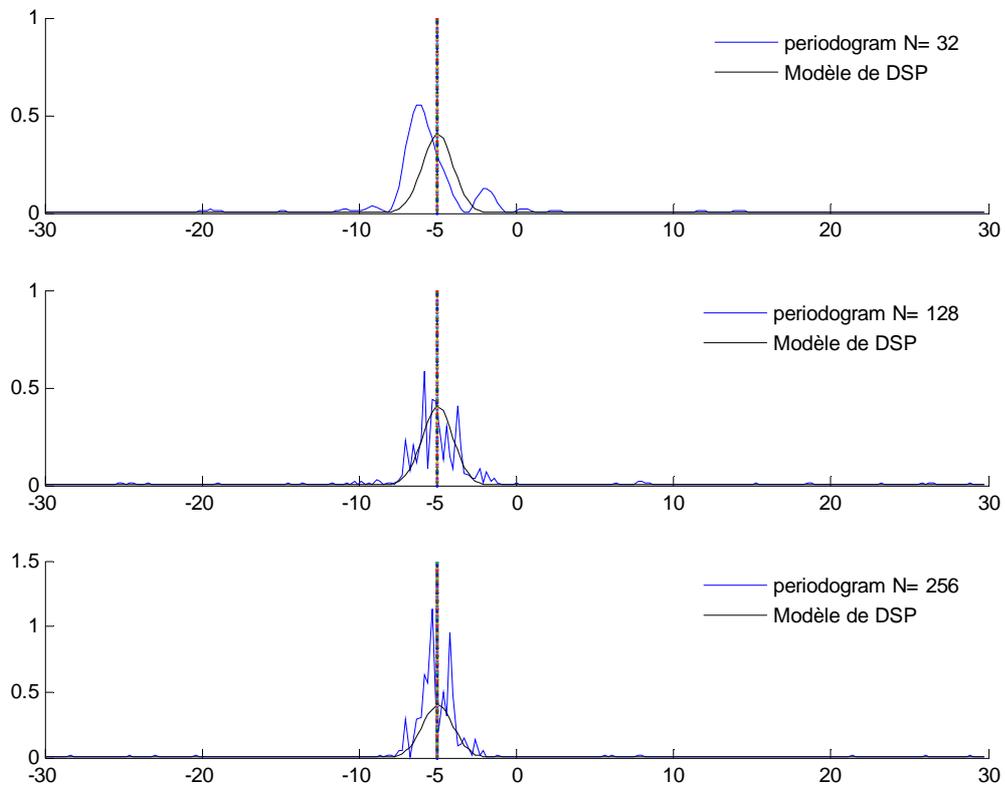


Figure 5.4 : Amélioration du Periodogramme simple.

Une des méthodes d'amélioration du Periodogramme est d'augmenter le nombre d'échantillons, mais on remarque que le spectre du periodogramme est toujours biaisé. L'estimateur spectral simple est donc biaisé et la variance ne dépend pas de la durée de l'observation. On dit que le periodogramme est inconsistant, puisque la variance ne diminue pas quand le nombre d'observations augmente.

5.5. Modélisation Paramétrique

L'utilisation d'un modèle AR permet de s'affranchir du calcul de la FFT.

