

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D' AERONAUTIQUE

MEMOIRE DE MAGISTER

Présenté par :

M^{lle} OTMANE Fadhela

Option : Aéronautique

***Contribution à l'étude du cisaillement de vent
Modèles et paramètres***

Soutenu le : jeudi 18 Décembre 2003

Devant le jury :

M ^r BOUKRAA Salah	Maître de conférences	Président	Univ de Blida
M ^r G UESSOUM Abderrezek	Professeur	Examineur	Univ de Blida
M ^{me} GUERTI Mhania	Maître de conférences	Examineur	E.N.P Alger
M ^r REZOUG Tahar	Maître de conférences	Rapporteur	Univ de Blida
M ^r BENTEFTIFA mHafed	Chargé de cours	Co-rapporteur	Univ de Blida

Mémoire élaboré au sein de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur - Département d'Aéronautique
Université Saad Dahleb de Blida

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D' AERONAUTIQUE

MEMOIRE DE MAGISTER

Présenté par :

M^{lle} OTMANE Fadhéla

Option : Aéronautique

*Contribution à l'étude du cisaillement de vent
Modèles et paramètres*

Soutenu le : jeudi 18 Décembre 2003

Devant le jury :

M ^r BOUKRAA Salah	Maître de conférences	Président	Univ de Blida
M ^r G UESSOUM Abderrezek	Professeur	Examineur	Univ de Blida
M ^{me} GUERTI Mhania	Maître de conférences	Examineur	E.N.P Alger
M ^r REZOUG Tahar	Maître de conférences	Rapporteur	Univ de Blida
M ^r BENTEFTIFA mHafed	Chargé de cours	Co-rapporteur	Univ de Blida

Mémoire élaboré au sein de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur - Département d'Aéronautique
Université Saad Dahleb de Blida

A ceux qui veillent sur mon pays.

Remerciements

Je remercie en premier mes directeurs de mémoire et rapporteurs monsieur REZOUG Tahar, maître de conférences au département d'Aéronautique et monsieur BENTEFTIFA mHafed, PHD au département d'Aéronautique pour leur encadrement, conseils, et la confiance qu'ils m'ont accordé.

Je suis particulièrement très reconnaissante à monsieur MEGUELLATI Smaïne, docteur chargé de cours au département d'Aéronautique pour avoir examiné mon mémoire, pour ses encouragements, ses conseils et son assistance, pour n'avoir jamais cessé de me soutenir et m'indiquer le bon chemin, pour son bon cœur et grand esprit.

Merci aux miens d'Air Algérie et de la Défense Nationale pour leur aide précieuse et soutien absolu, ils se reconnaissent à travers ces lignes, sans eux mon travail n'aurait pas été le même.

Je remercie monsieur BERGHEL Saïd, chef du département d'Aéronautique pour m'avoir adopté au seins du département, pour avoir soutenu ma carrière, pour sa bonté et sa confiance.

Je remercie vivement monsieur BOUKRAA Salah, maître de conférences au département d'Aéronautique pour avoir présidé mon jury de mémoire, ainsi que monsieur GUESSOUM Abderrezk, professeur au département d'Electronique-Université de Blida et madame GUERTI Mhania, maître de conférences au département d'Electronique-ENP d'Alger pour l'honneur qu'ils m'ont fait en examinant ce travail.

Enfin, merci à mes proches, mes amis qui savent me supporter et qui sont très chers à mon cœur.

Sommaire

Liste de figures	1
Introduction générale.....	1
État de l'art	4
Chapitre 1 : Aspect météorologique du cisaillement de vent.....	7
1.1-Le vent.....	7
1.1.1- Forces déterminant la direction et la vitesse du vent.....	7
1.1.1.1- Force de pression.....	7
1.1.1.2- Force de frottement.....	8
1.1.1.3- Force de Coriolis.....	9
1.1.1.4- Poids.....	10
1.1.2- Equations générales du mouvement.....	10
1.1.2.1- Mouvement de l'air selon la verticale.....	11
1.1.2.2- Mouvement horizontal de l'air.....	11
1.1.3- Variation du vent avec l'altitude.....	11
1.1.4- Cas particuliers de vent.....	12
1.1.4.1- Tourbillons.....	12
1.1.4.2- Courants-jet.....	12
1.1.4.3- Fronts.....	13
1.1.5- Importance du vent pour l'aviation.....	13
1.2- Cisaillement de vent aux basses altitudes.....	13
1.2.1- Rafale descendante (downburst).....	13
1.2.2- Macro rafale (macroburst).....	14
1.2.3- Micro rafale (microburst).....	15
1.2.3.1- Caractéristiques des micro rafales sèches.....	16
1.2.3.2- Caractéristiques des micro rafales humides.....	16
1.2.4- Définition du cisaillement de vent aux basses altitudes.....	16
1.2.5- Types de cisaillements de vent aux basses altitudes.....	16
1.2.5.1- Cisaillement de vent vertical.....	16
1.2.5.2- Cisaillement vertical de vent.....	17
1.2.5.3- Cisaillement horizontal de vent.....	17
1.2.6- Causes du cisaillement de vent.....	18
1.2.6.1- Orages.....	18
1.2.6.2- Fronts de rafale (gustfronts).....	18
1.2.6.3- Masses frontales.....	18
1.2.6.4- Micro rafales.....	19
1.2.7- Classification des gradients de vent en approche.....	19
1.3- Effet du cisaillement de vent sur le trafic aérien.....	20
Chapitre 2 : Le radar météorologique pulse doppler.....	22
2.1-Introduction au radar.....	22
2.1.1- Ondes radio.....	22
2.1.1.1- Caractéristiques des ondes radio.....	22
2.1.1.2- Rayonnement électromagnétique.....	23
2.1.2- Fréquences radar.....	23
2.1.3- Echo radar.....	24
2.2- Le radar pulse doppler.....	25
2.2.1- Effet doppler.....	25

2.2.2-	Caractéristiques d'un radar pulse doppler.....	26
2.2.3-	Configuration principale.....	27
2.2.4-	Clutter pulse doppler.....	30
2.2.5-	Performances radar.....	30
2.2.5.1-	Choix de la fréquence radio.....	30
2.2.5.2-	Résolution angulaire.....	30
2.2.5.3-	Sélection de la PRF.....	31
2.3-	Contribution à la prévention du cisaillement de vent.....	32
2.3.1-	Caractéristiques des radars météorologiques.....	32
2.3.2-	Applications représentatives.....	33
2.3.3-	Principe général.....	34
2.3.4-	Le spectre pulse doppler.....	35
2.3.5-	Détection des fréquences doppler.....	38
2.3.5.1-	Translation.....	38
2.3.5.2-	Echantillonnage des signaux vidéo.....	39
2.3.5.3-	Conversion analogique numérique.....	39
2.3.5.4-	Résolution numérique.....	39
Chapitre 3 :	Echo du cisaillement de vent.....	40
3.1-	Propriétés caractéristiques d'une turbulence.....	40
3.2 -	Equation radar d'une distribution météorologique.....	40
3.3-	Fluctuations de l'écho météorologique.....	43
3.4-	Approximation de l'écho météorologique.....	44
3.5 -	Moyennes statistiques et fluctuations.....	44
3.5.1-	Moyenne statistique.....	45
3.5.2-	Variance.....	45
3.5.3-	Moyenne temporelle.....	45
3.5.4-	Fonction d'auto corrélation.....	46
3.5.5-	Fluctuation.....	46
3.6-	Traitement du signal radar.....	47
3.6.1-	Intégration des échantillons.....	47
3.6.2-	Estimateurs de la fréquence moyenne.....	48
3.6.2.1-	Traitement par auto covariance.....	48
3.6.2.2-	Traitement spectral.....	49
Chapitre 4 :	Modèles de représentation spectrale.....	51
4.1-	Notions générales.....	51
4.1.1-	Représentation fréquentielle.....	51
4.1.1.1-	Transformée de Fourier à temps discret (tffd).....	51
4.1.1.2-	Transformée de Fourier discrète (TFD).....	51
4.1.1.3-	Transformée rapide de Fourier (fft).....	51
4.1.2-	Densité spectrale.....	51
4.1.2.1-	Signal déterministe.....	52
4.1.2.2-	Signal aléatoire.....	53
4.1.3-	Estimation spectrale.....	55
4.1.4-	méthodes d'estimation spectrale.....	55
4.1.4.1-	Méthodes non paramétriques.....	55
4.1.4.2-	Méthodes paramétriques.....	55
4.1.5-	Précision et résolution spectrales.....	56
4.1.5.1-	Précision spectrale.....	56
4.1.5.2-	Résolution spectrale.....	56

4.2- Méthodes non métriques.....	56
4.2.1- Estimateur de Blackman et Tukey (BT).....	56
4.2.2- Périodigramme.....	57
4.3- Méthodes paramétriques.....	59
4.3.1- Notion de modèle.....	59
4.3.2- L'approche modélisation et identification.....	60
4.3.3- Modélisation par fonctions de transfert rationnelles.....	62
4.4- Estimation Auto Régressive (AR) de la dsp.....	64
4.4.1- Equations de Yule Walker.....	64
4.4.2- Algorithme de Levinson Durbin.....	65
4.4.3- Algorithme de Burg.....	66
4.4.4- Algorithme des moindres carrés récursifs.....	68
4.4.4.1- Estimateur des moindres carrés.....	68
4.4.4.2- Moindres carrés récursifs.....	69
4.5- Estimation Auto Régressive à Moyenne Glissante (ARMA) de la dsp.....	70
4.5.1- Equations de Yule Walker.....	70
4.5.2- Estimation des paramètres.....	71
4.5.2.1- Technique du polynôme intermédiaire.....	71
4.5.2.2- Technique des moindres carrés simples.....	73
Chapitre 5 : Rejection du clutter par filtres numériques.....	79
5.1- Catégories du clutter terrestre.....	79
5.1.1- Clutter du lobe principal.....	79
5.1.2- Clutter du lobe secondaire.....	79
5.1.3- Retour d'altitude.....	79
5.2- Equation du retour terrestre.....	80
5.3- Représentation spectrale.....	80
5.3.1- Spectre du clutter du lobe principal.....	80
5.3.2- Spectre du clutter du lobe secondaire.....	81
5.3.3- Spectre du clutter d'altitude.....	81
5.4- Minimisation des effets du clutter.....	81
5.5- Contribution des filtres numériques.....	82
5.5.1- définition.....	82
5.5.2- Propriétés.....	82
5.6- filtres discrets.....	83
5.6.1- Problème de conception.....	83
5.6.2- Description.....	84
5.6.3- classes de filtres RII.....	84
5.6.3.1- Filtres de ButterWorth.....	84
5.6.3.2- Filtres de Chebyshev type1.....	84
5.6.3.3- Filtres de Chebyshev type2.....	85
5.6.3.4- Filtres à fonction elliptique.....	85
5.6.3.5- Transformation bilinéaire.....	85
Chapitre 6 : Exploitation.....	87
6.1- Génération des signaux.....	87
6.2- Robustesse des méthodes d'estimation spectrale.....	88
6.2.1- Projection sur les fréquences du cisaillement de vent.....	88
6.2.1- Modèles AR.....	88
6.2.1.1- Spectre de Levinson.....	88
6.2.1.2- Spectre de Burg.....	90

6.2.1.3- Spectre AR des moindres carrés simples.....	91
6.2.2- Modèles ARMA.....	93
6.2.2.1- Spectre du polynôme intermédiaire.....	93
6.2.2.2- Spectre ARMA des moindres carrés simples.....	94
6.2.2- Projection sur les fréquences du clutter.....	97
6.3- Vérification des performances radar.....	98
6.4- Performances des filtres numériques.....	101
6.4.1-Propriétés du filtre de Butter Worth.....	101
6.4.2- Application du filtre de Butter Worth.....	102
6.4.3- Propriétés du filtre elliptique.....	104
6.4.4- Application du filtre elliptique.....	105
Conclusion générale.....	108
Annexe.....	110
Glossaire.....	124
Références bibliographique.....	128

Liste de figures

Figure 1.1 : Direction de la force de pression.....	8
Figure 1.2 : Rafale descendante (coupe et vue en plan).....	14
Figure 1.3 : Schéma d'une micro rafale.....	15
Figure 1.4 : Cisaillement de vent vertical.....	17
Figure 1.5 : Cisaillement vertical de vent.....	17
Figure 1.6 : Cisaillement horizontal de vent.....	18
Figure 1.7 : Gradients de vents les plus répétitifs.....	20
Figure 2.1 : Décalage doppler (effet d'une cible vante).....	25
Figure 2.2 : Principe de la cohérence.....	27
Figure 2.3 : Blocs fondamentaux du récepteur.....	28
Figure 2.4 : Détecteurs synchronisés.....	28
Figure 2.5 : Décalage positif de la fréquence doppler.....	29
Figure 2.6 : Décalage négatif de la fréquence doppler.....	29
Figure 2.7 : Aptitude radar de résolution angulaire.....	31
Figure 2.8 : Signal d'émission pour un radar pulse doppler.....	34
Figure 2.9 : Cellules de réception d'un radar pulse doppler.....	34
Figure 2.10 : Partie de fréquences positives du spectre de N impulsions cohérentes.....	37
Figure 3.1 : Spectre doppler.....	47
Figure 4.1 : Séparation en fréquence.....	56
Figure 4.2 : Schéma de l'identification paranétrique.....	60
Figure 4.3 : Mise en œuvre de la récurrence de Levinson.....	74
Figure 4.4 : Mise en œuvre de l'algorithme de Burg.....	75
Figure 4.5 : Mise en œuvre de l'algorithme des moindres carrés.....	76
Figure 4.6 : Mise en œuvre de la technique du polynôme intermédiaire.....	77
Figure 4.7 : Mise en œuvre de la technique des moindres carrés simples.....	78
Figure 5.1 : Filtre linéaire à temps discret.....	82
Figure 6.1 : Séquences d'échantillons I et Q générées.....	88
Figure 6.2 : dsp AR estimée par Levinson à SNR variable.....	89
Figure 6.3 : dsp AR estimée par Levinson à ordre variable du modèle.....	89
Figure 6.4 : dsp AR estimée par Burg à SNR variable.....	90
Figure 6.5 : dsp AR estimée par Burg à ordre variable du modèle.....	91
Figure 6.6 : dsp AR estimée par moindres carrés simples à SNR variable.....	92
Figure 6.7 : dsp AR estimée par moindres carrés simples à ordre variable.....	92
Figure 6.8 : dsp ARMA estimée par le polynôme intermédiaire à SNR variable.....	93
Figure 6.9 : dsp ARMA estimée par le polynôme intermédiaire à ordre variable.....	94
Figure 6.10 : dsp ARMA estimée par moindres carrés simples à SNR variable.....	95
Figure 6.11 : dsp ARMA estimée par moindres carrés simples à ordre variable.....	95
Figure 6.12 : dsp ARMA estimée par moindres carrés simples à ordre variable.....	96
Figure 6.13 : dsp AR estimée par moindres carrés simples pour Clutter.....	97
Figure 6.14 : Echo radar à PRF différentes.....	99
Figure 6.15 : Détection doppler à nombre d'impulsions variable.....	100
Figure 6.16 : Filtre de Butter Worth à ordre variable.....	101
Figure 6.17 : Filtre de Butter Worth à bande variable.....	102
Figure 6.18 : Réponse fréquentielle du filtre de Butter Worth.....	103
Figure 6.19 : Réponse impulsionnelle du filtre de Butt Worth.....	103
Figure 6.20 : Application du filtrage de Butt Worth.....	104

Figure 6.21 : Filtre elliptique à ordre variable.....	105
Figure 6.22 : Réponse fréquentielle du filtre elliptique.....	106
Figure 6.23 : Réponse impulsionnelle du filtre elliptique.....	106
Figure 6.24 : Application du filtrage elliptique.....	107

Chapitre 6
Exploitation

Chapitre 6 :**Exploitation**

Le phénomène du cisaillement de vent aux basses altitudes apparaît à des vitesses allant de 5 m/s à 50 m/s, des phénomènes dangereux pouvant atteindre une vitesse de 70 m/s, sur ce l'intervalle des fréquences doppler détectées s'étend selon la longueur d'onde, qui elle dépend de la fréquence opérationnelle du radar.

Les algorithmes appliqués sur les radars pulse doppler terrestres sont applicables sur les radars embarqués, chacun à caractéristiques qui lui sont spécifiques. Pour notre simulation nous avons considéré les deux radars dont nous exposons les caractéristiques dans ce qui suit.

- **Caractéristiques du radar terrestre TDWR**

Fréquence :	5.6 à 5.65 Ghz
Largeur d'impulsions :	1.1 μ s
Pic de puissance :	250 kW
Fréquence de répétition fréquentielle maximale :	2000 hz
Gain d'antenne :	50 dB
Balayage de l'antenne :	360 ^o
tau de balayage azimutal :	30 ^o / s
incrémentation azimutale :	1 ^o
Codage de données :	échantillons I et Q à 12 bits
Réjection du clutter :	filtre RII elliptique à 4 pôles

6.1- GENERATION DES SIGNAUX

L'écho radar recueilli au niveau du récepteur est acheminé par deux composantes de même fréquence et crête d'amplitude déphasées de 90°. Ceci revient à la représentation du signal à décalage doppler par l'onde "en phase" en cosinus et l'onde "à quadrature de phase" en sinus, l'échantillon complexe est équivalent à la moyenne de l'énergie radar incidente dans le volume de la cellule distance, le traitement d'une séquence de ces échantillons nous permet une représentation spectrale du signal reçu.

Pour une modélisation gaussienne, nous générons deux séquences d'échantillons déphasées de 90° d'amplitude à variation gaussienne, une séquence est une fonction cosinus et l'autre séquence est une fonction sinus, les deux fonctions sont à décalage doppler de 401 hz équivalent à une vitesse de 10.7 m/s (application sur le radar terrestre TDWR). La figure 6.1 illustre les deux séquences d'échantillons qui seront traitées par la suite.

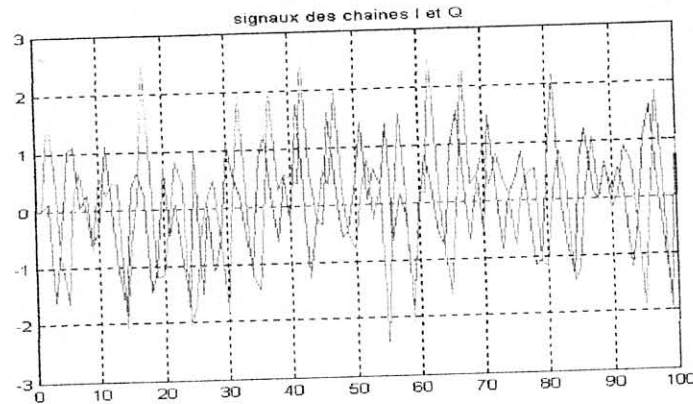


Figure 6.1- Simulation des séquences d'échantillons des chaînes I et Q

6.2- ROBUSTESSE DES METHODES D'ESTIMATION SPECTRALE

La représentation de la dsp du signal constitue un support d'information d'intérêt et permet l'extraction des paramètres spectraux. Nous optons pour la représentation spectrale paramétrique qui est fondée sur la prédiction linéaire ou l'on attribue un modèle d'ordre donné à la séquence d'échantillons enregistrée, si l'ordre est convenable la précision du résultat est acquise.

6.2.1- PROJECTION SUR LES FREQUENCES DU CISAILLEMENT DE VENT

6.2.1.1- Modèles AR

La représentation spectrale AR est une célèbre représentation paramétrique de la dsp, différents algorithmes existent, nous examinons dans ce qui suit les performances de quelques uns du point de vue effet du SNR, de l'ordre du modèle, et du nombre d'échantillons. en cherchant toujours à réaliser un compromis entre la précision spectrale et la stabilité.

6.2.1.1.1- Spectre de Levinson

L'algorithme de Levinson procède récursivement sur l'ordre pour calculer l'ensemble des paramètres du modèle utilisant une séquence d'auto corrélation estimée à partir des données enregistrées. Nous estimons le spectre de Levinson et nous commentons ses performances

Pour un ordre fixe du modèle égale à 10 nous faisons varier le SNR de l'infini à -3 dB et nous évaluons la dsp en dB.

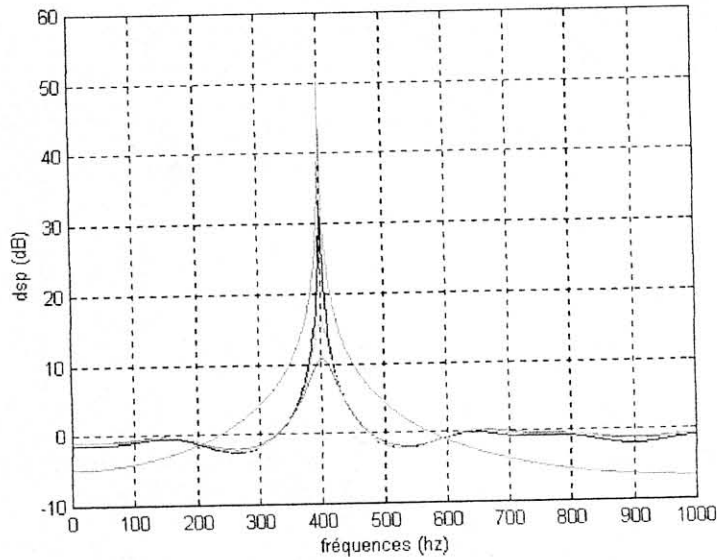


Figure 6.2- dsp AR estimée par Levinson
SNR : infini à -3 dB, ordre du modèle : 10

Dans le sens de diminution du SNR, le pic de la dsp s'affaiblit, l'intensité des fluctuations supplémentaires augmente et le spectre est de plus en plus déformé avec diminution de la précision jusqu'à perte de l'information. Les fluctuations supplémentaires qui apparaissent sont appelées fuites spectrales, c'est une énergie du pic principal qui "fuit" vers d'autres points, ces fuites ont un impact nuisible (préjudiciable) sur l'estimation de la puissance et la détectabilité d'autres réponses spectrales présentes.

Nous vérifions la stabilité du modèle par un tracé des pôles sur le cercle unité du plan Z et nous constatons que tous les pôles sont à l'intérieur du cercle, la stabilité est donc vérifiée et renforcée avec la diminution du SNR.

Pour examiner l'effet de l'ordre du modèle nous fixons un SNR de 6 dB et nous estimons la dsp à différents ordres du modèle allant de 5 à 30.

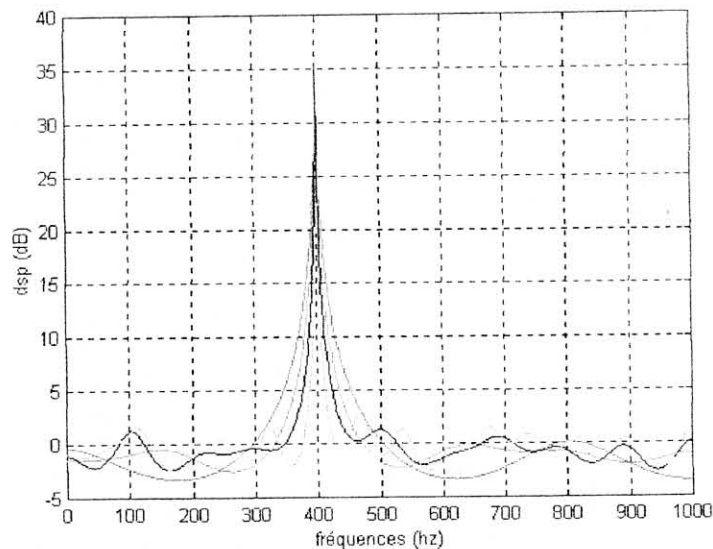


Figure 6.3- dsp AR estimée par Levinson
Ordre du modèle : 5 à 30, SNR : 6dB

L'augmentation de l'ordre du modèle renforce le pic de la dsp (compense en quelque sorte la diminution provoquée par un faible SNR) mais renforce aussi les fuites spectrales ce qui constitue un inconvénient. Nous vérifions également la stabilité, cette dernière est maintenue, les pôles sont à l'intérieur du cercle unité du plan Z bien qu'ils s'éloignent du zéro avec l'augmentation de l'ordre. Il est à noter que les résultats obtenus pour le spectre de Levinson se caractérisent d'une bonne précision qui est maintenue pour des ordres très élevés.