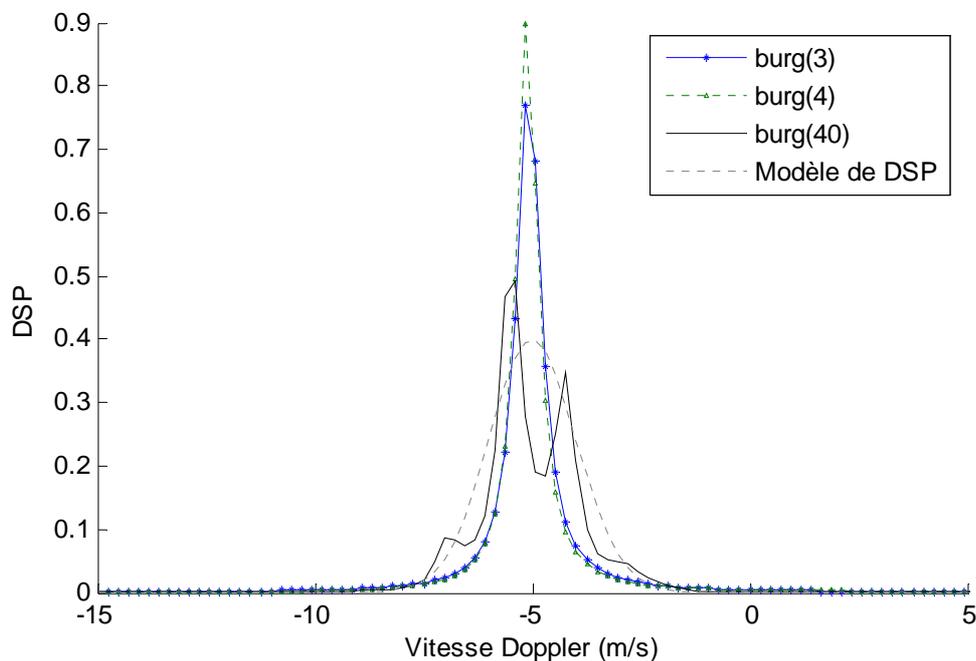


Figure 5.5 : Modélisation AR de différents ordres

On remarque dans la figure 5.5 que plus on augmente l'ordre du modèle AR plus il se rapproche du modèle théorique qui est gaussien. Ceci a été mentionné dans plusieurs références [14]. Le cisaillement du vent peut être représenté par un modèle AR relativement élevé, tandis que le clutter sol est modélisé, en l'absence de toute turbulence, par un modèle AR moins élevé.

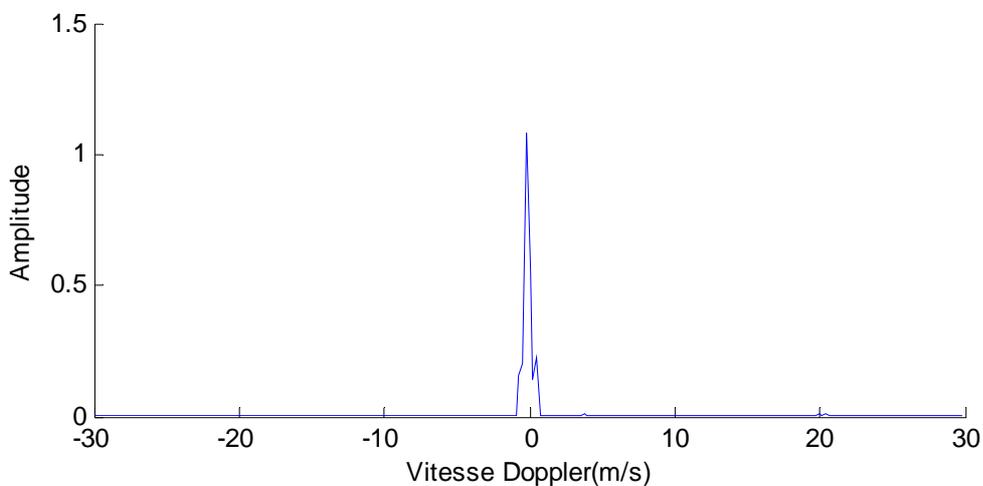


Figure 5.6 : Clutter sol fixe.

L'inverse de ce filtre n'est rien qu'un filtre RIF qui peut servir pour la suppression du clutter fixe autour de zéro Doppler, on dit qu'on élimine le clutter d'une manière optimale.

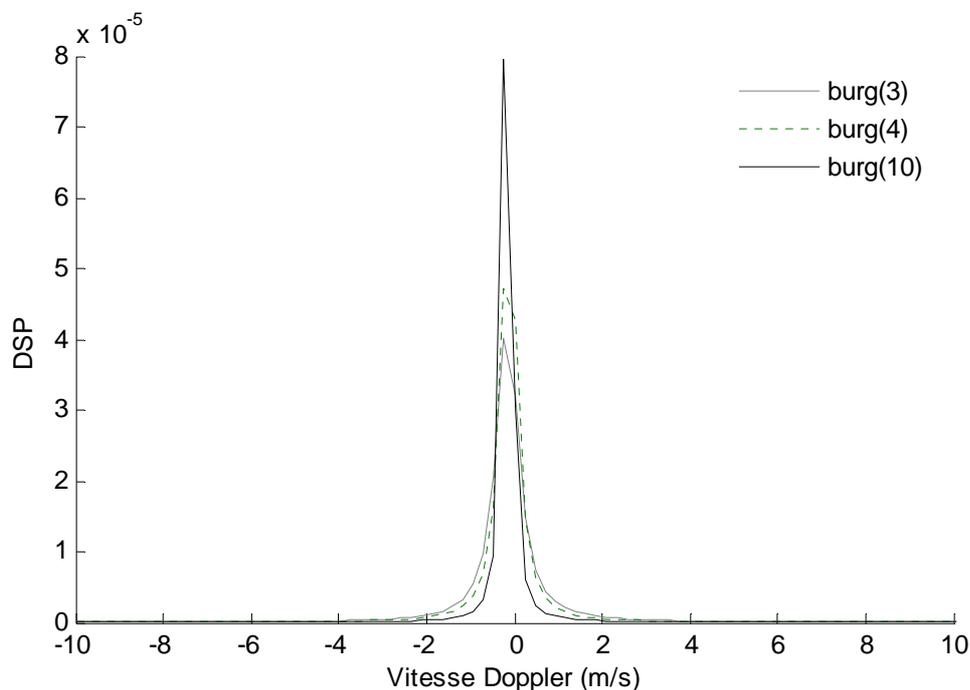


Figure 5.7 : Modélisation AR du clutter fixe.

On remarque qu'un ordre élevé s'éloigne du modèle théorique, un ordre ≤ 5 permet de représenter un clutter fixe [14].