Dans l'algorithme de Levinson nous utilisons la séquence d'auto corrélation estimée à partir des données enregistrées, l'estimateur de l'expression 4.15 étant biaisé nous optons pour l'exploitation directe des données enregistrées, le problème d'identification des paramètres AR étant directement lié à la prédiction linéaire, la théorie d'estimation statistique standard est applicable. Dans ce contexte différentes procédures d'estimation au sens des moindres carrés sont disponibles, l'algorithme de Burg fut la première initiative qui réunit les erreurs de prédiction directe et rétrograde.

6.2.1.1.2- Spectre de Burg

Par minimisation de la somme des énergies des erreurs de prédiction directe et rétrograde nous obtenons une expression des coefficients de corrélation partielle et les paramètres AR estimés doivent satisfaire la récurrence de Levinson.

Nous établissons le spectre de Burg par estimation des paramètres AR pour une variation du SNR de l'infini à -3 dB à un ordre fixe à 5.

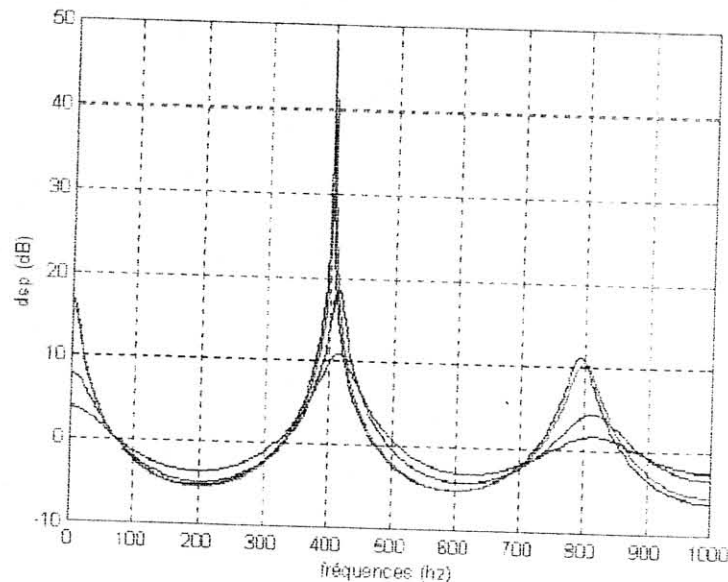


Figure 6.4- dsp AR estimée par Burg
SNR : infini à -3 dB, ordre du modèle : 5

La première remarque à noter est l'apparition de deux pics supplémentaires en plus du pic d'intérêt pour un SNR infini (sans présence de bruit). Avec la diminution du SNR nous avons affaiblissement du pic de la dsp et par conséquent de la précision spectrale jusqu'à perte de l'information, les deux pics supplémentaires issus d'un problème de dédoublement reconnu pour l'algorithme de Burg tel qu'il est implémenté sur sa version originale sont maintenus pour tous les SNR et risquent de fausser la détection dans d'autres situations sachant que notre phénomène se présente à des ordres très élevés, la figure 6.4 illustre ces remarques.

Pour un SNR de 6 dB l'augmentation de l'ordre du modèle renforce le pic de la dsp et la précision spectrale mais écarte les pôles vers le cercle, les fluctuations deviennent de plus en plus importantes jusqu'à perte de l'information à l'ordre 10.

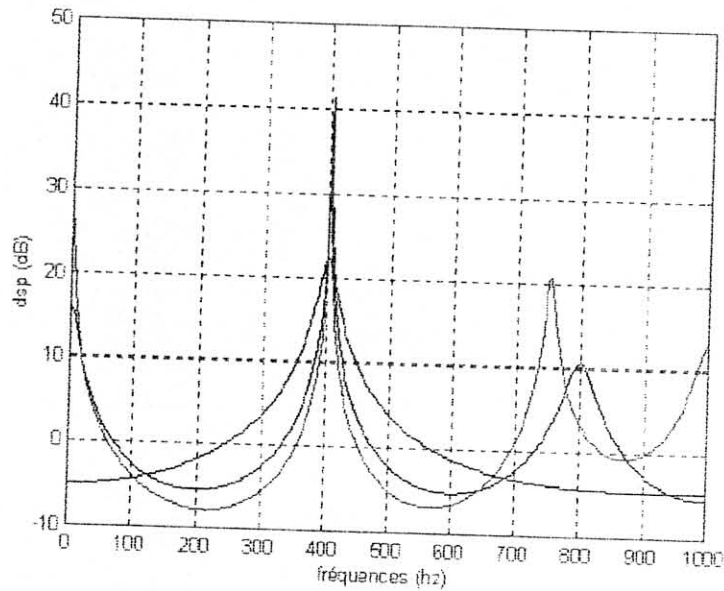


Figure 6.5- dsp AR estimée par Burg
Ordre du modèle : 3 à 7, SNR : 6 dB

Ainsi, l'algorithme de Burg dans sa version originale a présenté quelques problèmes malgré qu'il opère directement sur les échantillons enregistrés, ces problèmes se résument dans la présence d'importants pics supplémentaires dans le spectre et une estimation biaisée par rapport à celle de Levinson.

6.2.1.1.3- Spectre AR des moindres carrés simples

L'algorithme des moindres carrés simples est d'aspect séquentiel ou une estimation précédente initialise l'algorithme pour la renouveler lors d'une nouvelle acquisition, ceci permet de maintenir un procédé de poursuite de processus évoluant dans le temps. Pour un vecteur initial choisi à priori et un ordre donné l'identification du modèle est accomplie et la dsp est évaluée par le procédé habituel de la transformée de Fourier.

Pour la même gamme de SNR de l'infini à -3 dB et un ordre 10 du modèle, le spectre issu présente de légères fluctuations qui deviennent intenses avec la diminution du SNR, le pic de la dsp et par conséquent la précision spectrale diminuent et la stabilité est garantie.

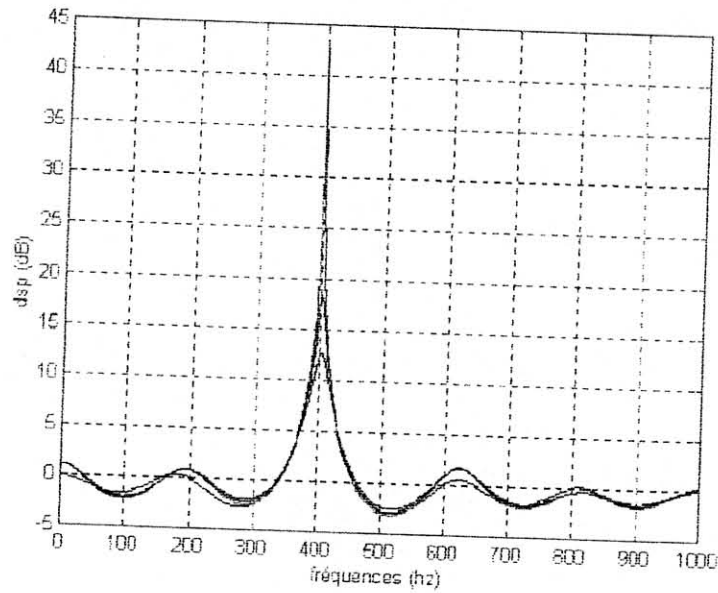


Figure 6.6- dsp AR estimée par moindres carrés simples
SNR : infini à -3 dB, ordre du modèle : 10

Pour des ordres allant de 5 à 30 nous constatons une mauvaise précision spectrale aux faibles ordres, elle s'améliore aux ordres élevés ainsi que le pic de la dsp estimée, les fuites spectrales deviennent intenses et les pôles s'éloignent du zéro du plan Z.

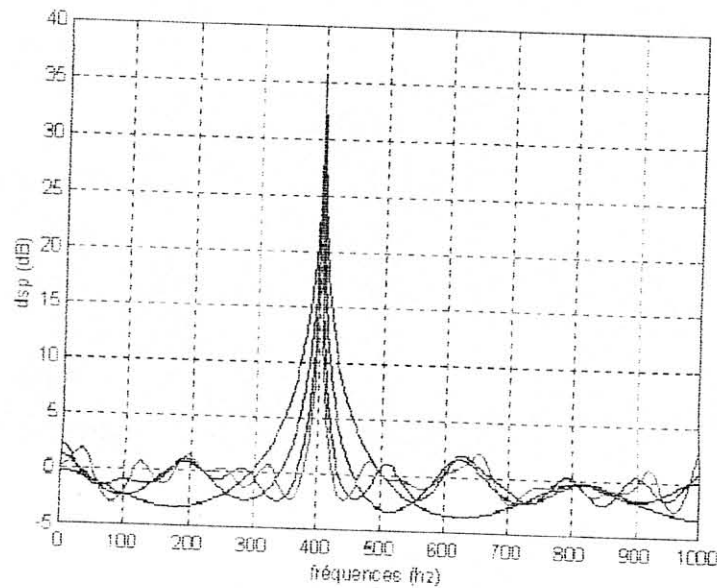


Figure 6.7- dsp AR estimée par les moindres carrés simples
Ordre du modèle : 5 à 30, SNR 6 dB

Une meilleure qualité du spectre des moindres carrés simples est obtenue du point de vue comportement vis-à-vis de la diminution du SNR ou la précision est meilleure et les fuites spectrales sont légèrement réduites, par contre le comportement vis à vis de l'ordre est semblable à celui de Levinson.

6.2.1.2- Modèles ARMA

Le spectre AR des moindres carrés simples acquiert certaines performances vu sa simplicité d'implémentation et sa nature séquentielle, néanmoins il présente des inconvénients liés aux fluctuations supplémentaires lorsqu'il s'agit d'ordres élevés qui caractérisent le processus météorologique considéré. Tout modèle AR d'ordre élevé peut être approché par un modèle ARMA d'ordre convenable (plus ou moins faible), nous vérifions dans ce qui suit les caractéristiques du spectre ARMA.

6.2.1.2.1- Spectre du polynôme intermédiaire

La technique du polynôme intermédiaire est une technique d'identification des paramètres d'un modèle ARMA(q, p), nous attribuons un modèle AR d'ordre L que nous identifions, et à partir des paramètres obtenus nous déterminons en deux étapes les paramètres b_k puis a_k du modèle.

Pour commenter le comportement du spectre du polynôme intermédiaire dans un SNR variable, nous présentons une série de spectres estimés à différents SNR à un ordre fixe ARMA(4,5), nous notons une dégradation de la précision spectrale avec la diminution du SNR, l'écart en fréquence augmente de plus en plus, et à chaque incrémentation du SNR l'ordre L doit être soigneusement choisi.

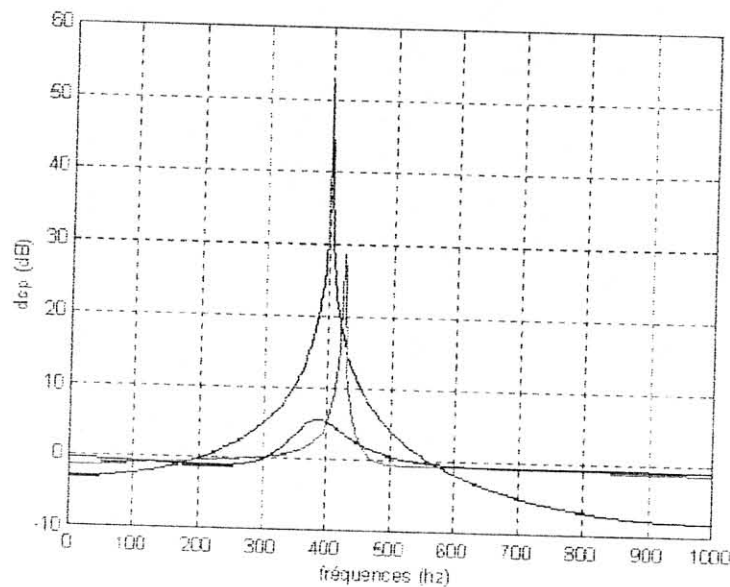


Figure 6.8- dsp ARMA estimée par le polynôme intermédiaire
SNR : infini à 1 dB, ordre du modèle : (4,5)

Nous examinons pour un SNR de 10 dB une multitude de spectres à différents ordres et nous constatons que la précision spectrale est difficile à acquérir et l'ordre L du modèle AR doit être également bien choisi.

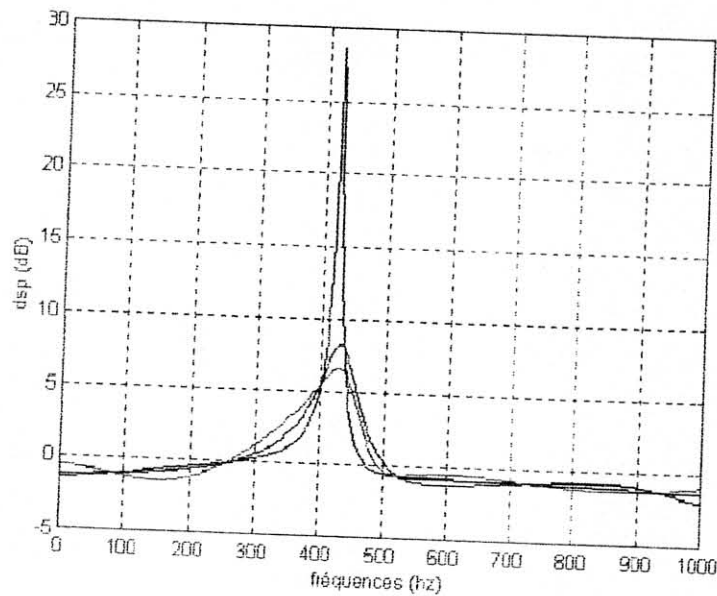


Figure 6.9- dsp ARMA estimée par le polynôme intermédiaire
Ordre du modèle : (3,4) à (5,6), SNR : 10dB

Cette technique présente des inconvénients du point de vue qualité et précision spectrales, les résultats obtenus sont à écart important de ceux obtenus pour les modèles AR, ces inconvénients sont dus à la nature sous optimale de la solution fournie, les paramètres ne sont pas déterminés simultanément et pour accomplir une identification qui satisfait le critère de stabilité du modèle ARMA l'ordre L du modèle AR doit être choisi avec soin.

6.2.1.2.2-Spectre ARMA des moindres carrés simples

L'algorithme des moindres carrés simples appliqué pour l'estimation d'un spectre ARMA(q , p) est similaire à celui appliqué pour l'estimation d'un spectre AR. Nous considérons l'identification de p paramètres au dénominateur et q paramètres au numérateur, le signal d'entrée u_n est équivalent à la série des erreurs de prédiction d'une modélisation AR d'ordre élevé, et l'algorithme détermine les paramètres a_k et b_k du modèle simultanément.

La série de spectres ARMA illustrée dans la figure 6.10 estimés à différents ordres pour un SNR de 10 dB présente une amélioration de la précision spectrale avec l'augmentation de l'ordre, la stabilité est maintenue par la position des pôles dans ou sur le cercle unité du plan Z , nous retenons de cette implémentation que le spectre ARMA présente de meilleures performances par réalisation du compromis entre la précision spectrale qui est bien maintenue et la réduction des fuites spectrales.

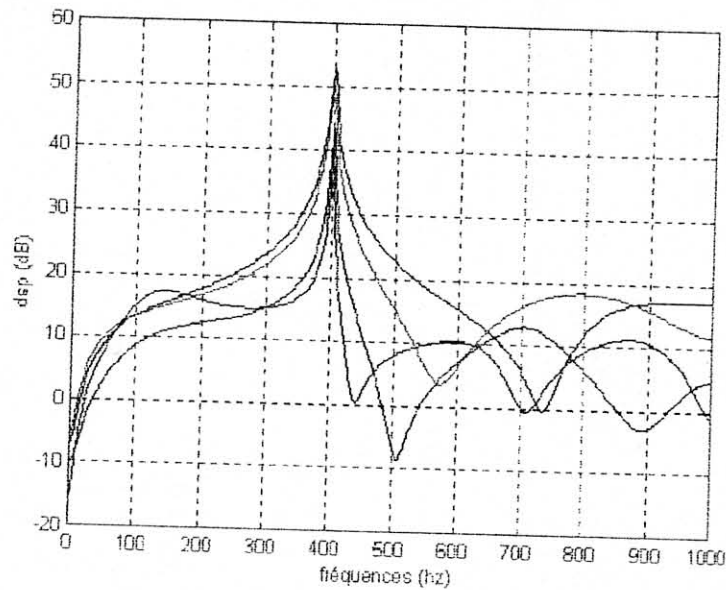


Figure 6.10- dsp ARMA estimée par moindres carrés simples
Ordre du modèle : (4,5) à (7,8), SNR : 10 dB

Pour une diminution du SNR de l'infini à -3 dB pour un modèle ARMA(4,5) fixe, la précision spectrale se dégrade aux SNR négatifs, les pôles avancent de plus en plus vers le zéro du plan Z.

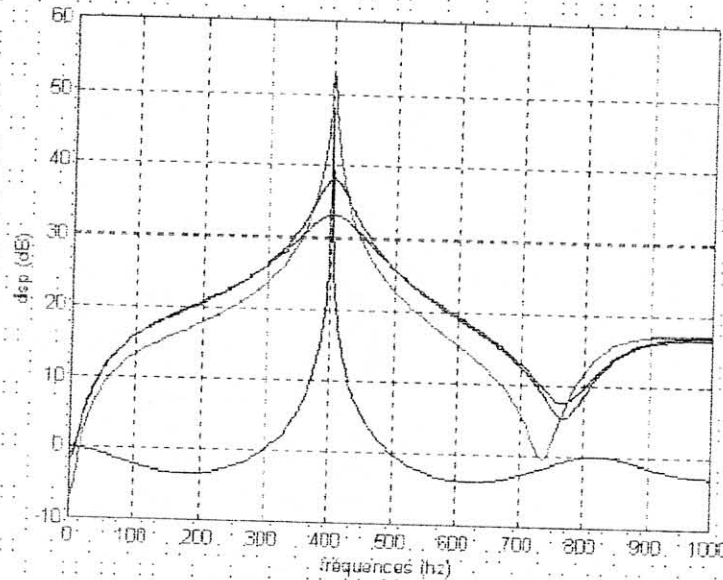


Figure 6.11- dsp ARMA estimée par moindres carrés simples
SNR : infini à -3 dB, ordre du modèle : (4,5)

Une série particulière de spectres ARMA(1,p) est également illustrée dans ce qui suit et qui présentent de bonnes performances du point de vue précision spectrale.

Introduction
Générale

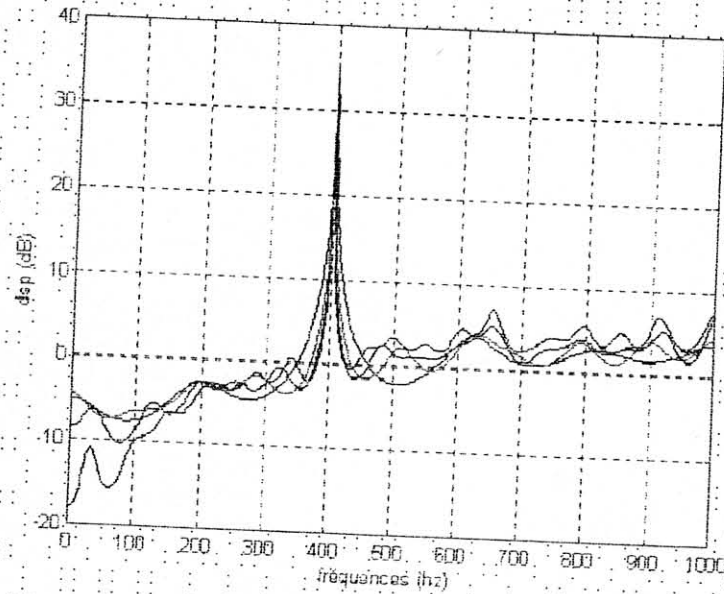


Figure 6.12- dsp ARMA estimée par moindres carrés simples
Ordre du modèle : (1,10) à (1,40), SNR : 10 dB

Ainsi, par application des moindres carrés simples pour l'estimation d'un spectre ARMA, l'intensité des fuites spectrales observées lors de l'estimation d'un spectre AR est réduite que se soit en augmentant l'ordre ou en diminuant le SNR. Ceci dit, bien que le spectre ARMA est difficile à implémenter et nécessite plus d'opérations arithmétiques, le problème des fuites spectrales est réduit, la stabilité est garantie et la précision est maintenue, le spectre AR d'ordre élevé est bien approché par un spectre ARMA équivalent d'ordre convenable.

6.2.2- PROJECTION SUR LES FREQUENCES DU CLUTTER

Pour un radar terrestre le clutter apparaît autour du zéro doppler, dans toutes les situations il présente un lobe beaucoup plus large et concentré que celui de la cible d'intérêt. Nous générons une fréquence de 20 hz qui correspond à une très faible vitesse (0.535 m/s) caractéristique du clutter autour du zéro doppler et nous recherchons ses propriétés spectrales à travers les modèles AR en appliquant directement le signal généré à l'algorithme des moindres carrés simples vu les performances que présente cette méthode séquentielle.

La figure 6.12 illustre le comportement du spectre des moindres carrés simples pour clutter à différents ordres.

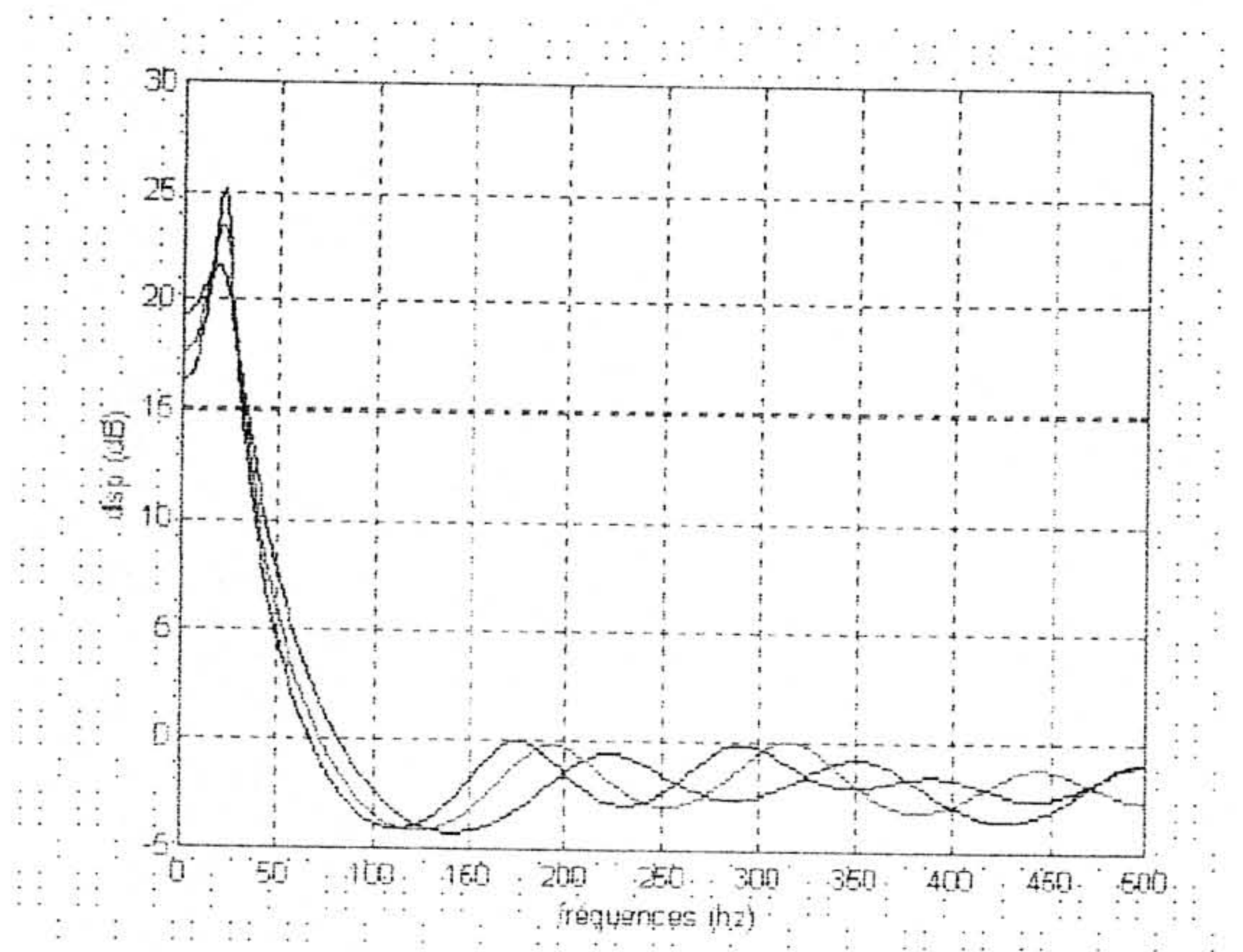


Figure 6.13- dsp AR estimée par moindres carrés simples pour clutter
Ordre du modèle : 7 à 9, SNR : 10 dB

Nous constatons qu'une variation de l'ordre de 7 à 9 permet d'acquérir la précision spectrale nécessaire pour détecter la fréquence de faible valeur générée. Ce qui est d'importance à noter est que le spectre AR est suffisant pour la représentation du clutter car c'est un processus à spectre large qui se présente à de faibles ordres.