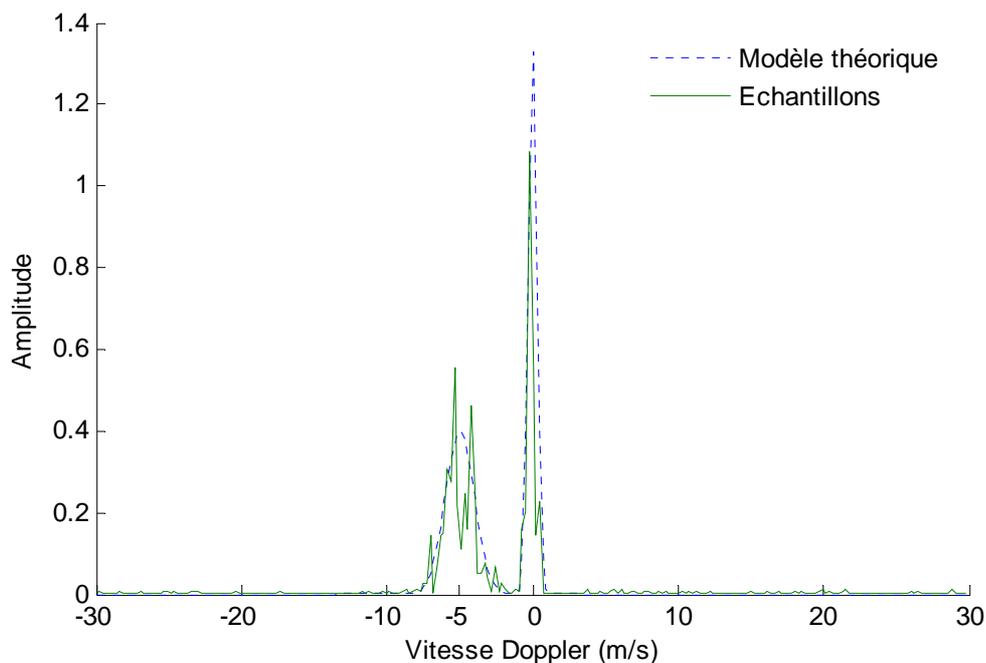


Figure 5.8 : Cisaillement de vent dans un clutter fixe.

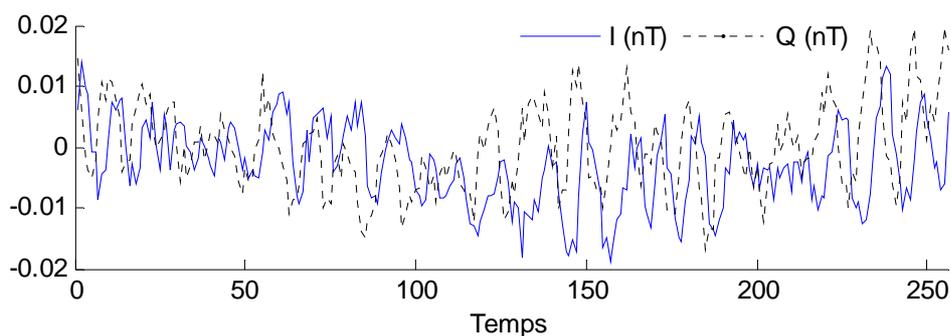


Figure 5.9 : Les composantes temporelles de l'écho Radar

La figure (5.9) représente les signaux radar reçus par le radar, un cisaillement de vent dans un clutter intense.

5.6. Rejection du clutter fixe

On utilise les filtres numériques du type Butterworth, elliptique, de Tchebychev, ...etc., qui sont des filtres prototypés. Leur mise en œuvre est facile, grâce aux techniques numériques. Le filtre utilisé pour la suppression du retour sol est un filtre passe haut qui permet de couper une bande choisie symétrique autour de zéro Doppler.