6.3- VERIFICATION DES PERFORMANCES RADAR

Les recherches élaborées par les organismes concernés par la lutte contre les dangers du cisaillement de vent confirment que les algorithmes implémentés sur les radars terrestres peuvent l'être sur des radars embarqués tout en respectant les caractéristiques de ces derniers. Dans ce qui suit nous vérifions ceci sur un radar embarqué dont les caractéristiques sont exposées.

• Caractéristiques du radar pulse doppler embarqué

Fréquence :	9.33025 / 9.33772 Ghz
Largeurs d'impulsions :	0.96 / 1.92 / 3.94 / 7.68 μ s
Puissance :	170 à 1700 W
Fréquence de répétition impulsionnelle :	1198 / 2395 / 3375 / 4791 / 9581 hz
Gain d'antenne :	34.6 dBi
Largeur du faisceau antenne :	2.5°
Centre du balayage antenne :	190° ajustable en incréments de 0.25°
tau du balayage azimutal : toutes les PRF sauf 3755 à PRF 3755	37.5 / 18.75 / 9.375 / 4.687° / s 29.25 / 14.625° / s
polarisation de l'antenne :	horizontale ou verticale
codage données :	échantillons I et Q à 12 bits
nombre de cellules distances :	64 à 124

Une brève comparaison des caractéristiques du radar terrestre TDWR avec celles du radar embarqué nous permet de souligner certaines différences qui caractérisent ce dernier. En effet, le radar pulse doppler embarqué a une faible consommation de puissance, il est à bande X et par conséquent opère à une fréquence beaucoup plus importante, il possède aussi plusieurs possibilités de largeurs d'impulsions émises, de fréquences de répétition de ces impulsions, et de taux de balayage azimutal, et accomplit une couverture plus précise et détaillée grâce à la technique des cellules-distances.

Ces différences sont les performances apportées par la technologie du radar embarqué pour faciliter la résolution de ce type de problèmes météorologiques et d'autres problèmes.

▪ Nombre de cellules-distances

Les cellules-distances permettent de positionner avec plus de précision le point d'apparition du cisaillement de vent, par contre n'influent pas sur la précision du résultat numérique obtenu, le nombre de cellules-distances est fonction de la distance de protection.

▪ Largeur d'impulsion

Il est important en réception que l'impulsion soit reçue complètement pour assurer la cohérence, ainsi le nombre de cellules-distances est fonction inverse de la largeur d'impulsion

tel que pour l'impulsion la plus large nous avons le nombre de cellules-distances le plus faible.

▪ PRF radar

L'utilisation de PRF élevées permet la détection de plus importantes vitesses (fréquences doppler) car la PRF limite la distance non ambiguë. Une PRF élevée implique un faible temps de réception (IPP), par conséquent le nombre de cellules-distances diminue, le nombre d'échantillons reçus diminue également d'où la précision.

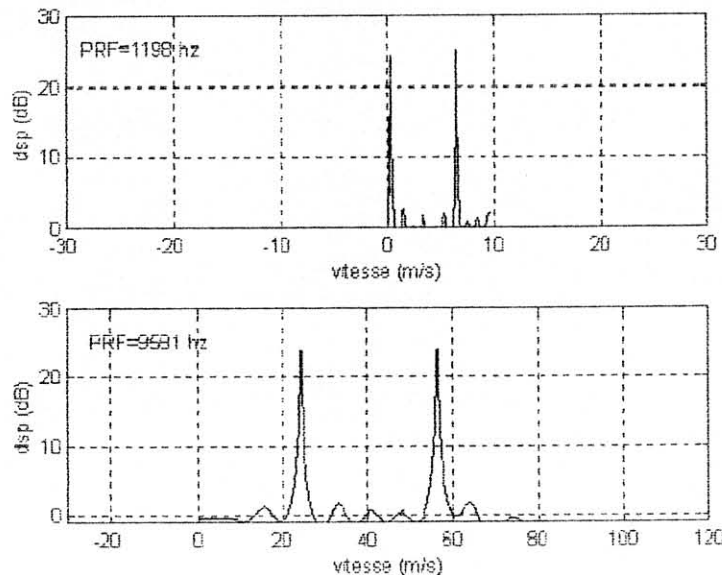


Figure 6.14- Echo radar à PRF différentes

La figure 6.14 illustre deux échos radar identifiés à deux PRF différentes. Pour une PRF de 1198 hz nous avons possibilité du plus grand nombre N_c de cellules-distances, cet intervalle de choix se réduit pour une PRF de 9581 hz puisque le IPP se réduit aussi.

▪ Nombre d'impulsions

A chaque impulsion émise il y'a réception d'échos, le nombre d'impulsions élevé fait augmenter le nombre d'échantillons à traiter, ceci est souhaitable puisque l'effet d'une augmentation du nombre d'échantillons à traiter est une augmentation de la précision du résultat obtenu.

La figure 6.15 montre l'effet du nombre d'échantillons sur la précision de la détection de la fréquence doppler de 20 hz à titre d'exemple, la détection effectuée sur un nombre de 100 échantillons souligne une fréquence de 18.71 hz, alors que pour 1000 échantillons le résultat est 19.83 hz. Nous constatons une meilleure précision en augmentant le nombre d'échantillons, mais il est à noter qu'à partir d'un certain nombre d'échantillons traités la précision est acceptable pour la vitesse doppler.

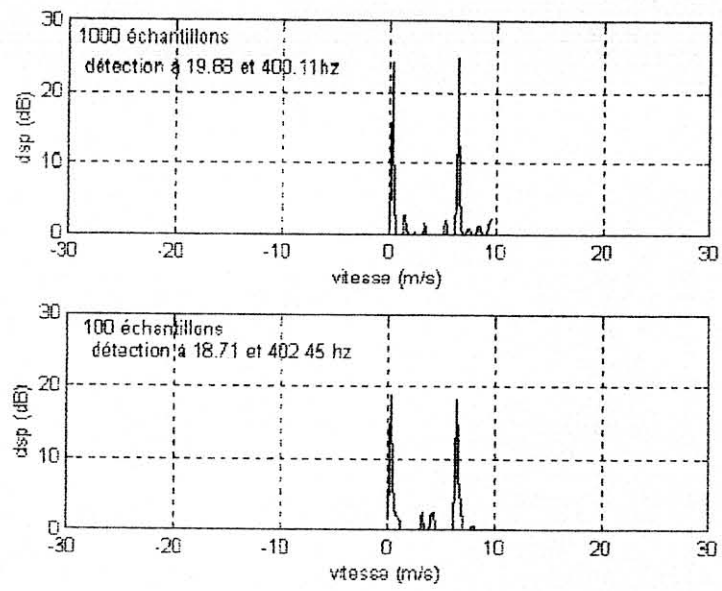


Figure 6.15- Détection doppler à nombre d'impulsions variable

6.4- PERFORMANCES DES FILTRES NUMERIQUES

L'opération de réjection du clutter-sol est délicate, le signal indésirable apparaît au zéro doppler sur un radar terrestre parce qu'il est stationnaire et ceci facilite la tâche de réjection, mais peut apparaître sur une large bande de fréquences pour un radar embarqué parce qu'il est mobile par rapport à la terre, en conséquence chaque situation nécessite un type de filtrage numérique, chacun à propriétés caractéristiques. En général nous utilisons des filtres de Butter Worth et elliptiques pour accomplir ces tâches.

6.4.1- PROPRIETES DU FILTRE DE BUTTER WORTH

En général le filtre de Butter Worth est utilisé comme coupe-bande pour l'élimination du clutter-sol de l'écho d'un radar embarqué. Pour conclure les propriétés du filtre de Butter Worth nous examinons son comportement à ordre et bande atténuée variables pour trouver le filtre convenable qui sera utilisé dans notre application à PRF égale à 9581 hz (écho radar sur la figure 6. 14).

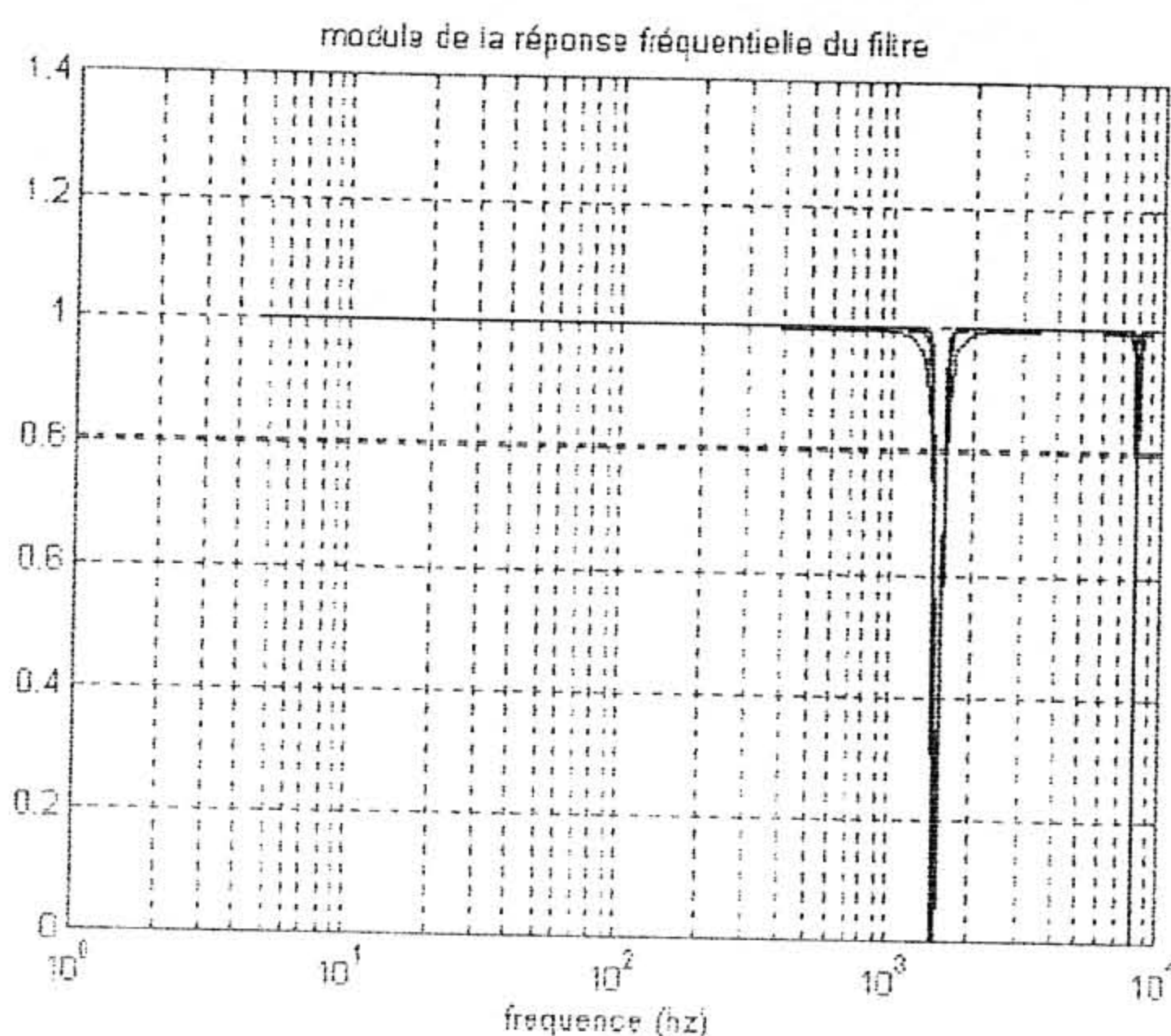


Figure 6.16- Filtre de Butter Worth à ordre variable
Ordre : 2 à 6, largeur de bande : 2 m/s

En variant l'ordre du filtre de 2 à 6 nous constatons une meilleure atténuation à l'ordre 2, en augmentant l'ordre des parties spectrales du clutter -sol ne disparaissent pas

Pour le choix de la bande convenable à atténuer, nous varions un intervalle de fréquences autour du pic à éliminer de 50 à 200 hz et nous constatons que c'est la plus large bande qui donne de meilleurs résultats sur le spectre filtré.

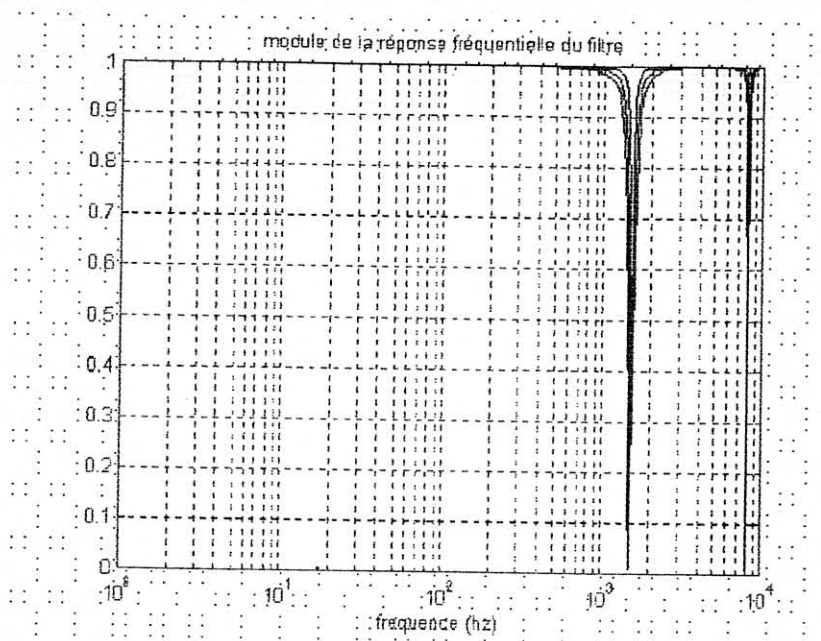


Figure 6.17- Filtre de Butter Worth à bande variable
largeur de bande : 1 à 3 m/s, ordre : 2

Notre choix s'établit alors sur une bande de 186 Hz équivalente à 3 m/s autour de la fréquence à éliminer.

6.4.2- APPLICATION DU FILTRAGE DE BUTTER WORTH

Sur le spectre de la figure 6.14 représentant l'écho du radar embarqué à PRF de 9581 Hz, nous appliquons un filtrage coupe-bande de Butter Worth du second ordre, la bande atténuée est de largeur de 3 m/s autour de la fréquence indésirable.

Le filtre calculé est :

$$H(Z) = \frac{0.9425 - 1.0462Z^{-1} + 0.9425Z^{-2}}{1 - 1.0462Z^{-1} + 0.8850Z^{-2}}$$

Ses réponses fréquentielle et impulsionnelle sont illustrées dans ce qui suit :

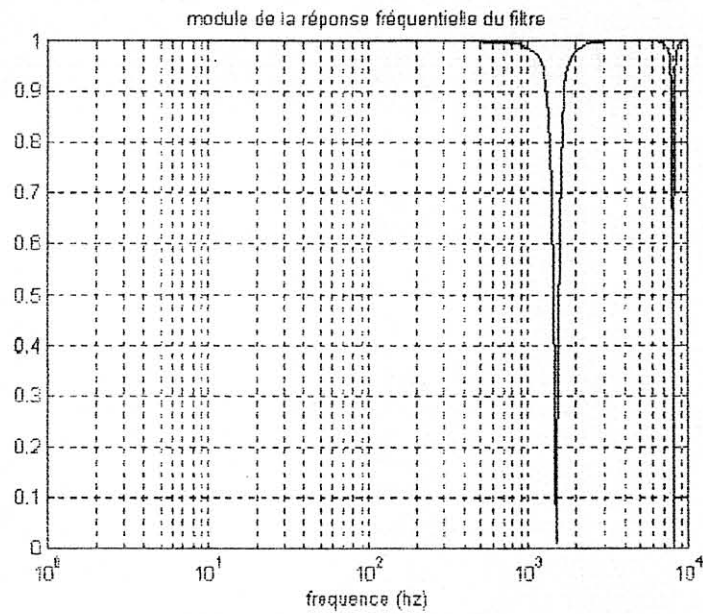


Figure 6.18- réponse fréquentielle du filtre de butter Worth
ordre : 2, largeur de bande : 3 m/s

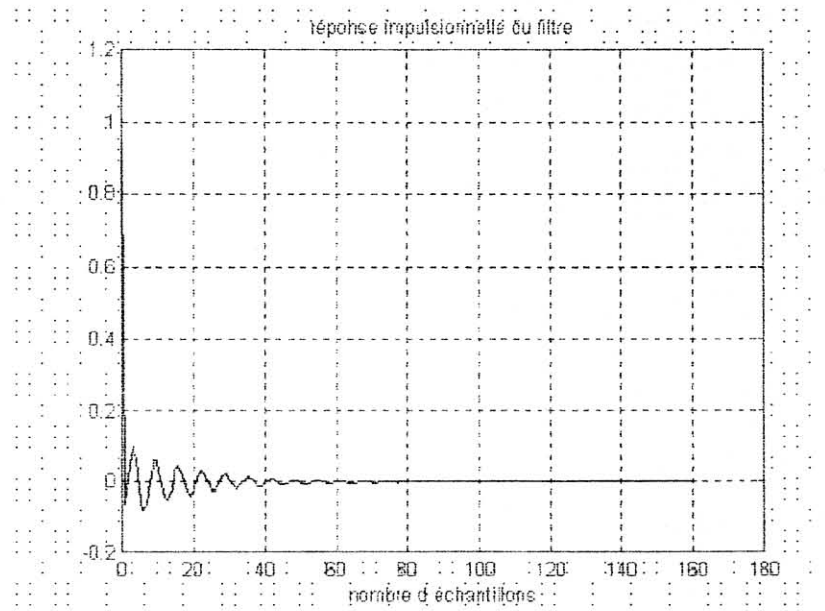


Figure 6.19- réponse impulsionnelle du filtre de Butter Worth
ordre : 2, largeur de bande : 3 m/s

Dans la figure suivante nous illustrons l'opération de filtrage pour montrer le spectre résultant à la sortie du filtre :

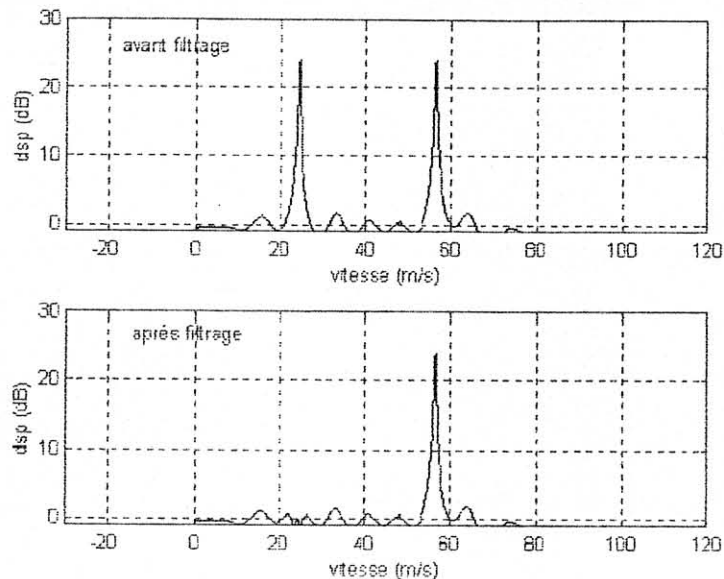


Figure 6.20- Application du filtrage de Butter Worth
PRF 9581 : hz

6.4.3- PROPRIETES DU FILTRE ELLIPTIQUE

Le filtre elliptique se caractérise des ondulations R_p et R_s contenues dans les bandes passante et atténuée respectivement. Un filtre elliptique d'ordre donné peut réaliser une réjection de fréquence à forme très serrée, nous l'utilisons pour réaliser un filtrage à bande serrée sur l'écho d'un radar terrestre autour d'une très faible vitesse.

Pour commenter les propriétés du filtre nous réalisons un filtre coupe-bande elliptique pour éliminer une fréquence de 20 hz et nous examinons l'effet de variation de chaque paramètre contribuant dans l'implémentation :

La diminution du paramètre R_p améliore la qualité du filtrage, ainsi que l'augmentation du paramètre R_s .

La recherche de l'influence de l'ordre du modèle du filtre sur la qualité du filtrage nous a permis de conclure qu'un elliptique coupe-bande du quatrième ordre donne de bons résultats. Les filtres elliptiques réalisent des formes de réjection très serrées, c'est le but de leur réalisations, nous maintenons alors une variation équivalente à 1 m/s autour de la vitesse à éliminer. Il est à noter qu'un filtre elliptique passe-haut peut être utilisé lorsque le clutter-101 se présente exactement au zéro doppler, dans ce cas nous conseillons un elliptique du cinquième ordre.

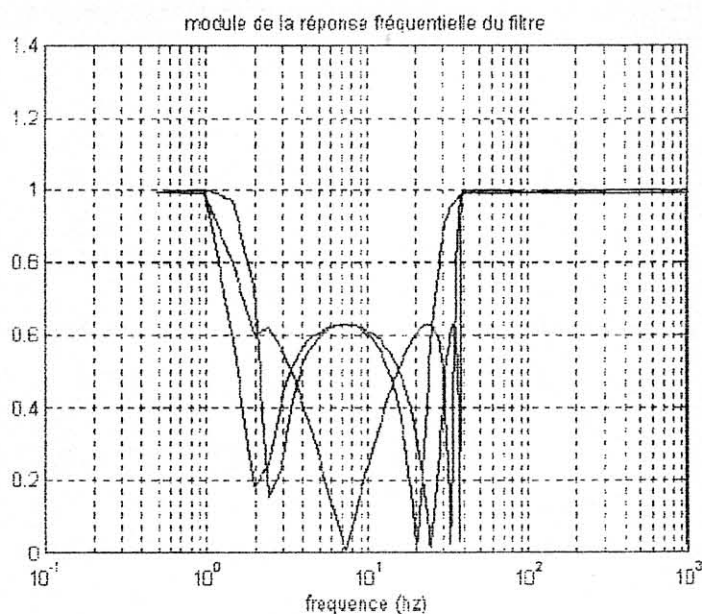


Figure 6.21- filtre elliptique à ordre variable
ordre : 2 à 6, largeur de bande : 1 m/s

6.4.4- APPLICATION DU FILTRAGE ELLIPTIQUE

Nous appliquons un filtre elliptique coupe-bande du quatrième ordre sur le contenu spectral de l'écho du radar terrestre à PRF de 1000 hz, la bande atténuée est de largeur 1 m/s autour de la fréquence de 20 hz, le filtre calculé est :

$$H(Z) = \frac{0.9402 - 3.7454Z^{-1} + 5.6104Z^{-2} - 3.7454Z^{-3} + 0.9402Z^{-4}}{1 - 3.8832Z^{-1} + 5.6721Z^{-2} - 3.6943Z^{-3} + 0.9054Z^{-4}}$$

Ses réponses fréquentielle et impulsionnelle sont les suivantes :

Introduction générale

L'atmosphère est un système énergétique qui est en mouvement continu autour de la terre par effet de la pesanteur. Il reçoit une proportion de l'énergie solaire qui atteint la surface du globe et la réchauffe et qui n'est pas partout la même. Les régions équatoriales où le soleil passe presque verticalement collectent le plus d'énergie, par contre les régions polaires où le soleil apparaît rarement au dessus de l'horizon ne reçoivent de l'énergie de façon significative qu'en été, et encore, l'essentiel est immédiatement réfléchi vers l'espace par la neige et la glace.

La différence de température entre ces régions entraîne la circulation des vents. Les coups de vent sont dus au remplacement de l'air près du sol par de l'air se déplaçant plus rapidement qui arrive des niveaux plus élevés.

Il existe des phénomènes orageux qui résultent d'une extrême instabilité de l'air et dans les quels le vent est animé d'un mouvement tourbillonnaire rapide, ils ne sont pas toujours accompagnés de pluies mais le vent peut atteindre au sol des vitesses très élevées. Dans ce contexte nous nous intéressons au cisaillement du vent dans les basses couches de l'atmosphère comme phénomène météorologique très dangereux qui affecte la sécurité d'un avion tant au décollage qu'à l'atterrissage.

Le cisaillement de vent est un changement rapide dans la vitesse et/ou la direction du vent qui cause des changements de la vitesse-air de l'avion (vitesse que respecte un avion dans l'air). L'avion en vol utilise l'air sous ses ailes pour avoir une portance, par conséquent la vitesse-air est la somme de la vitesse-sol (vitesse à laquelle se mouve l'avion par dessus le sol) et la vitesse du vent (vitesse à laquelle souffle le vent). Un soudain changement de la vitesse du vent peut changer la vitesse-air de l'avion et changer alors le total de la portance qui retient l'avion dans l'air. Si l'avion va lentement tel qu'au décollage ou en atterrissage ceci peut être très dangereux.

Pour certains types de cisaillement, les micro tornades (micro bursts), la prévision est impossible et la détection elle-même est incertaine. La sécurité repose sur la diffusion de l'information dès que le phénomène est décelé au sol, ou observé par un avion précédent. Le meilleur choix conseillé par les plus importantes compagnies aériennes devant une telle situation est d'éviter le cisaillement de vent.

Depuis sa découverte, tout le monde s'est penché sur l'étude des dangers du cisaillement de vent, plusieurs systèmes de prévention ont été développés mais l'on cherche toujours à atteindre un certain stade de fiabilité.

La technologie radar a connu une énorme évolution, ces derniers sont actuellement munis de systèmes d'exploitation très performants qui peuvent fournir beaucoup d'informations à propos d'une cible, il a été alors recommandé d'exploiter les informations des radars météorologiques et réaliser une meilleure coordination entre les services météorologiques et les contrôleurs de la circulation aérienne. Une des tâches principales des radars météorologiques est la prévention à temps de sévères phénomènes météorologiques qui peuvent menacer la sécurité d'un vol. Des efforts établis par la NASA / FAA pour l'élaboration d'un programme de prévision du phénomène tournent autour du radar météorologique pulse doppler qui possède une aptitude prédictive pour balayer un volume d'air sur la direction de l'avion et détecter des conditions de cisaillement de vent à temps

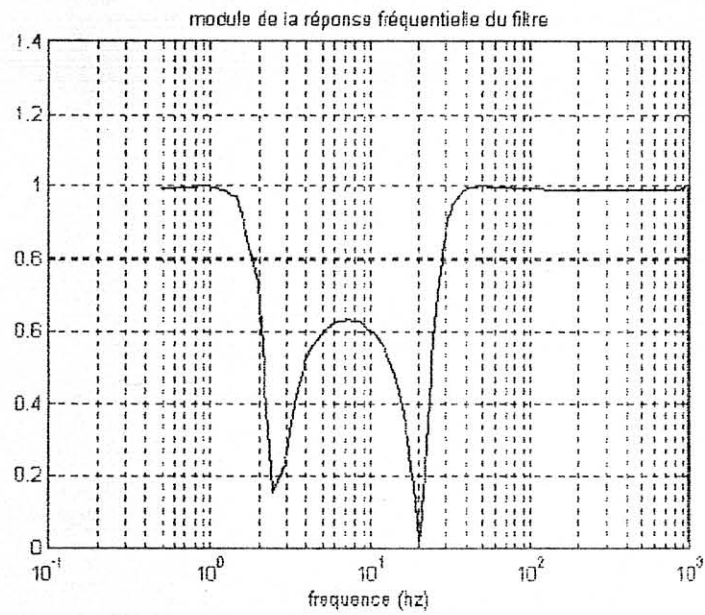


Figure 6.22- réponse fréquentielle du filtre elliptique
Ordre : 4, largeur de bande : 1 m/s

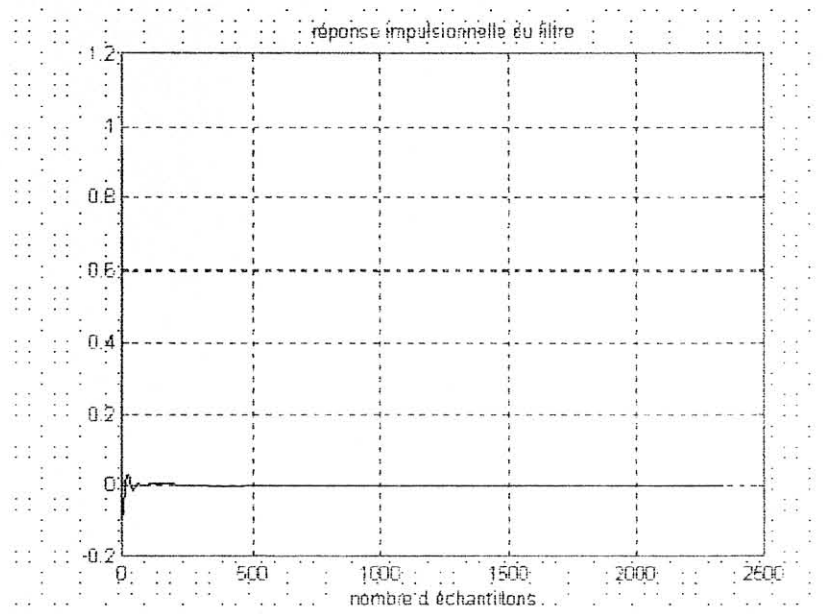


Figure 6.23- réponse impulsionnelle du filtre elliptique
Ordre : 4, largeur de bande : 1 m/s

L'application du filtrage illustrée dans ce qui suit donne en résultat le spectre suivant :

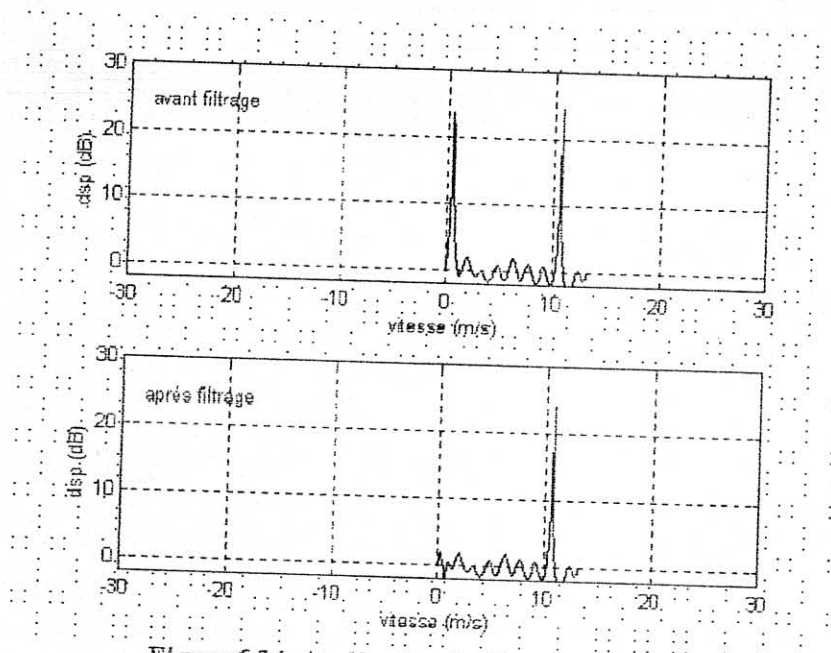


Figure 6.24- Application du filtrage elliptique
PRF : 1000 hz

Le tableau ci dessous est comparatif des propriétés essentielles des deux filtres implémentés, ce qui favorise un filtre par rapport à l'autre pour chaque type de radar.

Filtre numérique	filtre de ButterWorth	filtre à fonction elliptique
Propriétés	coupe bande	<ul style="list-style-type: none"> - Ondulations dans les bandes passante et atténuée. - coupe bande à forme très serrée.
Ordre du filtre	2 ^{ième} ordre	4 ^{ième} ordre
Largeur de bande atténuée	186 hz	37 hz
Application	radar embarqué	radar terrestre

Ainsi, nous avons montré la contribution des filtres numériques pour l'élimination du clutter-sol, les radars embarqués utilisent des types de filtres à bande atténuée plus large que celle d'un radar terrestre selon la distribution spectrale du clutter sur chaque radar. A la fin le contenu spectral résultant après filtrage représente le cisaillement de vent après réjection du clutter, ce qui permet d'évaluer ses paramètres spectraux propres tels que la variance, d'où facilite la poursuite de son évolution.

*Conclusion
Générale*

Conclusion générale

Ce modeste travail de recherche nous a permis de se familiariser avec le radar pulse doppler qui est une évolution de la génie radar qui apporte de nouvelles solutions aux problèmes de la communauté de la navigation aérienne.

La prévention du cisaillement de vent est d'une grande nécessité vu les dangers qu'il présente sur la sécurité du vol d'un avion, dans ce contexte la radar pulse doppler joue un rôle primordial, qu'il soit terrestre ou embarqué il résout le problème par estimation du spectre de puissance du phénomène et extraction de sa vitesse et par conséquent permet la poursuite de son évolution grâce à son processeur de signal.

Pour une représentation spectrale paramétrique nous avons développé deux types d'algorithmes, le premier type concerne la représentation spectrale AR, alors que le deuxième type est la représentation spectrale ARMA. L'estimation spectrale AR est facile à implémenter parce qu'elle est fondée sur un procédé d'équations linéaires, l'estimation spectrale issue des modèles ARMA quant à elle présente une non linéarité d'équations, ce qui la rend difficile à implémenter vu sa complexité, elle n'est conseillée que lorsque la modélisation AR présente des inconvénients comme c'est le cas pour le cisaillement qui se présente à des ordres très élevés.

Nous avons varié les algorithmes développés pour l'étude du spectre AR des algorithmes récursifs juste sur l'ordre tels que Levinson et Burg et des algorithmes séquentiels tels que les moindres carrés simples, l'algorithme de Burg sous sa version originale présente un problème de dédoublement et il est déconseillé pour notre étude, la méthode séquentielle des moindres carrés présente par contre de meilleures performances, néanmoins le phénomène se présentant à des ordres élevés de fortes fuites (fluctuations) spectrales apparaissent et risquent de fausser la détection, c'est la difficulté principale rencontrée pour le spectre AR.

Le spectre AR des moindres carrés simples est par contre suffisant pour l'estimation du spectre d'un clutter-sol, ce dernier se présentant à de faibles ordres.

Un spectre AR d'ordre élevé peut être approché par un spectre ARMA d'ordre convenable, le spectre ARMA est plus délicat à réaliser, une comparaison entre la technique sous optimale du polynôme intermédiaire et la technique séquentielle des moindres carrés simples montre que les algorithmes qui estiment simultanément les coefficients du numérateur et ceux du dénominateur de la fraction rationnelle ARMA sont les plus précis. La technique du spectre ARMA reste difficile à maîtriser et constitue un champ de recherche d'actualité mais beaucoup d'approches optimales peuvent apporter des solutions pour notre problème.

Nous avons également implémenté des filtres numériques pour la réjection du clutter-sol qui s'associe toujours à l'écho du cisaillement de vent, ce dernier étant considéré aux basses altitudes. Les filtres RII sous leur forme générale sont conseillés pour cette tâche, à savoir les filtres de Butter Worth et elliptiques.

Les filtres implémentés sur les radars terrestres et embarqués ne sont pas les mêmes, car le clutter se présente sous différentes formes d'un radar à un autre, nous avons vérifié qu'un filtre coupe-bande de Butter Worth est convenable pour éliminer le lobe du clutter-sol associé à l'écho d'un radar embarqué, le filtre se caractérise d'une large bande atténuée. Sur un radar terrestre qui opère généralement à de plus faibles fréquences et où le clutter-sol apparaît

autour du zéro doppler, un filtre elliptique se caractérisant d'une forme serrée et ondulée de bande atténuée est parfaitement conseillé.

Ainsi, grâce à la maîtrise de la technologie doppler et du traitement numérique du signal (et de la science en général) la communauté de la navigation aérienne est mieux informée sur le phénomène du cisaillement de vent aux basses altitudes et peut prendre les mesures nécessaires pour éviter ses dangers.

Annexe

Annexe A : Transformée de Fourier de l'auto corrélation

La transformée de Fourier est un outil mathématique qui renseigne sur la distribution fréquentielle de l'énergie ou de la puissance d'un signal.

Du fait de l'érgodicité d'un processus aléatoire stationnaire $x(t)$, sa fonction d'auto corrélation s'écrit :

$$C_{XX}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)x(t+\tau) dt$$

évaluons la transformée de Fourier de cette fonction d'auto corrélation :

$$C_{XX}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_{XX}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad A.1$$

Développons :

$$C_{XX}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)x(t+\tau) dt \right] e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

$$C_{XX}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \left[\int_{-\infty}^{+\infty} x(t+\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \right] dt$$

avec le changement de variable :

$$u = t + \tau$$

$$C_{XX}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \left[\int_{-\infty}^{+\infty} x(u) e^{-j2\pi f(u-t)} du \right] dt$$

$$C_{XX}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \left[e^{j2\pi ft} \int_{-\infty}^{+\infty} x(u) e^{-j2\pi fu} du \right] dt$$

$$C_{XX}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) X(f) e^{j2\pi ft} dt$$

$$C_{XX}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} X(f) \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{j2\pi ft} dt \quad A.2$$

Sachant que :

$$e^{j2\pi ft} = \cos(2\pi ft) + j \sin(2\pi ft)$$

$$C_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left[X(f) \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cos(2\pi ft) dt + j X(f) \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \sin(2\pi ft) dt \right]$$

de la forme :

$$C_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} [X(f) [R(f) + j I(f)]] \quad A.3$$

avec :

$$R(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cos(2\pi ft) dt$$

$$I(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \sin(2\pi ft) dt$$

Et nous adoptons ce qui suit :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cos(2\pi ft) dt - j \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \sin(2\pi ft) dt$$

$$X(f) = R(f) - j I(f)$$

$$X(-f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{j2\pi ft} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cos(2\pi ft) dt + j \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \sin(2\pi ft) dt$$

$$X(-f) = R(f) + j I(f)$$

Par conséquent :

$$X(-f) = X^*(f) \quad A.4$$

alors :

$$C_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} (X(f) X(-f)) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |X(f)|^2 \quad A.5$$

donc :

$$C_{xx}(\tau) \xrightarrow{\text{TRANSFORMÉE DE FOURIER}} C_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |X(f)|^2$$

Nous aboutissons à cette expression qui représente la puissance moyenne totale du signal $x(t)$, elle représente aussi la densité spectrale en puissance d'une réalisation du processus aléatoire. Ainsi, nous définissons la relation qui existe entre la densité spectrale du processus aléatoire et sa fonction d'auto corrélation. En effet, la transformée de Fourier de la fonction d'auto

corrélation représente la densité spectrale du processus, dans notre cas il s'agit d'une densité spectrale en puissance.

$$C_{XX}(\tau) \xrightarrow{\text{TRANSFORMÉE DE FOURIER}} P_{XX}(f).$$

Annexe B : Filtrage d'un signal aléatoire

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

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

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

Les échantillons $u(k)$ ne sont pas disponibles, les signaux d'entrée et de sortie étant aléatoires peuvent être caractérisés par leurs valeurs moyennes η_u et η_x , leurs fonctions d'auto corrélation $R_{uu}(m)$ et $R_{xx}(m)$, ou leurs densités spectrales de puissance $S_u(f)$ et $S_x(f)$ respectivement.

La valeur moyenne du signal de sortie s'écrit :

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

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

$$\begin{aligned} R_{xx}(m) &= E[x^*(k)x(k+m)] \\ R_{xx}(m) &= E\left[\sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1)u(k-l_1) \sum_{l_2=-\infty}^{+\infty} h(l_2)u(k+m-l_2) \right] \\ R_{xx}(m) &= \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1) \sum_{l_2=-\infty}^{+\infty} h(l_2) E[u(k-l_1)u(k+m-l_2)] \quad \text{B.3} \end{aligned}$$

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

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

Nous substituons ce résultat dans l'expression B3 avec le changement de variable :

$$l_3 = l_2 - l_1$$

Nous obtenons :

$$\begin{aligned} R_{xx}(m) &= \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1) \sum_{l_3=-\infty}^{+\infty} h(l_1+l_3) R_{uu}(m-l_3) \\ R_{xx}(m) &= \sum_{l_3=-\infty}^{+\infty} R_{uu}(m-l_3) \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1)h(l_1+l_3) \end{aligned}$$

suffisant au pilote pour effectuer des manœuvres d'évitement. Des vols démonstratifs élaborés par la NASA sur un radar doppler embarqué ont montré que ce dernier est un détecteur viable qui peut détecter des cisaillements de vent dangereux sur la direction d'un avion durant un atterrissage ou un décollage à un temps de 15 à 40 secondes.

Les radars météorologiques mesurent la puissance réfléchie et la vitesse radiale, le défi à soulever est de translater ces mesures, leur distribution spatiale, et leur évolution temporelle en répartition quantitative. Un radar doppler accomplit la détection des micro tornades par l'estimation du cisaillement radial de la vitesse radiale mesurée, il fournit donc une résolution en terme de mouvement par traitement de l'écho radar.

Le traitement numérique du signal reposant sur les bases théoriques s'est aujourd'hui largement ouvert aux grandes applications. Les méthodes classiques d'estimation de la densité spectrale de puissance ou spectre d'un processus remontent à une longue durée, elles sont fondées sur des procédures qui emploient la transformée rapide de Fourier (fft), hors, l'expérience a montré que ces méthodes sont limitées en résolution, surtout pour certaines applications où le total de données disponibles n'est pas considérable. De ce fait, des méthodes qui circonviennent la résolution limitée sont d'intérêt.

L'utilisation de techniques d'estimation spectrale non traditionnelles a commencé d'une manière significative vers les années soixante, les méthodes les plus modernes sont celles fondées sur la modélisation de signaux où l'on attribue un modèle qui approche une série de mesures, c'est l'approche d'identification adoptée en estimation spectrale, c'est un nouvel champ d'application de la prédiction linéaire.

L'analyse par prédiction linéaire appliquée sur un domaine d'auto corrélation, les mêmes équations normales peuvent être formulées dans le domaine fréquentiel. Vers 1960, l'estimation spectrale tout pôle fut formellement proposée, c'est une modélisation d'une large applicabilité. La modélisation pôle - zéro quand à elle qui est une généralisation de la modélisation tout - pôle présente un aspect de non linéarité, elle constitue un champ de recherche dirigé vers l'acquisition de méthodologies appropriées pour le traitement des problèmes.

Ceci dit, notre travail consiste à maîtriser le fonctionnement du radar pulse doppler et montrer comment peut il être exploité dans la prévention météorologique à l'intérêt de l'aviation. Pour une application météorologique, un grand nombre de cellules de direction doivent être examinées, un temps de prévention de 15 à 40 secondes à l'avance est spécifié pour les systèmes d'alerte du cisaillement de vent requis par le programme de la NASA/FAA, ceci nous impose des techniques d'estimation simples et qui nécessitent la moindre complexité de calcul possible.

Ainsi, ce document se compose de six chapitres, dans le chapitre I nous présentons l'aspect physique du phénomène en question et des interactions météorologiques qui lui donnent naissance, et nous illustrons son effet désastreux sur la sécurité d'un vol. Le chapitre II est consacré au principe du radar pulse doppler et sa spéciale application à la prévention météorologique, nous montrons également comment se transforme le signal dans les différents blocs du radar jusqu'à détection de la cible. Tenant compte de son aspect physique, le cisaillement de vent est engendré par un mouvement tourbillonnaire de l'air, ce dernier est régi par des procédés statistiques que nous exposons à travers le chapitre III, l'écho d'une

$$R_{xx}(m) = \sum_{l_3=-\infty}^{+\infty} R_{xx}(m-l_3) R_{hh}(l_1+l_3) \quad \text{B.5}$$

L'expression B5 correspond au produit de convolution des fonctions d'auto corrélation du signal d'entrée et de la réponse impulsionnelle du système :

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

Pour établir la relation entre la dsp du signal de sortie et celle du signal d'entrée, nous évaluons la transformée en z de l'expression B5

1- Transformée en Z de la fonction d'auto corrélation R_{hh} :

R_{hh} est la fonction d'auto corrélation de la réponse impulsionnelle du système :

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

sa transformée en z est :

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

posons :

$$\begin{aligned} v_1 &= l_1 + l_3 \\ \Phi_{hh}(z) &= \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{v_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1) h(v_1) z^{-v_1+l_1} \\ \phi_{hh}(z) &= \sum_{v_1=-\infty}^{+\infty} h(v_1) z^{-v_1} \cdot \sum_{l_1=-\infty}^{+\infty} h(l_1) z^{l_1} \end{aligned}$$

Selon les propriétés de la transformée en z :

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

Par conséquent :

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

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

2- Transformée en Z du produit de convolution.

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

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

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

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

Sa transformée en z est :

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

Soit :

$$v_3 = m - v_2$$

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

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

$$\Phi_{xx}(z) = \Phi_{hh}(z) \Phi_{uu}(z)$$

B 7

Nous substituons le résultat B6 dans B7, et nous avons :

$$\phi_{xx}(z) = H(z) H\left(\frac{1}{z}\right) \phi_{uu}(z)$$

B 8

La transformée en z joue dans le domaine discret le même rôle que la transformée de Laplace dans le domaine analogique, alors en évaluant la relation B8 sur le cercle unité, nous obtenons :

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

$$\phi_{xx}(f) = |H(f)|^2 \phi_{uu}(f)$$

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

Annexe C : Développement de la récurrence de Levinson-Durbin

Pour démontrer la récurrence adoptée par Levinson, nous calculons la solution au rang k à partir de la solution du rang $(k-1)$.