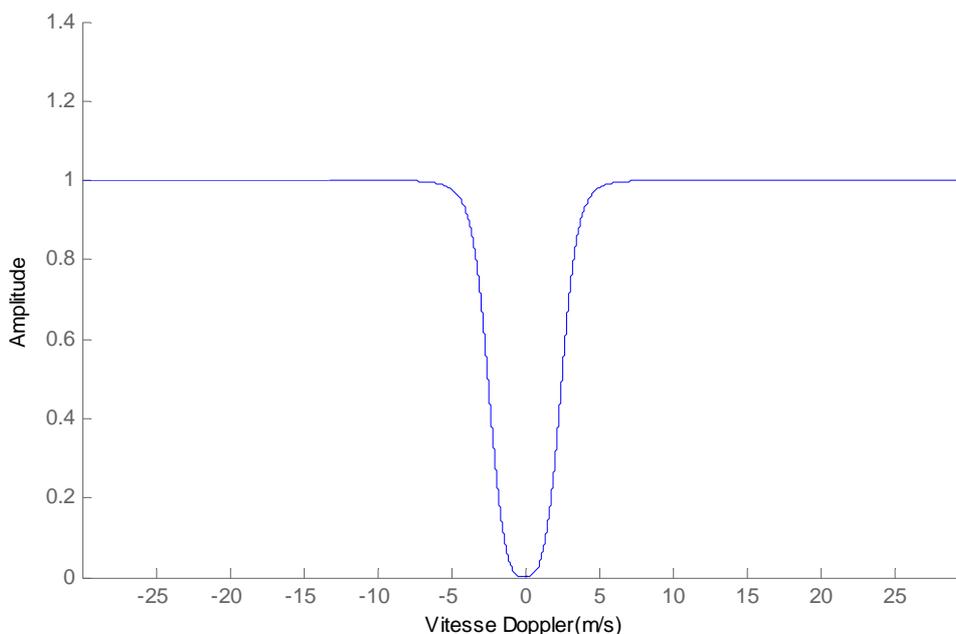


Figure 5.10 : Filtre rejecteur du type Butterworth passe-haut 3eme ordre

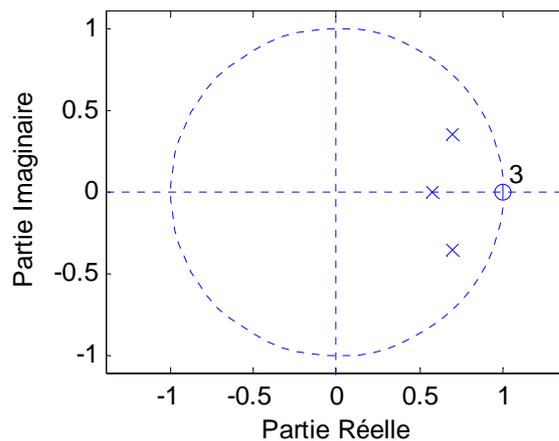


Figure 5.11 : Position des pôles et des zéros d'un filtre rejecteur du type Butterworth.

A la sortie du filtre rejecteur numérique on aura la figure (5.12), tout ce qui reste est le spectre du cisaillement de vent.

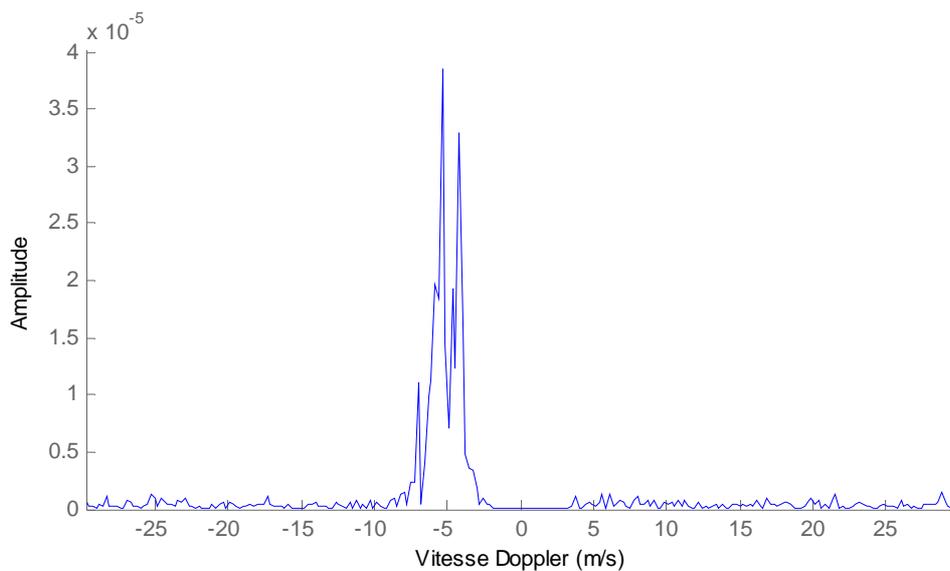


Figure 5.12 : Rejection du clutter fixe.

On peut calculer ses paramètres (moyenne et variance), par l'estimation de moment d'ordre un et deux.

Le calcul des paramètres se fait par la méthode "pulse pair", c'est une méthode simple et efficace. Par cette méthode on peut calculer les paramètres du vent sans le calcul de la FFT, pour réduire le temps de calcul du processeur.

La figure 5.13 montre l'efficacité de cette méthode avec le nombre d'échantillons utilisés dans le calcul.

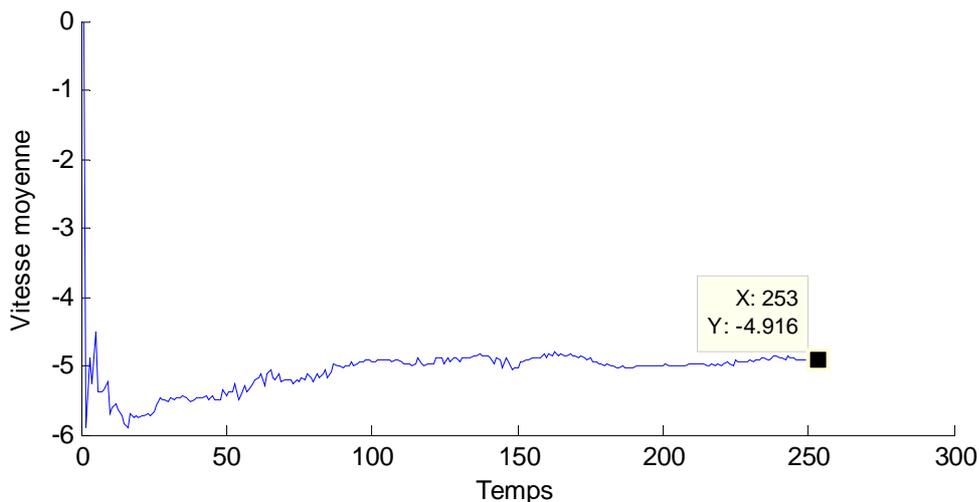


Figure 5.13 : Méthode pulse pair pour le calcul de la moyenne de la vitesse.

On remarque une vitesse moyenne du cisaillement de vent calculée de -4.916 m/s, qui tend vers la valeur exacte, avec un temps d'exécution de 9.834 secondes

Plus le nombre d'échantillons augmente plus la vitesse converge rapidement vers la vitesse moyenne.

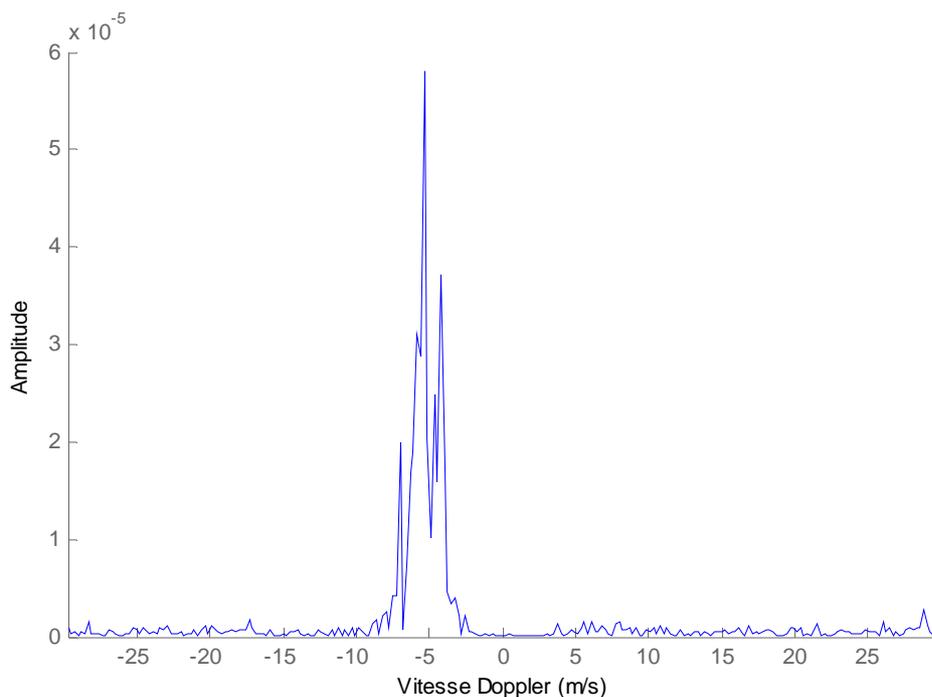


Figure 5.14 : Filtrage par un modèle AR.