Au rang $(k-1)$, nous avons :

$$\begin{bmatrix} R(0) & R(-1) & \dots & R(-(k-1)) \\ R(1) & R(0) & \dots & R(-(k-2)) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(k-1) & R(k-2) & \dots & R(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_{k-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_{k-1}^2 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{C.1}$$

Nous exprimons ceci d'une façon plus concise :

$$R_{k-1} A_{k-1}^F = \begin{bmatrix} \sigma_{k-1}^2 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$A_{k-1}^F = [1 \ a_1 \ \dots \ a_{k-1}]', \text{ vecteur pris dans le sens direct.}$$

En passant au rang k , la matrice d'auto corrélation devient :

$$R_k = \begin{bmatrix} R(0) & R(-1) & \dots & R(-(k-1)) & R(-k) \\ R(1) & R(0) & \dots & R(-(k-2)) & R(-(k-1)) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ R(k-1) & R(k-2) & \dots & R(0) & R(-1) \\ R(k) & R(k-1) & \dots & R(1) & R(0) \end{bmatrix}$$

Elle est donc sous les formes :

$$R_k = \begin{bmatrix} R_{k-1} & r_k^B \\ r_k^F & R(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R(0) & r_k^F \\ r_k^B & R_{k-1} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\begin{aligned} r_k^F &= [R(1) \ \dots \ R(k)]' \\ r_k^B &= [R(k) \ \dots \ R(1)]' \end{aligned} \text{ , vecteur pris dans le sens rétrograde.}$$

Pour aboutir à la forme C.1 au rang k , nous supposons que le vecteur des paramètres A_k est une combinaison linéaire de A_{k-1} :

$$A_k^F = \begin{bmatrix} A_{k-1}^F \\ 0 \end{bmatrix} + K_k \begin{bmatrix} 0 \\ A_{k-1}^B \end{bmatrix} \quad \text{C.2}$$

Avec :

$$A_k^F = [1 \ a_1 \ \dots \ a_{k-1} \ a_k]$$

K_k est une constante arbitraire

alors le système d'équations C.1 s'établit comme suit :

$$R_k \begin{bmatrix} A_{k-1}^F \\ 0 \end{bmatrix} + K_k \begin{bmatrix} 0 \\ A_{k-1}^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_k^2 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{C.3}$$

Nous effectuons les opérations matricielles suivantes :

$$R_k \begin{bmatrix} A_{k-1}^F \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_{k-1}^2 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ r_k^B A_{k-1}^F \end{bmatrix}$$

$$K_k R_k \begin{bmatrix} 0 \\ A_{k-1}^B \end{bmatrix} = K_k \begin{bmatrix} r_k^F A_{k-1}^B \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \sigma_{k-1}^2 \end{bmatrix}$$

Nous identifions les deux membres de C.3 et nous avons :

$$\text{Au rang } 0 : \quad \sigma_k^2 = \sigma_{k-1}^2 + K_k r_k^F A_{k-1}^B \quad \text{C.4}$$

$$\text{Au rang } k : \quad r_k^B A_{k-1}^F + K_k \sigma_{k-1}^2 = 0 \quad \text{C.5}$$

L'équation C.5 donne :

$$K_k = \frac{-1}{\sigma_{k-1}^2} r_k^B A_{k-1}^F \quad \text{C.6}$$

sachant que :

$$r_k^B A_{k-1}^F = r_k^F A_{k-1}^B$$

L'équation C.4 donne :

$$\sigma_k^2 = \sigma_{k-1}^2 (1 - K_k^2) \quad \text{C.7}$$

Les équations C.2, C.6 et C.7 permettent d'établir la récurrence de Levinson sur l'ordre du modèle pour $k=2,3,\dots,p$.

Annexe D : Récurrence des erreurs de prédiction directe et rétrograde - sous contrainte de Levinson -

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

Sachant que pour une structure AR :

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

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

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

$$e_{k-1,n}^F = 1 \cdot x_n + a_{k-1,1} x_{n-1} + \dots + a_{k-1,k-1} x_{n-k+1}$$

D.1

De la forme :

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

Avec :

$$A_{k-1}^F = \begin{bmatrix} 1 & a_{k-1,1} & a_{k-1,2} & \dots & a_{k-1,k-1} \end{bmatrix}$$

$$X_{n,1} = \begin{bmatrix} x_n & x_{n-1} & \dots & x_{n-k+1} \end{bmatrix}$$

Par contre l'erreur rétrograde est :

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

$$e_{k-1,n}^B = a_{k-1,k-1}^* x_n + a_{k-1,k-2}^* x_{n-1} + \dots + 1 \cdot x_{n-k}$$

D.2

équivalente à la forme :

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

Avec :

$$A_{k-1}^{B*} = \begin{bmatrix} a_{k-1,k-1}^* & a_{k-1,k-2}^* & \dots & 1 \end{bmatrix}$$

Du fait que la récurrence développée est sujette à la contrainte de Levinson 4.46 alors nous utilisons la même combinaison linéaire de paramètres utilisée pour développer la récurrence de Levinson.

Pour l'erreur directe :

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

avec :

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

K_k est la constante arbitraire.

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

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

avec :

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

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

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

avec :

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

donc :

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

D.3

de même pour l'erreur rétrograde :

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

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

• alors :

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

ainsi :

$$e_{k,n}^B = e_{k-1,n-1}^{B*} + K_k e_{k-1,n}^F$$

D.4

Les équations D.3 et D.4 forment une plate - forme sur laquelle est fondé l'algorithme de Burg.

Annexe E : Récurrence de l'estimateur des moindres carrés

L'estimateur des moindres carrés appliqué au rang N, le vecteur des paramètres inconnu s'écrit :

$$\begin{aligned}\hat{A}_N &= [H'_N H_N]^{-1} \cdot H'_N \cdot X_N \\ \hat{A}_N &= P_N \cdot H'_N \cdot X_N\end{aligned}\tag{E.1}$$

par conséquent, au rang (N+1) nous avons :

$$\begin{aligned}\hat{A}_{N+1} &= [H'_{N+1} H_{N+1}]^{-1} \cdot H'_{N+1} \cdot X_{N+1} \\ \hat{A}_{N+1} &= P_{N+1} \cdot H'_{N+1} \cdot X_{N+1}\end{aligned}\tag{E.2}$$

avec :

$$H_{N+1} = \begin{bmatrix} H_N \\ h_{N+1} \end{bmatrix} \quad X_{N+1} = \begin{bmatrix} X_N \\ x_{N+1} \end{bmatrix}$$

développons :

$$\begin{aligned}\bullet \quad H'_{N+1} \cdot X_{N+1} &= \begin{bmatrix} H_N \\ h_{N+1} \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} X_N \\ x_{N+1} \end{bmatrix} \\ H'_{N+1} \cdot X_{N+1} &= H'_N \cdot X_N + h'_{N+1} \cdot x_{N+1}\end{aligned}\tag{E.3}$$

$$\begin{aligned}\bullet \quad P_{N+1} &= [H'_{N+1} H_{N+1}]^{-1} \\ P_{N+1}^{-1} &= \begin{bmatrix} H_N \\ h_{N+1} \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} H_N \\ h_{N+1} \end{bmatrix} = H'_N \cdot H_N + h'_{N+1} \cdot h_{N+1} \\ P_{N+1}^{-1} &= P_N^{-1} + h'_{N+1} \cdot h_{N+1}\end{aligned}\tag{E.4}$$

tenant compte de l'équation E.3 :

$$\begin{aligned}\hat{A}_{N+1} &= P_{N+1} \cdot [H'_N \cdot X_N + h'_{N+1} \cdot x_{N+1}] \\ \hat{A}_{N+1} &= P_{N+1} \cdot [P_N^{-1} \cdot P_N \cdot H'_N \cdot X_N + h'_{N+1} \cdot x_{N+1}] \\ \hat{A}_{N+1} &= P_{N+1} \cdot [P_N^{-1} \cdot \hat{A}_N + h'_{N+1} \cdot x_{N+1}]\end{aligned}$$

et tenant compte de l'équation E.4 :

$$\begin{aligned}\hat{A}_{N+1} &= P_{N+1} \left[(P_{N+1}^{-1} - h'_{N+1} h_{N+1}) \hat{A}_N + h'_{N+1} x_{N+1} \right] \\ \hat{A}_{N+1} &= \left[(I - P_{N+1}^{-1} h'_{N+1} h_{N+1}) \hat{A}_N + P_{N+1} h'_{N+1} x_{N+1} \right] \\ \hat{A}_{N+1} &= \hat{A}_N + P_{N+1} h'_{N+1} e_{N+1}\end{aligned}\tag{E.5}$$

avec :

$$e_{N+1} = x_{N+1} - h_{N+1} \hat{A}_N\tag{E.6}$$

Pour trouver une récurrence simple qui permet de déduire P_{N+1} , nous procédons comme suit :

sachant que selon l'équation E.4 :

$$P_{N+1} = (P_N^{-1} + h'_{N+1} h_{N+1})^{-1}$$

nous lui appliquons le lemme d'inversion matricielle suivant :

$$(A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1} + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1}.$$

Ceci donne :

$$P_{N+1} = (I - K_{N+1} h_{N+1}) P_N\tag{E.7}$$

avec :

$$K_{N+1} = P_N h'_{N+1} (I + h_{N+1} P_N h'_{N+1})^{-1}\tag{E.8}$$

nous substituons ceci dans l'équation E.5 :

$$\begin{aligned}\hat{A}_{N+1} &= \hat{A}_N + [I - P_N h'_{N+1} (I + h_{N+1} P_N h'_{N+1})^{-1} h_{N+1}] P_N h'_{N+1} e_{N+1} \\ \hat{A}_{N+1} &= \hat{A}_N + [P_N h'_{N+1} - P_N h'_{N+1} (I + h_{N+1} P_N h'_{N+1})^{-1} h_{N+1} P_N h'_{N+1}] e_{N+1} \\ \hat{A}_{N+1} &= \hat{A}_N + P_N h'_{N+1} [I - (I + h_{N+1} P_N h'_{N+1})^{-1} h_{N+1} P_N h'_{N+1}] e_{N+1} \\ \hat{A}_{N+1} &= \hat{A}_N + P_N h'_{N+1} (I + h_{N+1} P_N h'_{N+1})^{-1} e_{N+1} \\ \hat{A}_{N+1} &= \hat{A}_N + K_{N+1} e_{N+1}\end{aligned}$$

précipitation diffère donc de celui d'une cible ordinaire, ceci lui attribue un caractère stochastique.

Ensuite une seconde partie du travail englobe une recherche des modèles de représentation spectrale à travers les méthodes modernes pour établir le spectre de l'écho radar avec tous ses constituants, signal météorologique, clutter, et bruit, c'est le but du chapitre IV. Le chapitre V quant à lui contient la recherche du filtre numérique adéquat pour la réjection du clutter terrestre selon l'application. Dans le chapitre VI nous donnons les résultats de l'exploitation de toutes les notions mathématiques abordées, une comparaison de ces méthodes montre l'obligation d'opter pour une représentation spectrale pole - zéro malgré sa complexité, et nous indiquons les types de filtres numériques à adopter pour la réjection du clutter terrestre également à travers une brève étude comparative.

Glossaire

Glossaire

Dans ce glossaire nous définissons quelques termes qui sont liés à la météorologie, la navigation aérienne, la génie radar, l'aérodynamique, et au traitement numérique du signal, par la suite nous présentons la signification des abréviations utilisées dans ce mémoire.

- **Cisaillement**

Changement de la vitesse du vent avec l'altitude.

- **Tornades**

les tornades sont des phénomènes orageux qui résultent d'une extrême instabilité de l'air. Ce sont des tempêtes liées à un orage dans lesquelles le vent est animé d'un mouvement tourbillonnaire rapide. Elles ne sont pas toujours accompagnées de pluies mais le vent peut atteindre au sol des vitesses très élevées.

- **Ouragan**

nom d'origine Caraïbe, attribué à une tempête violente causée par plusieurs vents opposés qui forment des tourbillons. Les plus terribles des ouragans sont ceux des Antilles.

- **Régions tropicales**

Régions qui se situent parallèlement à l'équateur.

- **Anticyclone**

Zone autour d'une haute pression, elle se caractérise par divergence de l'air. Un anticyclone est généralement associé à une période de beau temps.

- **Dépression**

Zone de basse pression se caractérisant d'une convergence de l'air. Une dépression est généralement une période de temps couvert et pluvieux.

- **Adiabatique**

Caractéristique de transformation dans l'atmosphère sans échange direct de chaleur avec le milieu environnant.

- **Convection**

Transfert de chaleur par de la matière en mouvement.

- **Isobares**

Lignes d'égale pression, elles sont tracées sur les cartes météorologiques pour mettre en évidence les différents centres d'action tels que les anticyclones et les dépressions.

- **Cumulus(Cu)**

Les cumulus de nuages se développent grâce aux courants ascendants dus à l'échauffement du sol, c'est de l'air chaud qui, en montant se refroidit et mène à la condensation de la vapeur d'eau. Ils sont constitués de gouttelettes d'eau et peuvent amener des averses.

- **Cumulo-nimbus(Cb)**

Nuages puissants à forte extension verticale, ils sont constitués de gouttes d'eau, de cristaux de glace, et de grêlons.

- **Alto Cumulus(Ac)**

Nuages de l'étage moyen (entre 2000 et 6000 mètres environ), ils se composent de gouttelettes d'eau parfois mêlées à des cristaux de glace.

- **Virga**

Pluies qui s'évaporent avant d'arriver au sol.

- **Vent debout**

La vitesse- sol d'un avion est la somme algébrique de sa vitesse- air et la vitesse du vent. Si le vent est favorable sa vitesse s'ajoute à la vitesse- air, il est dit vent debout.

▪ **Vent arrière**

Lorsque le vent est défavorable sa vitesse est tranchée de la vitesse-air, il est nommé vent arrière.

▪ **Latitude**

Distance d'un lieu à l'équateur de la terre comptée sur le méridien du lieu.

▪ **Délestage**

Quantité de carburant consommé durant le vol.

▪ **Portance**

Force aérodynamique qui contribue à maintenir l'avion dans l'air, elle est due à la distribution de la pression sur les ailes.

▪ **Poussée**

Force propulsive des moteurs.

▪ **Croisière**

Régime de vol d'un avion où l'altitude et la vitesse varient lentement, il se caractérise d'une faible consommation.

▪ **Décrochage**

Chute de portance.

▪ **Azimut**

Un des angles d'Euler, il exprime la rotation du plan horizontal autour de l'axe vertical.

▪ **QFE**

Pression mesurée au sol.

▪ **Portée radar**

Distance maximale cible-radar.

▪ **Résolution radar**

Aptitude radar de discriminer (distinguer) deux cibles.

▪ **Balayage radar**

Modification de la direction d'un rayonnement principal de l'antenne radar.

▪ **Radar embarqué**

Installation radar sur un avion.

▪ **Directivité d'une antenne**

La directivité d'une antenne est souvent exprimée par l'angle dont la bissectrice est la direction de rayonnement maximal, à l'intérieur duquel le gain en puissance ne descend pas au dessous de la moitié du gain maximal, cette diminution du gain correspond à 3 dB.

▪ **Lobe principal**

La moyenne partie de l'énergie rayonnée concentrée dans une direction constitue le lobe principal.

▪ **Lobe secondaire**

L'énergie rayonnée par une antenne directive dans d'autres directions que celle du lobe principal constitue les lobes secondaires, théoriquement l'énergie d'un lobe secondaire est aussi faible que possible.

▪ **Ouverture d'une antenne**

Angle entre deux points sur le lobe principal pour lesquels l'énergie est moitié de l'énergie maximale, la quasi-totalité de l'énergie est contenue dans cet angle.

▪ **Surface équivalente**

La surface équivalente σ d'une cible est définie par l'équivalence suivante : une cible de surface équivalente σ se comporte comme si elle captait σ fois la densité d'énergie dans laquelle elle est baignée et la remettait de manière omnidirectionnelle.

▪ **Point brillant**

Diagramme de rayonnement d'un réflecteur élémentaire sur la cible, c'est une espèce de cible ponctuelle qui représente la cible réelle.

▪ **Signal**

Phénomène électromagnétique qui constitue le support d'une information, c'est le reflet aussi fidèle que possible d'une grandeur physique.

▪ **Bruit**

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

▪ **Echantillonnage**

Rendre un signal accessible à un traitement numérique sur calculateurs digitaux. Il s'agit de remplacer un signal continu dans le temps par un autre signal à certains instants équidistants et suffisamment rapprochés pour qu'il puisse contenir la même information.

▪ **Modèle mathématique**

Représentation qui fait appel à un nombre fini de paramètres et se caractérise par une équation aux différences ayant un nombre fini de coefficients.

▪ **Erreur de prédiction**

Différence entre la sortie d'un système réel et celle que prédit le modèle au même instant.

▪ **Réponse impulsionnelle**

Sortie d'un système lorsqu'une impulsion (dite fonction de Dirac) est injectée à son entrée, elle le caractérise complètement.

▪ **Fonction de transfert**

Transformée de Fourier de la réponse à l'impulsion d'un système, généralement elle se présente sous forme de fraction rationnelle.

▪ **Zéro**

Une racine du numérateur de la fonction de transfert d'un système.

▪ **Pôle**

Une racine du dénominateur de la fonction de transfert d'un système.

▪ **Identification**

Détermination des valeurs numériques des coefficients du modèle paramétrique par minimisation d'un critère d'optimalité.

▪ **Spectre**

Répartition de l'énergie (ou de la puissance) pour un nombre infini de fréquences.

Abbreviations

Radar :	Radio Detection and Ranging
FAA :	Federal Aviation Administration
NEXRAD :	Next generation weather radar
TDWR :	Terminal Doppler Weather Radar
MIT :	Massachusetts Institute of technology
Mb :	millibar
Cb :	cumulo-nimbus
SHF :	Super High Frequency
Ghz :	Gégahertz
A/D :	Analogic-Digital converter
PRF :	Pulse Repetition Frequency
IPP :	Inter Pulse Period
Mod :	modulo
TFTd :	Transformée de Fourier à temps discret
TFD :	Transformée de Fourier Discrète
fft :	fast fourier transform
DSE :	densité spectrale d'énergie
DSP :	densité spectrale de puissance
BT :	Blackman et Tukey
AR :	Auto Regressive
MA :	Moving average
ARMA :	Auto Regressive Moving Average
RII :	Réponse Impulsionnelle Infinie
RIF :	Réponse Impulsionnelle Finie

Références
Bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] J. Besse, A. Fournié, M. Renaudin, "Météorologie" tome 1 et tome 2, ENAC 1989
- [2] T. Bradbury, "La météorologie du vol à voile", Cépaduès - éditions 1998
- [3] "Manuel de météorologie", Air France, direction de transport.
- [4] M. R. Reddan, inspecteur principal DO.NI chargé du suivi des problèmes météorologiques à la DO, "Le cisaillement de vent", 1986.

Sur le net : www.mit.edu
www.ll.mit.edu:

- [5] J. Henry, Electrical Engineering, "Improved radar technology could prevent wind shear catastrophes", internet
- [6] "Downburst less than 2.5 miles in diameter", Department of Atmospheric Sciences (DAS), University of ILLINOIS, Urbana-Champaign, Internet.
- [7] F. Caracena
"Forecasting micro bursts and downbursts", NOAA/ Forecast Systems Laboratory, 1995, internet.
- [8] "Making the skies safe from wind shear", NASA's Langley Research Center, June 1992, Internet.
- [9] J. P. Nelson, university of Wisconsin, and, G. P. Ellrod, NOAA/NESDIS, "Recent developments in a microburst risk", 1997, Internet.
- [10] Robert J. Serafin, National Center For Atmospheric Research, "Meteorological radar", Radar handbook by Merrill I. Skolnik, second edition, 1988.
- [11] G. W. Stinson "Introduction to airborne radar". SCITECH publishing, INC. New Jersey, 1998.
- [12] P. L. Smith, JR., senior member IEEE, K. R. Hardy, and K. M. Glover, member IEEE.
"Application of radar to meteorological operations and research". Proceedings of the IEEE, vol. 62, june 1974, pp. 724-745.
- [13] D. S. Zrnic, senior member IEEE, "Estimation of spectral moments for weather echoes", IEEE transactions on geoscience electronics, vol, GE-17, N0.4, October 1979. pp. 113-128.
- [14] J. Evans, senior member IEEE, and D. Turnbull, "Development of an Automated Wind shear Detection System using Doppler weather radar", Proceeding of the IEEE, vol. 77, N0. 11, November 1989, pp. 1661-1673.

- [15] R. E. Cole, and F.W. Wilson, "The integrated terminal weather system terminal winds product". The Lincoln Laboratory journal 1994, pp.475-501.
- [16] M. Kunt, "Techniques modernes de traitement numérique des signaux", Presses polytechniques et universitaires Romandes, 1991.
- [17] Gérard Blanchet et Maurice Charbit
"Traitement numérique du signal", Hermès, Paris 1998.
- [18] C. S. Burrus, J. H. McClellan, A. V. Oppenheim, T. W. Parks, R. W. Schaffer, and H. W. Schussler, "Computer based exercises for signal processing using Matlab", Matlab-curriculum, Series, 1994.
- [20] E. G. Baxa, Jr., Department of Electrical and Computer Engineering, Clemson university, "Airborne pulsed Doppler radar detection of low altitude wind shear - a signal processing problem -", Digital signal processing, 1991, pp.186-197.
- [21] D. D. Aalfs, and, E. G. Baxa, Jr., Clemson university, and E. M. Bracalente, NASA Langley Research Center, "Signal processing aspects of wind shear detection", Micro wave journal. September 1993, pp.76-96.
- [22] S. M. Kay, member IEEE, and, S. L. Marple, J.R., member IEEE, "Spectrum analysis - a modern perspective", Proceeding of the IEEE, vol.69, N0.11, November 1981, pp. 1380-1419.
- [23] J. Makhoul, member IEEE, "Linear prediction: a tutorial Review", Proceedings of the IEEE, vol.63, N0.4, April 1975, pp. 561-580.
- [24] J. McCarthy, "advances in weather technology for the aviation system", proceedings of the IEEE, vol.77, No.11, November 1989, pp.1728-1734.
- [25] B. M. Keel, Georgia Tech Research Institute, and E. G. Baxa, Jr., "Electrical and computer Engineering dept, Clemson University, "an overdetermined approach to Auto correlation based Spectral moment estimators for use in Doppler Weather Radar", proceedings of the 1997 IEEE national radar conference, Syracuse, NY, May 1997.

Contribution to study the wind shear at low altitudes

The objective of this work is to propound an process to estimate the spectrum of the wind shear. The interest consists in the parametric spectral estimation concept founded on the identification of an assigned model to the recording data and applied an ground-based or airborne pulse Doppler radar, it is a new approach for warning wind shear hazards on the air traffic.

A complete study of the wind shear at low altitudes is accomplished to give a clear indication of its aspect, its causes, and its disastrous effects on the flight safety. Modern technology of warning involve exploitation of the pulse Doppler radar, it is a radar supplied with a signal processor able to carry out algorithms that estimate the process dsp and therefore allow the extraction of the speed and the following of its developpement.

A theoretic study is evolved to present some parametric spectral estimation algorithms, the characteristics, advantages, and disadvantages of each one are proved as well as their comparison. Any spectral estimation of the process founded on radar recording show the undesirable presence of a severe ground clutter since the phenomenon happen at low altitudes, this signal is cut down by digital filtering, a study of available techniques is also established.

Finally, a general approach to analyze the problem is achieved and validated for generated signals by simulation of some situations.

Keywords:

Wind shear, pulse Doppler radar, parametric spectral estimation, linear prediction, clutter, digital filtering.

*Recherche
Bibliographique*

Recherche bibliographique

C'est les professeurs Théodore Fujita et Fernando Caracena ([caracena @ Fsl .Noaa.gov](mailto:caracena@Fsl.Noaa.gov)) qui furent les premiers en 1975 qui ont découvert que les micro tornades étaient la cause principale d'un grand nombre d'accidents connus dans l'histoire du trafic aérien, et qui ont fait le bilan de milliers de victimes humaines. Les enquêtes menées par la suite sur d'autres accidents venaient confirmer leurs hypothèses.

Position du problème en Aéronautique

Une micro tornade se caractérise par sa violence, sa petite dimension, et sa durée également très limitée. Si un avion tente d'atterrir pendant qu'une micro tornade se produit, l'avion devra affronter un grand changement de vent contraire et éprouvera une portance augmentée. Si le pilote tente d'atterrir et une portance supplémentaire empêche l'avion de descendre à la piste, alors, non informé, de la micro tornade, il diminue la puissance des moteurs pour neutraliser l'augmentation de la portance éprouvée soudainement. Hors, ceci est une action incorrecte, parce que l'avion traverse rapidement le champ de la micro tornade, le vent est alors à l'arrière de l'avion, sa vitesse est soustraite de la vitesse – sol, et l'avion n'aura pas assez de vitesse – air pour rester dans l'air, c'est la conséquence d'un avion frappant une micro tornade.

Comment détecter un cisaillement de vent

Après connaissance des dangers fatals d'une micro tornade à basse altitude tant à l'atterrissage qu'au décollage, la FAA a vu qu'il était indispensable de développer une technologie de prévention. L'élément clé de cette technologie fut le radar pulse doppler vu son utilisation réussite dans différentes autres applications météorologiques, doté de systèmes de traitement du signal et de données il doit fournir une prévention à temps si des conditions de danger se présentent.