Le filtrage par un modèle AR permet de préserver les composantes spectrales du cisaillement de vent, on parle d'un filtrage optimal du clutter fixe à partir de son modèle.

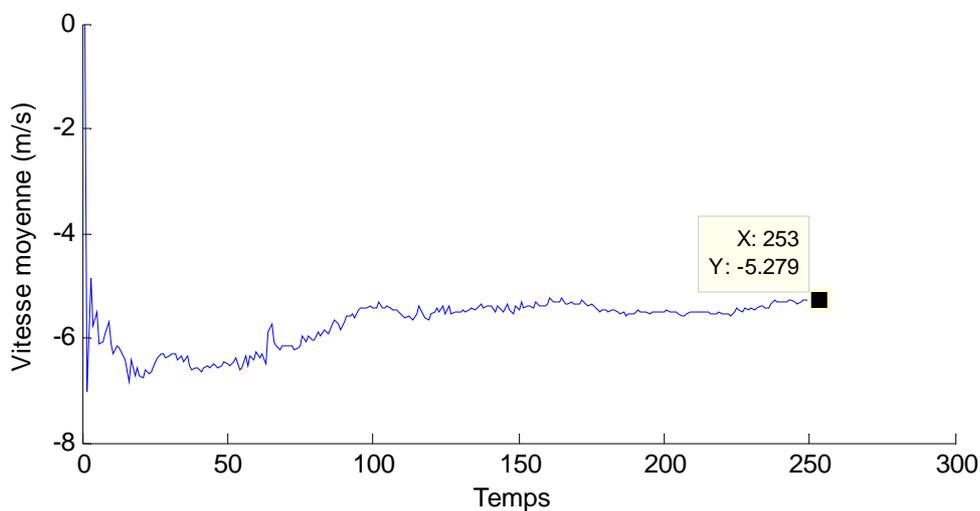


Figure 5.15 : La vitesse moyenne après filtrage AR.

On remarque que les vitesses moyennes calculées sont très proches de la valeur moyenne du cisaillement de vent, mais dans le dernier cas le temps d'exécution du programme pulse pair est de 1.152 Secondes.

CONCLUSION

Cette étude nous a permis d'envisager les différentes solutions qui existent pour la détection du cisaillement de vent en temps réel, en présence d'un clutter sol intense, toutefois le choix de l'une de ces méthodes est basé sur des considérations opérationnelles.

Les signaux de simulation, générés par l'algorithme de Zrnic, possèdent toutes les propriétés statistiques des signaux météorologiques ; c'est une méthode très efficace et simple pour la génération des échos météorologiques pour n'importe quelle distribution.

Autre que les signaux discrets qui viennent d'autres objets mobiles au sol et qui nécessitent un traitement particulier, basé sur la probabilité que ces signaux soient des signaux météorologiques ou non, le clutter sol peut être supprimé par des filtres numériques conçus suivant la bande qu'occupe le clutter ou par le contenu spectrale en utilisant un filtre basé sur un modèle paramétrique, ceci a été mentionné dans les références [14] et vérifié par simulation.

La recherche d'algorithmes plus efficaces est toujours souhaitable pour permettre une détection et une alarme entre 15 à 40 secondes, les algorithmes présentés sont les plus utilisés dans les systèmes radar de détection de cisaillement de vent, caractérisés par la simplicité et l'efficacité.