Bien avant, la FAA avait décidé d'équiper les grands aérodromes américains par le système "LLWAS". Le principe consistait à disposer d'un anémomètre au centre de l'aérodrome et de cinq autres à la périphérie à une distance moyenne de 3.5 km. L'anémomètre central mesurait en permanence le vent moyenné sur deux minutes, avec une mesure instantanée faite toutes les six secondes par les anémomètres périphériques. Comme toute initiative scientifique, le "LLWAS" par sa structure présentait des inconvénients qui le rendait incapable de détecter des micro tornades. Les anémomètres étaient installés dans des endroits où l'écoulement du vent était perturbé par l'environnement et la mesure n'était pas représentative des conditions existant réellement, les algorithmes utilisés souffraient aussi d'une insuffisance pour satisfaire l'exploitation.

Avec le "LLWAS" l'analyse de la structure du vent ne se faisait que dans le plan horizontal et au niveau du sol, une connaissance de la structure verticale était une information complémentaire souhaitable. Le principe de l'instrumentation utilisée pour cette analyse verticale reposait sur l'effet doppler, il s'agissait d'analyser l'écho d'une impulsion sonore émise par une antenne vers le ciel et dont la fréquence varie selon la vitesse des masses d'air traversées, selon ce principe une mesure jusqu'à mille mètres de la vitesse verticale était possible par analyse du glissement en fréquence (effet doppler). Ceci avait permis l'utilisation de radars acoustiques appelés SODAR, mais ils présentaient l'inconvénient d'être vulnérables aux bruits parasites qui affectaient les mesures.

C'est vers 1979 qu'il a été recommandé d'exploiter les informations des radars météorologiques bien qu'il y'avaient plusieurs inconvénients à soulever. Les efforts se sont concentrés vers l'installation de systèmes de surveillance terrestres et embarqués.

La génération des radars NEXRAD fournissait une détection améliorée, leurs caractéristiques permettaient une résolution en gradients de vitesse en agissant sur les stratégies du balayage, mais le NEXRAD était d'une couverture limitée et à temps de balayage relativement long, ceci limitait ses compétences à la surveillance d'un tel événement météorologique à petite échelle dynamique. Néanmoins les techniques développées sur le NEXRAD ont trouvé application sur d'autres types de radars météorologiques pour une meilleure perfection.

Le TDWR a été développé simultanément avec le NEXRAD, il a été conçu à base d'algorithmes de différentes formes de détection d'indicatifs de micro tornades. Le projet TDWR se distingue des travaux précédents de sa bande de fréquences qui est différente de celles utilisées par les radars du contrôle du trafic aérien et le NEXRAD, la stratégie de balayage du TDWR couvre 360° en azimut et plus de 60° en élévation, ce volume de balayage est répété toutes les 60 secondes. Le TDWR a servi à son tour de plate forme pour le développement des systèmes embarqués.

Conscients du problème que pose la rapidité avec laquelle l'avion se trouve en situation de cisaillement, les industries Boeing et Airbus ont fait les initiatives de concevoir des systèmes d'alerte embarqués à des endroits stratégiques de l'avion pour mesurer les fortes composantes du vent, mais les constructeurs d'avions dans leur ensemble tendaient à équiper les appareils d'une avionique sophistiquées pour soulever le problème. Ces installations – avions en plus des exigences des systèmes terrestres doivent aussi être limités dans leurs tailles physiques, poids, et coût, la taille de l'avion contrainte même le diamètre de l'antenne utilisée et par conséquent affecte le choix de la fréquence opérationnelle et la largeur du faisceau radar. Le radar embarqué utilise une procédure de balayage moins compliquée et constitue une branche de recherche de qualité.

Vers 1985, John Mc Larchy a présenté les travaux d'un projet de renouvellement du "LLWAS", petit à petit les erreurs se sont corrigés et ce système fait preuve d'une amélioration à rythme constant, en 1986 le "LLWAS" équipa 110 aérodromes des Etats Unis.

L'aptitude d'une détection claire des cisaillements de vent associés à des conditions convectives a été bien renforcée avec l'introduction de la technologie des radars météorologiques doppler. Beaucoup de programmes de recherche sont élaborés par le laboratoire Lincoln du MIT en coordination avec la FAA, actuellement les efforts se concentrent sur l'amélioration de la fiabilité des systèmes de prévention.

Novembre 1989, un manuscrit élaboré par J.Evans du laboratoire Lincoln du MIT en collaboration avec D.Turnbull de la FAA présentait une synthèse du programme TDWR mis en œuvre par la FAA pour répondre à la nécessité d'un traitement en temps réel du problème du cisaillement de vent, spécialement aux basses altitudes.

En 1991, Ernest G. Baxa, Jr du département "Electrical and Computer Engineering" de l'université Clemson présenta une publication qui englobait des algorithmes développés pour

Recherche bibliographique

la résolution numérique du problème tels que l'estimateur pulse-pair fondé sur l'auto-covariance complexe du processus et il introduisait la représentation spectral AR pour la caractérisation du champ de vent.

Les algorithmes de traitement du signal requis par les systèmes terrestres sont similaires à ceux des systèmes embarqués, il est à tenir compte des conditions de fonctionnement de chaque type de systèmes. En septembre 1993, David D. Aalfs et Ernest G. Baxa, Jr de l'université Clemson et Emedio M. Bracalente du centre de recherche Langley (NASA) ont publié un travail qui illustre l'aspect traitement du signal dans la détection du cisaillement de vent. Le document comporte des estimateurs de la variance du cisaillement de vent inspirés des méthodes spectrales classiques et introduit la méthode paramétrique tout-pole comme technique moderne à adopter. Le travail montre que si nous optons pour une modélisation tout-pole, le processus se présente à ordre élevé, ce document nous a servi de référence principale pour entamer notre modeste recherche.

Chapitre 1 :
Aspect météorologique
du cisaillement de vent

Chapitre 1 : Aspect météorologique du cisaillement de vent

L'atmosphère est un énorme système énergétique qui tire toute l'énergie qui la met en mouvement du rayonnement solaire. L'étude des sondages de température permet la mise en évidence de plusieurs couches caractérisées par leur profil thermique vertical :

- La troposphère s'étend en moyenne jusqu'à 11 km.
- La stratosphère s'étend en moyenne de 11 à 50 km.
- La mésosphère s'étend en moyenne de 50 à 85 km.
- La thermosphère s'étend en moyenne de 85 à plus de 200 km.

C'est la troposphère qui nous intéresse pour l'aviation, elle se subdivise en deux couches :

* **La couche turbulente** : cette couche s'étend du sol jusqu'à environ 1500 mètres et fait apparaître des structures thermiques très différenciées.

* **L'atmosphère libre** : L'atmosphère libre s'étend au dessus de 1500 mètres, la variation de température dans cette couche est plus régulière que dans la couche turbulente.

C'est dans la troposphère que se manifestent les phénomènes météorologiques importants. L'épaisseur de cette couche est variable avec la latitude et avec le temps car l'échauffement de l'air dans les régions équatoriales amène une dilatation des masses d'air et pour la même raison en été la troposphère est plus épaisse qu'en hiver.

En pratique tous les éléments qui se conjuguent pour constituer le "temps" s'y produisent et presque tous les nuages et toute l'humidité y sont contenus, et même les grands systèmes dépressionnaires qui s'étendent sur des milliers de kilomètres sont confinés dans cette couche de l'atmosphère.

1.1- LE VENT

L'énergie solaire maximale reçue est d'environ 1.4 kW/m^2 , mais ce n'est pas toute cette énergie qui atteint la surface de la terre, une partie est immédiatement réfléchiée vers l'espace. La proportion qui atteint la surface du globe et la réchauffe n'est pas partout la même. L'importante différence de température entre les régions équatoriales et polaires entraîne une circulation des vents en perpétuelle évolution, ces mouvements de l'air assurent une redistribution de la chaleur et jouent ainsi un rôle prépondérant dans les processus météorologiques [2].

Le vent d'une façon générale est le nom donné à un mouvement de l'air dans une direction. c'est un mouvement sensiblement horizontal (puisque l'atmosphère constitue autour du globe une couche de faible épaisseur) d'une masse d'air provoqué par des différences de pression barométrique (il est causé par une tendance à l'égalisation des pressions). Le vent est défini par son orientation et par sa vitesse .

1.1.1- FORCES DETERMINANT LA DIRECTION ET LA VITESSE DU VENT

La mesure du vent en météorologie est donnée par la direction d'où il vient et sa vitesse (ou force) [1]. Nous examinons dans ce qui suit les forces appliquées à une particule d'air atmosphérique de masse m durant son mouvement autour de la terre, et nous mettons sous forme mathématique la dynamique de ce mouvement par rapport à un repère $(O x y z)$ lié à la terre.

1.1.1.1- Force de pression

Dans l'air les molécules sont en état permanent d'agitation et viennent heurter la surface des corps solides qu'elles rencontrent, chacun de ces chocs n'a qu'une importance minime mais ils sont si nombreux qu'ils déterminent une pression .

La pression décroît avec l'altitude puisqu'en s'élevant dans l'espace nous laissons au-dessous de nous une colonne d'air de plus en plus importante, cette décroissance n'est pas proportionnelle avec l'altitude pour de nombreuses raisons :

- Le taux de décroissance dépend de la température moyenne de l'air.
- La pression décroît plus rapidement dans les basses couches.
- La pression décroît plus vite à l'intérieur des masses froides (qui sont plus denses) que dans les masses chaudes.

Ainsi, l'air a tendance à se déplacer des hautes pressions vers les basses pressions, la force de pression est dirigée des centres de haute pression vers les centres de basses pression [3].

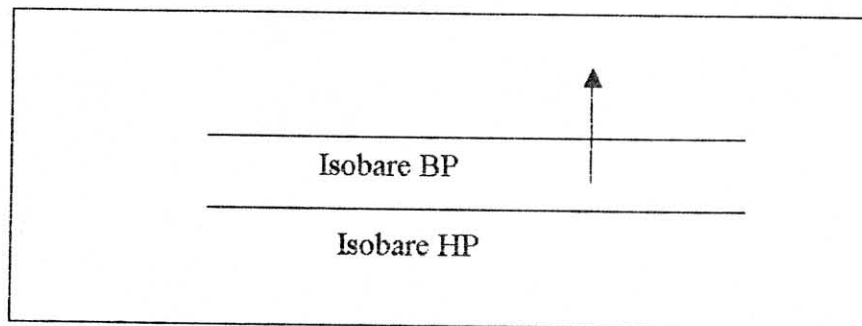


Figure 1.1- direction de la force de pression

La résultante des forces de pression est exprimée par la relation[1] :

$$\vec{F}_p = -\frac{m}{\rho} \text{grad } P$$

ses composantes suivant les axes ox , oy , et oz sont :

$$\begin{cases} F_{Px} = -\frac{m}{\rho} \frac{\partial P}{\partial x} \\ F_{Py} = -\frac{m}{\rho} \frac{\partial P}{\partial y} \\ F_{Pz} = -\frac{m}{\rho} \frac{\partial P}{\partial z} \end{cases}$$

1.1

L'équation de F_{Pz} exprime la force de pression \vec{F}_{Pv} selon la verticale et le système d'équations de F_{Px} et F_{Py} exprime la force de pression \vec{F}_{Ph} selon l'horizontale.

1.1.1.2- Force de frottement

La force de frottement est due à la viscosité de l'air et au frottement de celui-ci sur la surface terrestre, le vent près du sol est ralenti par la friction, plus le sol est rugueux, plus grande est la friction, l'effet de friction de la surface ralentit le vent en s'opposant à son mouvement. Cette force de frottement est négligeable au-dessus de 1000 mètres de hauteur

environ, elle peut réduire la force du vent de 50% et influe en outre sur sa direction [3], nous notons ses composantes par F_{fx} , F_{fy} , et F_{fz} selon les axes ox , oy , et oz respectivement avec

\vec{F}_{fv} qui représente la force de frottement verticale constituée de F_{fz} et \vec{F}_{fh} la force de frottement horizontale de composantes F_{fx} et F_{fy} .

1.1.1.3- Force de Coriolis

Si la terre ne tournait pas autour de son axe, l'air se dirigerait directement vers les zones de basses pression, cependant la rotation de la terre détermine sur tout corps dans l'atmosphère une force perpendiculaire à son déplacement, c'est la force de Coriolis, cette dernière modifie le déplacement de l'air en mouvement par une déflexion [2].

La force de Coriolis est perpendiculaire au vecteur de rotation instantanée de la terre $\vec{\Omega}$ et au vecteur vitesse relative \vec{V}_r , elle se met sous la forme [1] :

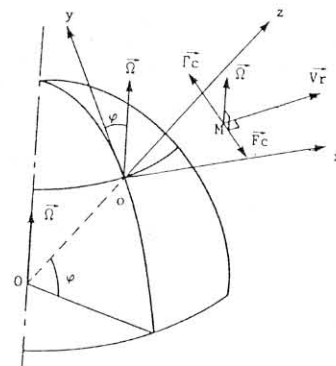
$$\vec{F}_c = -m\vec{\Gamma}_c$$

avec $\vec{\Gamma}_c$ accélération de Coriolis

$$\vec{F}_c = -2m\vec{\Omega} \wedge \vec{V}_r$$

Les composantes de \vec{F}_c sont :

$$\begin{cases} F_{cx} = -2m|\vec{\Omega}|(\omega \cos\phi - v \sin\phi) \\ F_{cy} = -2m|\vec{\Omega}|u \sin\phi \\ F_{cz} = 2m|\vec{\Omega}|u \cos\phi \end{cases}$$



1.2

avec :

u , v , et w sont les composantes du vecteur vitesse relative \vec{V}_r selon les axes ox , oy , et oz respectivement.

ϕ est la latitude du lieu

$$|\vec{\Omega}| = \frac{2\pi}{86164} = 7.29 \cdot 10^{-5} \text{ rd/s.}$$

pression doit être remplacé par de l'air provenant de couches plus élevées de l'atmosphère, d'où un mouvement descendant. Le mouvement d'ensemble vertical est important car l'affaissement de l'air entraîne une dissolution des nuages. Inversement, autour d'une zone de basse pression, il y a convergence de l'air.

Dans les basses couches, l'air tourne autour des dépressions dans le sens inverse des aiguilles d'une montre en se rapprochant du centre de la dépression, cette convergence se traduit par une ascendance de l'air dans la région cyclonique et le soulèvement d'ensemble provoque la formation de nuages.

La vitesse de l'air (verticale) peut se présenter de deux façons différentes, elle se manifeste avec de fortes valeurs (de l'ordre de 10 m/s) sur des plages limitées (1 km² ou dizaines de km²) tantôt dirigée vers le haut, tantôt vers le bas ; dans ce cas les régions ascendantes donneront lieu à des nuages à grand développement vertical localisés dans l'espace : il fera un temps d'averse et d'éclaircies. Dans un second cas, la vitesse de l'air affecte de faibles valeurs (de l'ordre du cm/s), et toujours dans le même sens, des surfaces de plusieurs millions de km², dans ce cas nous aurons de grands voiles nuageux très étendus avec pluies continues. En fait, la variation verticale de la vitesse du vent au-dessus de 1000 mètres dépend de la distribution relative des pressions et des températures [3].

1.1.4- CAS PARTICULIERS DE VENT

1.1.4.1- Tourbillons

Le tourbillon est le terme utilisé pour décrire la rotation d'une particule d'air, il est composé de deux parties un cisaillement (variation de la vitesse avec l'altitude) et une rotation [2]. Dans l'atmosphère nous rencontrons beaucoup d'exemples de tourbillons frappants, nous les trouvons là où l'air converge à la base d'un nuage d'orage dans lequel l'air est aspiré très rapidement. De petits tourbillons de poussière se produisent de la même façon dans les journées chaudes et ensoleillées quand il y a un rigoureux soulèvement de masse d'air, la différence est que les tourbillons de poussière sont bien plus petits et peuvent se développer sans la présence de nuages. Les grandes dépressions qui s'étendent sur des centaines de kilomètres sont parfois appelées tourbillons ; car sur une série d'images Satellites consécutives, nous voyons souvent les nuages s'enrouler autour du centre.

1.1.4.2- Courants-jet

Les courants-jet sont des courants d'air étroits et rapides à axe quasi-horizontale, se sont des bandes étroites dans lesquelles se trouvent concentrées de très hautes vitesses de vent, l'intensité du vent est variable le long du jet [3]. Il s'agit de vents très forts que nous rencontrons le plus souvent entre 9500 et 14000 mètres. Un courant-jet dépasse souvent les 1600 kilomètres de long et 150 à 300 kilomètres de large sur une section d'un peu moins de 6 kilomètres d'épaisseur. La plupart des courants-jet naissent lorsqu'il y a un contraste marqué de température, tel que le contact de l'air polaire avec de l'air beaucoup plus chaud provenant des régions équatoriales. Des vitesses d'environ 50 m/s sont fréquentes et des vitesses de plus de 100 m/s peuvent être observées dans les noyaux de certains courants-jet puissants. Une fois que le courant-jet est né il peut se déplacer sur des milliers de kilomètres, il serpente en s'élevant vers les régions polaires et il redescend en direction des zones tropicales.

Les courants-jet jouent un rôle important dans le développement des dépressions, dans ces tubes de vent, le cisaillement est fort [2], lorsque cela est combiné à un flux incurvé l'air est alors le siège de grands changements de tourbillons ; il accélère et diverge dans une région, ralentit et converge ailleurs. Plus les vents d'altitude sont forts, plus la divergence peut être marquée.

1.1.4.3- Fronts

Un front est une limite entre deux masses d'air dont les masses volumiques sont différentes, la surface frontale a habituellement une pente de 1/100 à 1/1000, avec l'air plus chaud (moins dense) se trouvant au-dessus de l'air plus froid, les nuages et le temps peuvent varier considérablement le long d'un front. Un système frontal ne se déplace pas comme un bloc solide d'air, il peut y avoir un jeu assez complexe de courants s'écoulant au travers et autour de lui.

1.1.5- IMPORTANCE DU VENT POUR L'AVIATION

Le vent est un phénomène très considéré pour l'aviation, son intensité affecte le QFE à l'atterrissage et au décollage, ces deux phases de vol qui doivent s'effectuer normalement avec une composante de vent debout, ce dernier entraîne un temps de vol plus long, correspondant à une augmentation de délestage. Au contraire, un vent arrière entraîne une consommation moindre parce que le temps de vol est diminué.

Il existe pour chaque type d'avion une limitation de vent de travers, c'est à dire une composante maximale de vent traversier sur une piste au delà de la quelle nous ne devons pas tenter de décollage ou d'atterrissage, ces valeurs dépendent aussi de l'état de la piste, les composantes maximales de vent admises se trouvent dans les manuels d'utilisation de chaque avion dans la partie « limitations ». De la même façon, il existe aussi à l'atterrissage et au décollage une composante maximale de vent arrière.

1.2- CISAILLEMENT DE VENT AUX BASSES ALTITUDES

Tous les paramètres météorologiques agissent simultanément et se combinent, souvent après de multiples interaction pour concourir à la formation d'un type de temps ou d'un phénomène particulier, nous nous intéressons dans ce qui suit au cisaillement de vent aux basses couches et aux phénomènes météorologiques qui peuvent lui donner naissance.

1.2.1- RAFALE DESCENDANTE

Une rafale descendante (downburst) est une colonne d'air qui descend rapidement et heurte le sol, la colonne d'air se dilate alors pour s'étendre horizontalement avec éruption dans toutes les directions, l'expansion se produit souvent sous forme de tourbillons roulants ou d'anneaux de vents, des champs de vents à grande vitesse et de directions opposées sont repérés à proximité immédiate à l'intérieur des vents d'écoulements roulants d'une rafale descendante. Les vents qu'ils soient rectilignes ou bien courbés sont préjudiciables et fortement divergents.

Si le diamètre de la rafale descendante est moins de 4 km, elle est appelée micro rafale (microburst) par contre s'il est de plus de 4 km, elle est appelée macro rafale (macroburst) [5], [6], [7]. Il est à noter qu'il s'agit de termes anglais qui n'ont pas encore de traduction officielle en français.

La figure 1.2 représente une coupe verticale et une vue en plan d'une rafale descendante, c'est une colonne d'air tombant très rapidement de certains nuages Cb puissants dans les climats chauds, qui a peu de chance de se produire dans les petits Cb des régions tempérées.

1.1.4.3- Fronts

Un front est une limite entre deux masses d'air dont les masses volumiques sont différentes, la surface frontale a habituellement une pente de 1/100 à 1/1000, avec l'air plus chaud (moins dense) se trouvant au-dessus de l'air plus froid, les nuages et le temps peuvent varier considérablement le long d'un front. Un système frontal ne se déplace pas comme un bloc solide d'air, il peut y avoir un jeu assez complexe de courants s'écoulant au travers et autour de lui.

1.1.5- IMPORTANCE DU VENT POUR L'AVIATION

Le vent est un phénomène très considéré pour l'aviation, son intensité affecte le QFE à l'atterrissage et au décollage, ces deux phases de vol qui doivent s'effectuer normalement avec une composante de vent debout, ce dernier entraîne un temps de vol plus long, correspondant à une augmentation de délestage. Au contraire, un vent arrière entraîne une consommation moindre parce que le temps de vol est diminué.

Il existe pour chaque type d'avion une limitation de vent de travers, c'est à dire une composante maximale de vent traversier sur une piste au delà de la quelle nous ne devons pas tenter de décollage ou d'atterrissage, ces valeurs dépendent aussi de l'état de la piste, les composantes maximales de vent admises se trouvent dans les manuels d'utilisation de chaque avion dans la partie « limitations ». De la même façon, il existe aussi à l'atterrissage et au décollage une composante maximale de vent arrière.

1.2- CISAILLEMENT DE VENT AUX BASSES ALTITUDES

Tous les paramètres météorologiques agissent simultanément et se combinent, souvent après de multiples interaction pour concourir à la formation d'un type de temps ou d'un phénomène particulier, nous nous intéressons dans ce qui suit au cisaillement de vent aux basses couches et aux phénomènes météorologiques qui peuvent lui donner naissance.

1.2.1- RAFALE DESCENDANTE

Une rafale descendante (downburst) est une colonne d'air qui descend rapidement et heurte le sol, la colonne d'air se dilate alors pour s'étendre horizontalement avec éruption dans toutes les directions, l'expansion se produit souvent sous forme de tourbillons roulants ou d'anneaux de vents, des champs de vents à grande vitesse et de directions opposées sont repérés à proximité immédiate à l'intérieur des vents d'écoulements roulants d'une rafale descendante. Les vents qu'ils soient rectilignes ou bien courbés sont préjudiciables et fortement divergents.

Si le diamètre de la rafale descendante est moins de 4 km, elle est appelée micro rafale (microburst) par contre s'il est de plus de 4 km, elle est appelée macro rafale (macroburst) [5], [6], [7]. Il est à noter qu'il s'agit de termes anglais qui n'ont pas encore de traduction officielle en français.

La figure 1.2 représente une coupe verticale et une vue en plan d'une rafale descendante, c'est une colonne d'air tombant très rapidement de certains nuages Cb puissants dans les climats chauds, qui a peu de chance de se produire dans les petits Cb des régions tempérées.

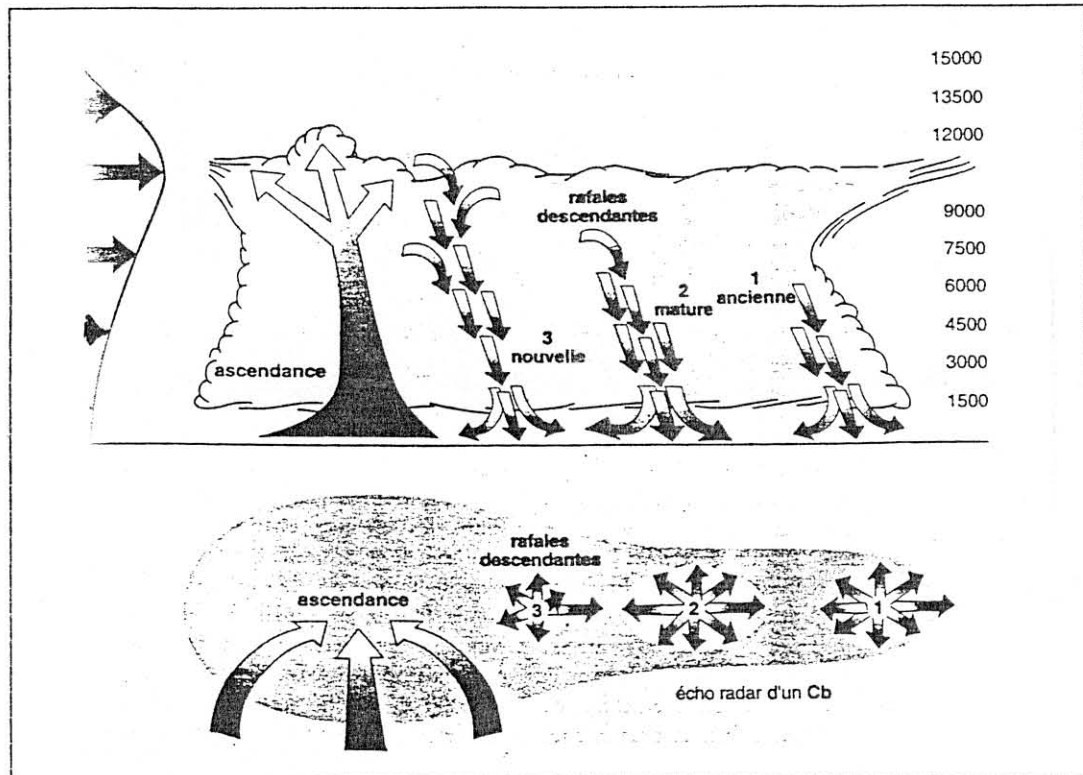


Figure 1.2- rafale descendante – coupe et vue en plan

Les flèches sur la gauche de la figure, indiquent une augmentation de la vitesse du vent avec l'altitude. Le vent passe par un maximum juste sous la tropopause. Cette super cellule génère trois rafales descendantes successives indiquées par ordre d'apparition 1, 2 et 3, la première est la plus ancienne et s'est affaiblie ; la deuxième est au stade mature ; la troisième est la plus récente. Quand cet air très sec pénètre, il évapore de l'humidité ce qui consomme beaucoup de chaleur et refroidit l'air descendant, ce dernier étant froid, son taux de descente s'accroît jusqu'à ce que la vitesse de la rafale descendante devienne très forte. Au-dessous de chaque rafale descendante l'air se déploie dans toutes les directions en touchant le sol et provoque de violentes turbulences .

La rafale descendante peut être accompagnée de pluie ou se produire en air sec sous un Cb à base élevée, dans ce dernier cas, elle peut ne pas être visible, ce qui la rend d'autant plus dangereuse [2].

1.2.2- MACRO RAFALE (macroburst)

Une macro rafale (macroburst) est une grande rafale descendante dont les vents radiaux éruptifs (outburst) s'étendent horizontalement sur plus de 4 km, les vents les plus préjudiciables des macro rafales durent 30 minutes et atteignent des vitesses de 60 m/s ils peuvent causer des destructions semblables à celles des tornades par dessus une large surface physique.

Les macro rafales sont habituellement fraîches, issues d'un nuage de pluie dont la température est considérablement inférieure à l'atmosphère environnante, la basse température induit une pression élevée dans le nuage de pluie qui à son tour cause un écoulement d'air à partir du nuage pour équilibrer la pression, cet écoulement d'air peut devenir une macro rafale.

1.2.3- MICRO RAFALE (microburst)

Une micro rafale est une très petite rafale descendante concentrée dont les vents radiaux s'étendent horizontalement sur moins de 4 km [5], c'est un modèle de circulation tridimensionnelle de vents préjudiciables divergents vers l'extérieur près de la surface de contact d'un courant d'air exceptionnellement fort et convectif avec le sol et de tourbillons atteignant la force tornadique. C'est toute la structure de courants d'air, vents préjudiciables et tourbillons qui constitue le modèle de circulation de la micro rafale [7].

Trois aspects caractérisent donc une micro rafale : sa violence, sa dimension très petite (2 km de section) et sa durée également très limitée, 4 à 5 minutes avec un vent atteignant son maximum après environ 3 minutes, une micro rafale intense dure au plus 10 minutes et peut acquérir des coups de vents de 75 m/s [5].

Une micro rafale se produit lorsque la précipitation dans une colonne d'air s'élevant s'évapore en refroidissant l'air très rapidement dans un nuage, puisque l'air devient plus dense du fait qu'il refroidit alors un courant d'air généré commence à descendre du nuage, le courant accélère et dans quelques minutes atteint le sol, c'est la phase « contact » durant laquelle les vents les plus forts sont observés. Ensuite vient la phase « éruption » ou le vent tourbillonne de telle manière que l'air froid de la micro rafale se déplace loin du point de contact avec le sol, et les vents autour du tourbillon continuent d'accélérer [6].

La figure 1.3 est une coupe agrandie d'une micro rafale ; c'est tout simplement une version réduite d'une rafale descendante, l'air descendant forme parfois une colonne tournante qui, lorsqu'elle percute le sol, se disperse en une sorte de tourbillons de poussière. Sur le dessin, entre 3000 mètres et la surface, la micro rafale descendait à une vitesse calculée de 25 à 35 m/s et produirait une rafale horizontale de 110 km/h au niveau du sol .

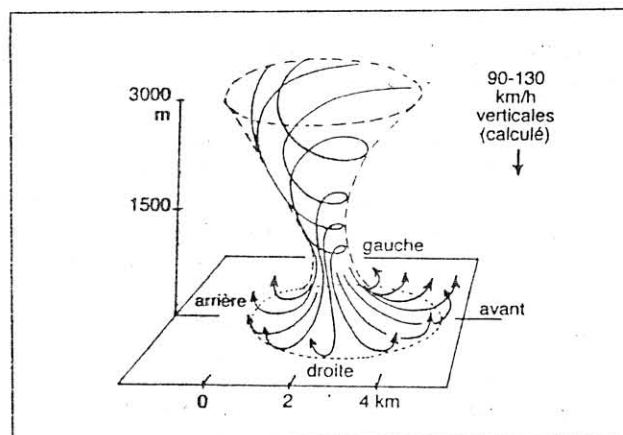


Figure 1.3- schéma d'une micro rafale

Les micro rafales très souvent résultent des orages et sont spécialement dominantes dans les surfaces qui subissent des éclairs de nuages ou une pluie battante [2], mais en réalité le phénomène peut se produire dans une variété de conditions, cependant les grands courants d'air convectifs contenus dans les orages et les cumulus de nuages très élevés contribuent particulièrement à la formation des micro rafales [8]. Les études ont montré aussi que les hautes averses sans orages peuvent être sources de micro rafales [6].

Ces conditions environnementales qui conduisent aux micro rafales ne sont pas les mêmes dans tous les endroits, pour cela deux classes de micro rafales ont été définies, les micro rafales sèches et les micro rafales humides .

1.2.3.1- caractéristiques des micro rafales sèches

Les micro rafales sèches ont tendance à survenir dans les régions répandues par des conditions chaudes et sèches dans la basse atmosphère au-dessous de 500mb, ces micro rafales sont habituellement associées à des Cumulus ou alto-Cumulus de nuages faiblement convectifs et sont souvent associées à des Virga [Brown 1982, Wakimoto 1985], en outre, elles surviennent avec une très faible ou sans précipitation. La caractéristique principale de la structure atmosphérique thermique favorisant les micro rafales sèches est la couche sèche-adiabatique s'étendant de près du sol jusqu'à la base du nuage sur approximativement 500 mb, tandis que la structure d'humidité est entièrement sèche sauf aux niveaux moyens [Wakimoto, 1985].

1.2.3.2- Caractéristiques des micro rafales humides

Contrairement aux micro rafales sèches, les micro rafales humides ont lieu dans des conditions environnementales plus humides et sont associées à une forte précipitation [Atkins et Wakimoto 1991], normalement en conjonction avec une pluie battante de cumulus-nimbus très convectif. La structure de la température verticale des environnements qui engendrent des micro rafales humides comprend une couche de sous-nuages sèche-adiabatique s'étendant sur autour de 850 mb marquée par des conditions légèrement plus stables, en terme d'humidité la surface à approximativement 500 mb est plus humide qu'aux environnements à micro rafales sèches, et une couche sèche est toujours présente aux niveaux moyens [9].

Il est à noter que les termes micro rafale et cisaillement de vent sont souvent interchangeablement utilisés parce que la majorité des cisaillements de vents dangereux résultent des micro rafales .

1.2.4- DEFINITION DU CISAILLEMENT DE VENT AUX BASSES ALTITUDES

Un cisaillement de vent aux basses altitudes est un changement important et brutal de la direction ou de la vitesse du vent et souvent des deux simultanément entre deux points rapprochés de la trajectoire d'un avion [4]. Ceci diffère du gradient de vent qui est un taux de variation de la direction ou de la force du vent ou des deux par unité de distance entre deux points de l'atmosphère à un instant donné, la différence essentielle est la notion de faible distance et de temps très court propre au cisaillement de vent.

1.2.5- TYPES DE CISAILLEMENT DE VENT AUX BASSES ALTITUDES

Nous distinguons trois types de cisaillement de vent aux basses altitudes, le cisaillement du vent vertical, le cisaillement vertical du vent et le cisaillement horizontal du vent.

1.2.5.1- Cisaillement de vent vertical

Le cisaillement de vent vertical est un changement de la composante verticale du vent entre deux points rapprochés situés dans le plan horizontal [4], le plus souvent ce cisaillement disparaît en dessous de 160 mètres, à cette hauteur le courant d'air descendant vers la terre doit bien forcément se transformer en écoulement horizontal, il ne faut cependant pas sous-estimer son importance car il accompagne généralement des pluies très fortes qui ont pour effet de dégrader les performances aérodynamiques de l'avion, plus particulièrement dans les plages de vitesse réduite .

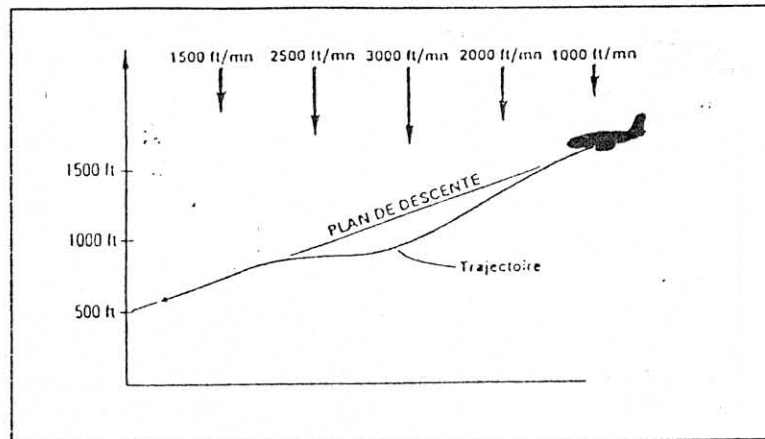


Figure 1.4- Le cisaillement de vent vertical

1.2.5.2- Cisaillement vertical de vent

Le cisaillement vertical de vent est un changement de la composante horizontale du vent (direction et/ou force) entre deux points situés dans le plan vertical [4], ce type de cisaillement n'est généralement pas très dangereux car il dépasse rarement 5 m/s pour une tranche d'altitude de 30 mètres qu'un avion met quelques 10 secondes à traverser .

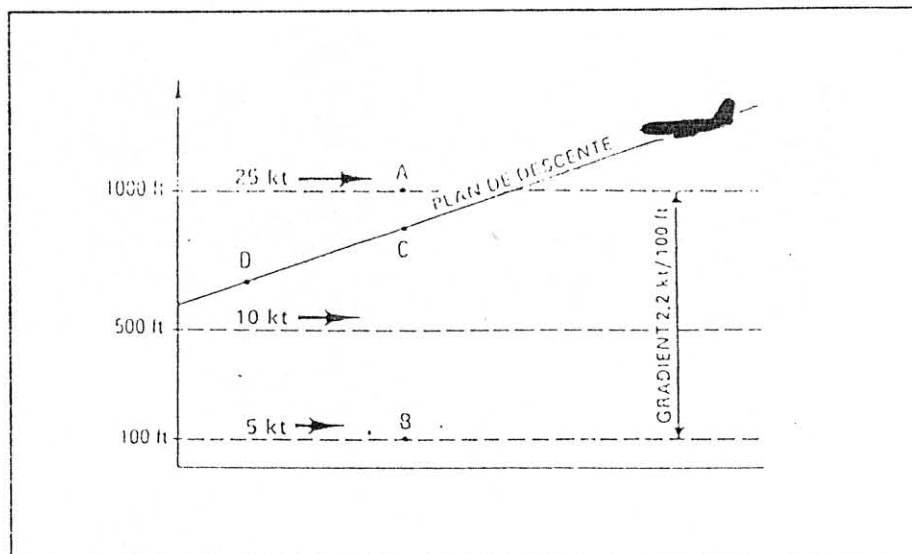


Figure 1.5- Le cisaillement vertical de vent

1.2.5.3- Cisaillement horizontal de vent

Le cisaillement horizontal de vent est un changement de la composante horizontale du vent entre deux points situés dans le plan horizontal [4], il peut être très important sur une distance très courte, c'est ce type de cisaillement qui fait perdre brutalement à l'avion sa portance et son altitude.

Les vitesses d'approche et décollage des avions modernes sont bien supérieures aux vitesses de croisières d'hier, ceci signifie que le pilote se trouve plus rapidement dans une situation critique à laquelle son avion réagira plus lentement car l'inertie des grands avions

d'aujourd'hui implique un certain laps de temps entre l'action du pilote sur les commandes et l'amorce de la manœuvre .

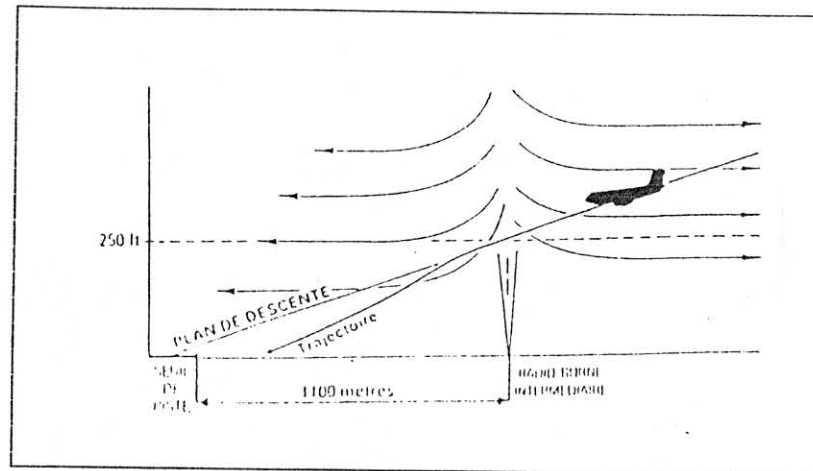


Figure 1.6- Le cisaillement horizontal de vent

1.2.6- CAUSES DU CISAILLEMENT DE VENT

Les progrès réalisés dans la compréhension des causes du cisaillement de vent et des conditions qui favorisent son occurrence sont très réconfortants pour pouvoir concevoir des systèmes de prévision de ce phénomène qui peut être très dangereux à l'aviation.

1.2.6.1- Orages

L'activité thermo-convective qui donne naissance aux orages avec précipitations violentes de pluie et de grêle à la base et dans le corps des cumulonimbus est propice au cisaillement de vent. Les courants d'air froid descendants se répandent horizontalement à proximité du sol, en traversant la section d'une telle cellule convective, l'avion peut subir un changement de direction du vent de 180° , les cas extrêmes sont observés lorsque la base des nuages est basse et l'humidité au sol faible. Ce type d'activité a tout de même l'avantage d'être évident pour le pilote et lui permet de décider de son atterrissage ou de son décollage en pleine connaissance de cause.

1.2.6.2- Fronts de rafale

Associés aux orages mais bien à l'avant de ceux-ci se forment des fronts de rafale (gustfronts), ils représentent les bords d'attaque de la masse d'air froid descendus d'un nuage convectif, l'épaisseur de ces fronts peut atteindre 1500 mètres, sa caractéristique est une grande turbulence loin de la base du nuage qui l'a engendré. La masse d'air froid, en progressant a tendance à rejeter en altitude l'air chaud qui est devant elle, le vent turbulent de la masse froide étant de force et d'orientation différentes à celles de l'air chaud, un cisaillement sera subi à l'approche ou au décollage. Grâce à la nébulosité des nuages associés, le déplacement d'un front de rafale est suivi au radar.

1.2.6.3- Masses frontales

La traversée d'une masse frontale fait inévitablement subir à l'avion un changement de vent. Comme il est dit plus haut, les masses d'air se côtoient longtemps sans se mélanger, la masse frontale est la zone de transition entre deux masses d'air aux caractéristiques distinctes (température, pression, humidité, densité) et aux vents différents, le front est la

marque au sol de cette zone de transition. Lorsqu'il s'agit d'un front chaud (c'est à dire que l'air chaud rattrape l'air froid et glisse au dessus) et que les deux masses d'air sont relativement stables, la zone de transition est très mince et peut se réduire à une centaine de mètres d'épaisseur, plus cette zone est mince plus le cisaillement est important.

D'autres phénomènes météorologiques donnent naissance au cisaillement de vent, les ondes de relief qui sont des masses d'air qui par gravité se déplacent sur de grandes distances à des vitesses assez faibles et coïncident souvent avec des inversions de température, l'effet orographique qui provoque des distorsions de l'écoulement du vent à proximité d'un aéroport qui font que le vent aux extrémités de la même piste est souvent de direction opposée, et l'effet de brise qui est un phénomène associé à la circulation secondaire.

Jusqu'à 1975 cet inventaire des causes du cisaillement de vent dans les basses couches de l'atmosphère aurait été complet. Depuis, un nouvel phénomène météorologique a été introduit comme cause principale du cisaillement de vent, c'est le professeur Théodore Fujita de l'université de Chicago qui a fait cette découverte en enquêtant sur l'accident fatal du B.727 d'Eastern Airlines à l'aéroport de New York-J.F.Kennedy, le 24 juin 1975 [4].

1.2.6.4- Micro rafales

Il est valable d'imaginer une micro rafale comme un jet oblique dirigé vers le sol, et nous réalisons que dans ce cas ce n'est pas un cisaillement que l'avion va subir mais deux. En effet, le courant descendant oblique a une composante verticale et une composante horizontale, le cisaillement de vent vertical, c'est à dire son brusque renforcement tendant à faire baisser le nez de l'avion va s'ajouter à la perte de vitesse-air due au cisaillement horizontal et ainsi activer la perte brutale d'altitude de l'appareil.

Les recherches ont aboutit à des conclusions étonnantes [4] :

- Il n'y a pas de relation entre les micro rafales et l'intensité des précipitations de pluie ou de grêle.
- Une autre conclusion étonnante concerne le nuage d'origine, il n'est pas nécessaire que ce nuage convectif, souvent isolé, soit dans sa phase active, pas d'orage ni d'éclair.
- Plus surprenant encore, la plupart des micro rafales observées n'étaient pas associées à d'importants Cumulonimbus actifs mais liés à des « virga » (pluies qui s'évaporent avant d'arriver au sol) issus de cumulus congestus en voie de dissipation.

1.2.7- CLASSIFICATION DES GRADIENTS DE VENT EN APPROCHE

Le gradient vertical de vent résulte des variations de vent avec l'altitude, le taux de ce gradient (variations de vent par centaines de mètres) et son amplitude sont de première importance pour les pilotes en cours d'approche, la probabilité de rencontrer des gradients significatifs est assez élevée. Les gradients de vent dans les basses couches semblent avoir des caractéristiques très variées, certains exemples représentatifs ont les caractéristiques générales suivantes :

- Gradients de grande amplitude, allant jusqu'à 20 m/s ou plus, surviennent dans une tranche d'altitude allant du sol à plusieurs centaines de mètres, les taux maximaux sont de l'ordre de 6 m/s par 30 mètres et sont plus élevés près du sol. -figure 1.7.A-
- Les gradients présentant des vitesses de vent relativement stables jusqu'à proximité du sol, puis un taux très rapide pour les derniers 30 mètres au dessus du sol allant jusqu'à 13 m/s par 30 mètres ou plus. -figure 1.7.B-

- Des gradients similaires à celui décrit précédemment mais avec une augmentation de la vitesse du vent près du sol, c'est un type de gradient très rare car la plupart des gradients enregistrés montrent une décroissance du vent près du sol. –figure 1.7.C-
- Des gradients avec inversion rapide de direction du gradient près du sol, des gradients élevés, de l'ordre de 11 m/s par 30 mètres dans les deux directions ont été enregistrés entre 45 mètres et le sol. –figure 1.7.D-
- Des gradients dont le taux et l'amplitude sont relativement faibles, ces gradients assez fréquents peuvent être définis plus facilement lorsque l'amplitude et/ou le taux augmentent car ils seront classés dans les descriptions ci-dessus. – figure 1.7.E-

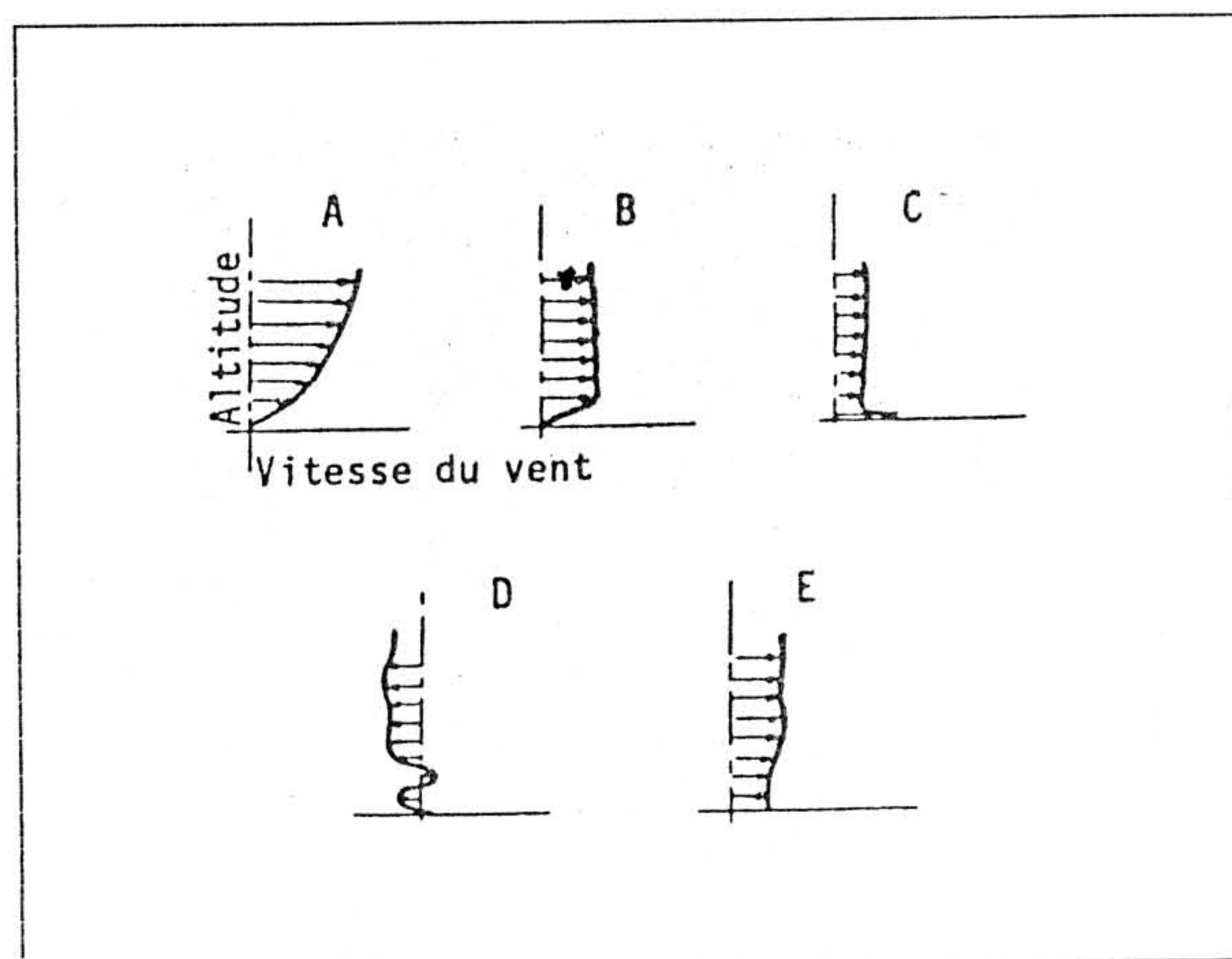


Figure 1.7- Les gradients de vents les plus répétitifs

Puisque nous considérons le secteur de l'aviation, alors c'est les valeurs critiques du cisaillement de vent horizontal et la grandeur du courant d'air qui sont importantes [7].