LISTE DES SYMBOLES

σ	Surface équivalente radar.	m ²
θ	Angle d'azimut.	Radian
φ	Angle d'élévation.	Radian
Ω	Angle solide.	Stéradian.
η	Réfectivité par unité de volume.	Sans dimension.
τ	Longueur d'impulsion.	Seconde.
G	Le gain de l'antenne.	Sans dimension.
Z	Facteur de réflectivité.	DBZ.
R, r	Distance (Range), ou taux de précipitation (Rain Rate).	Mètre.
L, l	Pertes.	dB.
P_t	puissance transmise (émise).	Watt.
P_r	puissance reçue de la cible.	Watt.
U	Intensité de radiation.	Watt/steradian
f_d	Fréquence Doppler.	Hertz.
V_r	Vitesse radiale.	m/s.
V_a	Vitesse ambiguë	m/s.

REFERENCES

1. Gilles paquet, "Détection électromagnétique, fondements théoriques et applications radar". Édition Masson, (1997).
2. Byron EDDE, "Radar principes, technology, applications". Édition PTR Prentice hall, (1993).
3. J-P Hardange, Ph. LACOMME, J-C. Marchais, "Radars aéroportés et spatiaux. Collection scientifique et technique", Thomson CSF, Édition Masson, (1995).
4. George W. Stimpson, "Introduction to airborne radar", Second edition, SciTech Publishing Inc. Medham, New Jersey, (1998).
5. Merill, I. Skolnik, "Radar Handbook.", 2nd edition, McGraw-Hill publishing company, (1990)
6. David Brandwood., "Fourier Transforms in Radar and Signal Processing." Artech House, (2003).
7. Steven M. Kay., "Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory.", Prentice Hall PTR NJ
8. André Quinquis, "Le traitement du signal sous Matlab, pratique et application". Edition hermes science, paris (2000).
9. Dusan zrnica, "Simulation of weather like Doppler spectra and signals." Journal of applied meteorology Vol. 14, N° 4 June 75 pp 619-620
10. RICHARD J. Doviak, DUSAN Zernica, "Doppler Weather Radar" Proceedings of the IEEE, Vol. 67, NO. 11 November 1979.
11. James Evans, Donald Turnbull. "Development of an automated wind shear detection system using Doppler. weather radar.", Proceeding of the IEEE Vol. 77 NO 11 November (1989).
12. Ernest G Baxa, jr., "Airborne pulsed Doppler radar detection of low altitude Windshear a signal processing problem.", Digital Signal Processing 1, 186197 (1991).
13. George F. Switzer and Charles L. Britt., "Performance of the NASA airborne radar with the Windshear database for forward looking system.", research triangle. September (1996).
14. David D. Aalfs and Ernest G. Baxa, Jr. "Signal Processing Aspects of Windshear Detection.", Microwave Journal, September (1993).

15. Richard G. plumb, "A linear prediction approach to Doppler mean frequency retrieval in the presence of ground clutter.", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 29, No. Juillet (1993).
16. Edward S. Chornoboy, "Optimal mean velocity estimation for Doppler weather radars.", IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, VOL. 31, No.3 May (1993).
17. Z. Banjanin, JR Cruz, D S. Zrnic, "Linear Prediction approach to Doppler estimation of radar signals in the presence of ground clutter."
18. Mark E. Weber and Melvin L. stone. "Low Altitude Wind Shear Detection Using Airport Surveillance Radars. ",IEEE AES systems magazine juin (1995).
19. Weig Chen, Guotong Zhou, Georgios B Ginnakis. "Velocity and acceleration estimation of Doppler weather Radar/Lidar signals in coloured noise. " IEEE (1995).
20. Donald H. Turnbull, "Aviation weather Radar", IEEE International Radar Conference, (1995).
21. SAMAN S. Abeysekera., "Performance of Pulse-Pair method of Doppler estimation.", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.34, No. 2 April (1998).
22. P. Lomburdo J. B. Billingsley., "A new model for the Doppler spectrum of windblown radar ground clutter", IEEE (1993).