1.3- EFFET DU CISAILLEMENT DE VENT SUR LE TRAFFIC AERIEN

Le cisaillement de vent généré au niveau du sol ou juste au-dessus est très dangereux pour le trafic aérien, il a été la cause principale de nombreux accidents et de la disparition de milliers de vies humaines au cours des dernières dizaines d'années. Le type de cisaillement de vent le plus dangereux pour l'aviation est le type engendré par une micro rafale dans un orage ou une averse isolée. Dans un environnement extrêmement sec ou peu de pluie atteint le sol les vents divergents d'une micro rafale dépassent la force Ouragan ensuite adoptent des vitesses faibles pour modérer une tornade, et dans un environnement humide la micro rafale peut être imprégnée dans une forte pluie mais son apparition est si soudaine qu'elle attrape les pilotes mal informés [7]. La raison qui fait des micro rafales un danger à l'aviation est le fait qu'elles sont extrêmement difficiles à détecter vu leurs diamètre qui est de 4 km ou moins et leurs durée de vie qui est de quelques minutes .

L'avion en vol utilise l'air sous ses ailes pour avoir une portance, sa vitesse-air s'exprime comme suit :

$$\vec{V}_{\text{air}} = \vec{V}_{\text{sol}} + \vec{V}_{\text{vent}}$$

Les moments les plus critiques d'un vol sont durant l'atterrissage et le décollage lorsque l'avion est proche du sol et n'a que de petits temps et espace de manœuvre. Un avion en vol de croisière peut surmonter le changement de l'intensité du vent parce qu'à ce niveau il a suffisamment de vitesse et d'altitude pour compenser la perte de l'écoulement par dessus ses ailes, mais s'il rencontre le cisaillement de vent durant le décollage ou l'atterrissage l'évènement serait plus sérieux, parce qu'il peut être mené à perdre la portance aérodynamique et la vitesse du vol et s'enfoncer vers le sol avant que l'équipage de bord puisse prendre une action corrective.

Aussitôt qu'un courant d'air découle d'un nuage il crée un vent contraire croissant par dessus les ailes de l'avion qui s'approche, ce vent contraire donne naissance à des sauts brusques dans la vitesse et la portance du vol :

$$F_{\text{port}} = \frac{1}{2} \rho S C_z V^2$$

S : surface de référence de l'avion

C_z : un coefficient qui dépend de paramètres propres à la structure de l'avion tels que sa forme et sa rugosité et de paramètres propres à l'écoulement de l'air tels que la viscosité et la compressibilité.

Si les pilotes ignorent que cette augmentation en vitesse est causée par le cisaillement de vent, ils réagiront probablement par réduire la puissance des moteurs pour maintenir la vitesse et l'angle propres de la trajectoire. Comme l'avion progresse vers le centre de la micro rafale alors il sera frappé par des coups de vents sévères, et aussitôt que le vol passe à travers le cisaillement, le vent redevient rapidement un courant d'air et alors un vent faible, ceci réduit la vitesse de l'air par dessus les ailes et ainsi la vitesse et la portance supplémentaires disparaissent. Si le pilote avait diminué la puissance des moteurs au cours de la première phase de la micro rafale alors cette perte en portance et en vitesse serait renforcée, et si l'aéronef vole à puissance réduite alors il perd soudainement son altitude et sa vitesse, les moteurs prennent plusieurs secondes pour fournir une puissance additionnelle, vu le temps qu'il faut au pilote pour réaliser la nature du problème il serait souvent trop tard, car il sera forcé de s'écraser contre le sol.

Pendant l'atterrissage lorsque le pilote réduit la puissance des moteurs, il ne peut pas avoir suffisamment de temps pour augmenter assez la vitesse pour échapper au courant d'air, et durant le décollage l'avion est près de la vitesse de décrochage et devient très sensible au cisaillement de vent.

Après avoir pris connaissance des effets néfastes que présente le cisaillement de vent aux basses altitudes sur le trafic aérien, la FAA en collaboration avec la NASA se sont penchées sur le développement d'une technologie moderne de prévention, l'élément clé de cette technologie est le radar pulse doppler.

Chapitre 2 :
Le radar météorologique
Pulse doppler

Chapitre2 : Le radar météorologique pulse doppler

Le radar est un dispositif actif qui fonctionne en rayonnant de l'énergie électromagnétique et détectant l'écho réfléchi sur les objets réflecteurs (cibles), la nature du signal écho fournit beaucoup d'informations sur la cible. La distance de la cible par rapport au radar est obtenue à partir du temps que met l'énergie rayonnée pour atteindre la cible et revenir, la position angulaire est trouvée avec une antenne directive qui détecte l'angle d'arrivée du signal écho. Si la cible est en mouvement, le radar peut dériver sa trajectoire et prédire sa position future, et avec une résolution suffisamment élevée le radar peut discerner quelques informations à propos de la forme et la taille de la cible.

Originellement le radar a été développé pour satisfaire les besoins militaires de surveillance et contrôle d'armes, cependant, il a vu des applications civiles importantes dans le contrôle de la circulation des avions, navires et vaisseaux spatiaux, et la détection lointaine de l'environnement spécialement la météorologie .

2.1- INTRODUCTION AU RADAR

2.1.1- ONDES RADIO

Les ondes radio sont mieux imaginées comme étant de l'énergie rayonnée dans l'espace, cette énergie existe partiellement sous forme de champ électrique et partiellement sous forme de champ magnétique, pour cette raison les ondes radio sont appelées ondes électromagnétiques .

2.1.1.1- Caractéristiques des ondes radio

Une onde électromagnétique possède différentes qualités fondamentales :

- **La vitesse**

Les ondes radio se déplacent à la vitesse de la lumière. En réalité leur vitesse varie non seulement avec la composition de l'atmosphère mais avec la température et la pression, mais cette variation est aussi petite que nous supposons la vitesse constante.

- **La direction**

C'est la direction dans laquelle se déplace une onde, dite direction de propagation. Elle est toujours perpendiculaire aux directions des champs électrique et magnétique, ces dernières sont toujours telles que la direction de la propagation est opposée à la source de rayonnement.

- **L'intensité**

L'intensité est définie par le total de l'énergie s'écoulant à travers une unité de surface dans un plan normal à la direction de propagation, l'intensité d'une onde radio est directement liée aux intensités des champs électrique et magnétique. En général nous nous intéressons à la valeur moyenne de l'intensité, par conséquent durant l'émission ou la réception d'ondes radio le terme "densité de puissance " est souvent utilisé pour exprimer l'intensité moyenne des ondes.

D'autres grandeurs classiques caractérisent une onde radio et qui sont liées entre elles telles que la longueur d'onde, la fréquence, la période, et la phase .

2.1.1.2- Rayonnement électromagnétique

C'est la relation dynamique entre les champs électrique et magnétique qui donne naissance aux ondes électromagnétiques. Contrairement à la radiation naturelle, les ondes rayonnées par un radar sont produites en excitant un circuit électronique par un courant électrique fort qui produit un changement continu du champ magnétique et vice versa, durant l'interchangement mutuel d'énergie entre les deux champs, ces derniers se propagent loin de la source et continuent leur déplacement longtemps après que le courant qui leur a donné naissance a cessé, c'est ce qui permet à l'énergie de se propager .

2.1.2- FREQUENCES RADAR

La fréquence opérationnelle du radar vient en première considération lors d'une conception virtuelle de n'importe quel radar, le principe de base du radar est le même à n'importe quelle fréquence, mais la mise en œuvre pratique est largement différente. En pratique la plus part des radars fonctionnent aux fréquences de la bande SHF (3 à 30GHz) utilisant des ondes directes de longueurs d'onde de 1 à 10cm.

La génie radar utilise des lettres de désignation pour indiquer la bande de fréquences générale dans laquelle le radar fonctionne, ces lettres sont universellement utilisées. Chaque bande de fréquences a ses propres caractéristiques particulières qui la rendent meilleure pour certaines applications que pour d'autres, dans ce qui suit nous décrivons ces bandes qui sont remarquablement utilisées par les radars :

- La bande L (1 à 2 GHz)

Cette bande est la bande de fréquences préférée pour les radars terrestres de surveillance de l'air à longue portée, elle est caractérisée par un bruit externe faible.

- La bande S (2 à 4GHz)

Les radars de surveillance de l'air peuvent être à longue portée à la bande S, mais cette caractéristique est plus difficile à acquérir. Cependant, c'est la bande de fréquences préférée pour les radars météorologiques qui doivent estimer avec précision des taux de précipitation. C'est aussi une bande conseillée pour les applications de surveillance de l'air à moyenne distance.

- La bande C (4 à 8GHz)

Cette bande se trouve entre la bande S et la bande X et peut être décrite comme un compromis entre les deux, elle a été aussi utilisée par les radars météorologiques à moyenne portée.

- La bande X (8 à 12 GHz)

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

- Les bandes Ku, K et Ka (12 à 40 GHz)

Les radars originaux à bande K ont été développés durant la 2^{ème} guerre mondiale et ont été centrés à 24 GHz. Ensuite cette bande a été subdivisée en bande inférieure désignée Ku et bande supérieure désignée Ka, ces fréquences sont d'intérêt à cause des faisceaux serrés qui peuvent être acquis avec de petites ouvertures, cependant il est difficile de générer et

rayonner une puissance élevée par conséquent nous ne trouvons pas beaucoup d'applications radar à ces fréquences .

2.1.3- ECHO RADAR

Il s'agit pour le radar d'un principe très ancien et simple qui est la détection des cibles et extraction de l'information à partir des échos qu'elles reflètent. Beaucoup d'objets reflètent les ondes radio, l'énergie est réfléchie dans beaucoup de directions mais la portion détectable est généralement réfléchie dans la direction ou elle a été rayonnée à l'origine. La détection d'une cible signifie la découverte de sa présence, mais nous nous intéressons à un processus d'extraction de l'information sur sa position dans l'espace et sa nature, ceci est une partie fondamentale de l'opération radar .

L'équation de propagation relie la puissance du signal reçu à la puissance du signal émis. La densité de puissance rayonnée à une distance r du radar à travers une antenne de gain G est :

$$\left(\frac{dP}{ds} \right)_1 = \frac{P_e G}{4\pi r^2} \quad 2.1$$

La cible intercepte une partie de la puissance rayonnée selon un processus très complexe, en tenant compte de sa surface équivalente σ la puissance captée par la cible s'écrit :

$$P_c = \sigma \left(\frac{dP}{ds} \right)_1 = \frac{P_e G}{4\pi r^2} \sigma \quad 2.2$$

La réflexion globale est la somme des ondes réémises par les points brillants de la cible et la radiation électromagnétique au niveau du radar à la même distance r s'exprime par :

$$\left(\frac{dP}{ds} \right)_2 = \frac{P_c}{4\pi r^2} = \frac{P_e G}{4\pi r^2} \sigma \frac{1}{4\pi r^2} \quad 2.3$$

A la réception l'antenne de surface effective s_e intercepte une portion de cette puissance :

$$P_r = s_e \left(\frac{dP}{ds} \right)_2 = \frac{G \lambda^2}{4\pi} \left(\frac{dP}{ds} \right)_2 = \frac{G \lambda^2}{4\pi} \frac{P_e G}{4\pi r^2} \sigma \frac{1}{4\pi r^2}$$

Finalement la puissance reçue par le récepteur radar s'établit :

$$P_r = \frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 r^4} \quad 2.4$$

avec :

r : distance de la cible au radar

- P_e : puissance émise par le radar
 G : gain de l'antenne
 λ : longueur de l'onde radar
 σ : surface équivalente de la cible

Cette relation peut être pondérée par un coefficient de perte pour tenir compte des pertes sur le trajet du signal.

Les radars habituels fournissent la position d'une cible en distance et en angle ainsi que sa vitesse radiale et établissent la poursuite en surveillant le taux de changement dans le temps de ces grandeurs. Un radar avec suffisamment de résolution peut déterminer la taille et la forme de la cible et peut aussi mesurer la rudesse de la surface de la cible et fournir une information à propos de ses propriétés diélectriques.

2.2- RADAR PULSE DOPPLER

Le radar pulse doppler fonctionne par détection des fréquences doppler, il n'est pas de taille physique aussi importante que le radar classique mais il assure une amélioration en performance et une augmentation en fiabilité, il peut détecter de petites cibles à grandes distances et séparer les échos des cibles du clutter.

2.2.1- EFFET DOPPLER

L'effet doppler est un décalage de la fréquence d'une onde rayonnée, réfléchi, ou reçue par un objet en mouvement. Une onde rayonnée à partir d'un point source est comprimée dans la direction du mouvement et étendue dans la direction opposée, dans les deux cas, plus la vitesse des objets est grande, plus l'effet augmente. Puisque la fréquence est inversement proportionnelle à la longueur d'onde, l'onde est plus comprimée que sa fréquence est élevée et vice versa, par conséquent la fréquence de l'onde est décalée dans une proportion directe à la vitesse de l'objet.

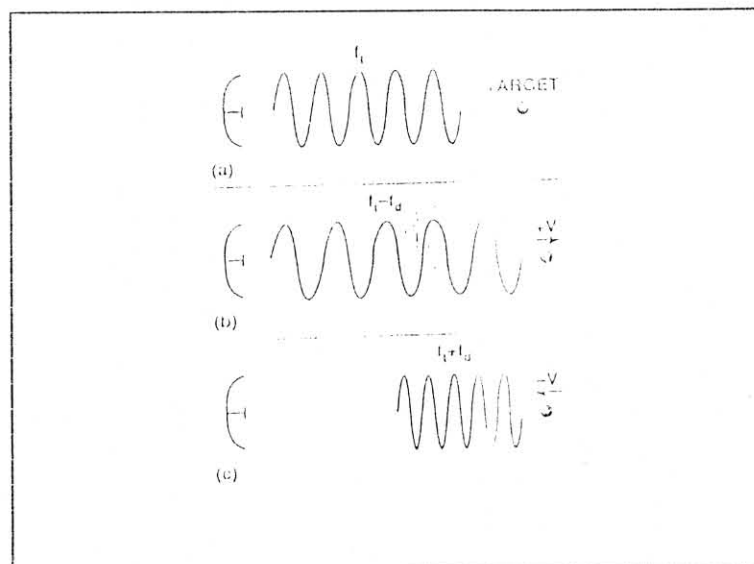


Figure 2.1- Décalage doppler (effet d'une cible mouvante)

- (a) : Signal émis
 (b) : Décalage doppler négatif
 (c) : Décalage doppler positif

A cause de l'effet doppler, la fréquence radio des échos d'un radar reçus d'un objet est décalée par rapport à la fréquence de l'émetteur proportionnellement au taux de distance de l'objet. Les décalages doppler sont produits par le mouvement relatif du radar et des objets desquels les ondes radio sont réfléchies, si la distance entre le radar et les objets réflecteurs décroît les ondes sont comprimées, leur longueur d'onde est raccourcie et leur fréquence est augmentée et si la distance augmente l'effet est juste l'opposé. Pour les radars terrestres n'importe quel mouvement relatif est entièrement du au mouvement des cibles, par contre pour les radars embarqués le mouvement relatif est du au radar ou aux cibles ou aux deux [11].

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

$$f_d = -\frac{\dot{r}}{\lambda/2} = -\frac{2\dot{r}}{\lambda} \quad 2.5$$

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

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

Par conséquent :

$$f_d = -\frac{2f_e}{c} v_r \quad 2.6$$

v_r étant la vitesse radiale de la cible.

2.2.2- CARACTERISTIQUES DU RADAR PULSE DOPPLE.

Le terme " pulse doppler " est utilisé pour un radar auquel s'applique les conditions suivantes pour assurer la mesure de la fréquence doppler, se sont des innovations fondamentales qui caractérisent les radars pulse doppler des radars classiques [10]:

- Au moins quelques échos successifs (des fois beaucoup) doivent être reçus. Une qualité d'émission dite cohérence.
- Il emploie un traitement cohérent pour rejeter le lobe principal du clutter, performant la détection et aider à la discrimination ou la classification d'une cible.

Le radar pulse doppler est appliqué principalement aux systèmes radars qui nécessitent la détection de cibles mouvantes dans un environnement à clutter sévère, telles que :

- La surveillance embarquée dans l'espace qui exige longue distance de détection et un taux de données précis.
- La surveillance à bases terrestres qui exige moyenne distance et un taux de données précis.
- La météorologie qui nécessite grande vitesse et résolution en distance .

2.2.3- CONFIGURATION PRINCIPALE

Un radar en général est constitué de quatre éléments fondamentaux, un émetteur radio, un récepteur radio accordé à la fréquence de l'émetteur, une antenne et un bloc d'affichage. Le diagramme fonctionnel simplifié du radar pulse doppler comprend les différences suivantes [11] :

- Addition d'un calculateur appelé "processeur des données radar".
- Addition d'un processeur numérique du signal.
- Addition d'une unité appelée "excitateur".
- Elimination de certains blocs classiques, leurs fonctions sont compensées partiellement par le processeur de données et partiellement par le processeur du signal.

L'émetteur est un amplificateur de haute puissance, il est accordé ou désaccordé pour trancher des impulsions cohérentes d'un signal de faible puissance généré par l'excitateur, il amplifie ces impulsions au niveau désiré pour l'émission.

• Accomplissement de la cohérence

Nous entendons par cohérence une continuité dans la phase du signal d'une impulsion à une autre, le premier front d'onde dans chaque impulsion est séparé du dernier front d'onde de même polarité de l'impulsion précédente par quelques nombres entiers de longueur d'onde. Le type d'émetteur le plus utilisé pour les radars pulse doppler est appelé "amplificateur de puissance à oscillateur maître", il consiste en un oscillateur qui produit un signal de faible puissance de longueur d'onde hautement stable, et un amplificateur qui amplifie le signal au niveau de puissance désiré pour l'émission. L'oscillateur fonctionne continuellement, l'amplificateur à faible puissance est accordé ou désaccordé pour produire les impulsions, les phases de la fréquence radio des impulsions successives sont exactement les mêmes comme si les impulsions étaient tranchées d'une onde continue [11].

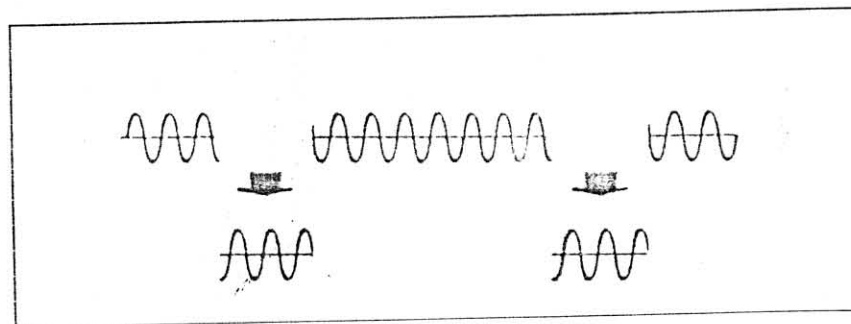


Figure 2.2- Principe de la cohérence.

Dans le récepteur pulse doppler nous avons en premier un préamplificateur à faible bruit qui augmente la puissance des échos reçus pour qu'ils puissent concurrencer le bruit électrique généré, ensuite plus d'une translation de fréquence intermédiaire est généralement remplie pour éviter le problème des fréquences images. Pour détecter les fréquences doppler nous faisons battre les échos à décalage doppler reçus contre le signal de référence généré de l'excitateur, deux sorties vidéo bipolaires sont produites : la sortie " en phase " I et la sortie "quadrature " Q, leurs amplitudes sont échantillonnées à des intervalles de l'ordre de la largeur de l'impulsion émise, le vecteur somme des échantillons I et q est proportionnel à l'énergie du signal échantillonné, leur rapport indique la phase du signal. Les échantillons

sont convertis en nombres par un convertisseur analogique – numérique (A/D) et fournis au processeur du signal [11].

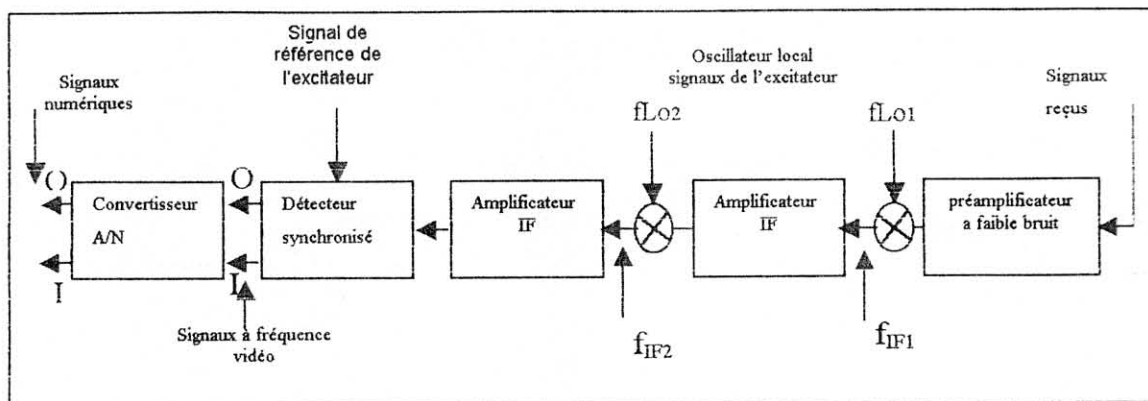


Figure 2.3- Blocs fondamentaux du récepteur.

• Représentation des signaux par des composantes I et Q

Il est avantageux de représenter un signal par deux composantes de même fréquence et crête d'amplitude mais différentes en phase par 90°. Puisque l'onde sinus est déphasée de 90° par rapport à l'onde cosinus, il a été alors convenu de représenter le signal par une composante sous forme d'onde sinus ($A \sin \omega t$) et une composante sous forme d'onde cosinus ($A \cos \omega t$), par convention l'onde cosinus est appelée la composante "en phase I" et l'onde sinus déphasée d'un quart du cercle est appelée la composante à "quadrature de phase Q".

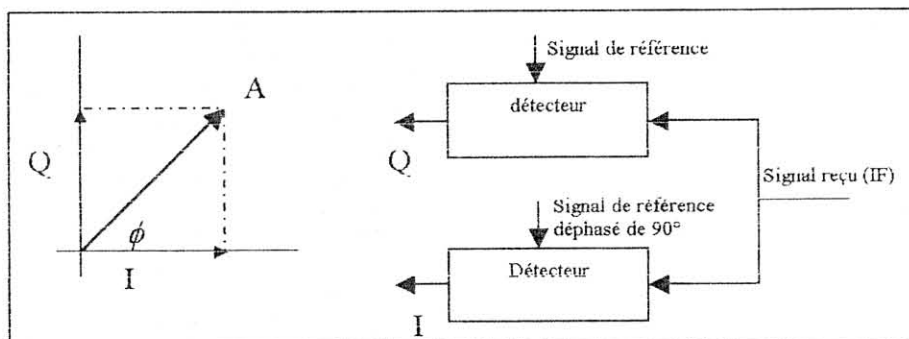


Figure 2.4- Les détecteurs synchronisés.

Pour préserver le sens positif ou négatif du décalage doppler des cibles, la sortie du récepteur radar doit être convertie en fréquences vidéo, deux signaux vidéo doivent être fournis, un correspondant au cosinus de la fréquence doppler (I) et l'autre correspondant à son sinus (Q).

La fréquence doppler des cibles montre un décalage progressif de la phase Φ de la fréquence radio à travers les échos successifs reçus de la cible, par détection des décalages de phase successifs le radar produit un signal vidéo dont l'amplitude fluctue à la fréquence doppler de la cible. Les fluctuations des composantes Q seront en retard par rapport aux fluctuations des composantes I si le décalage doppler est positif et en avance si le décalage est négatif.

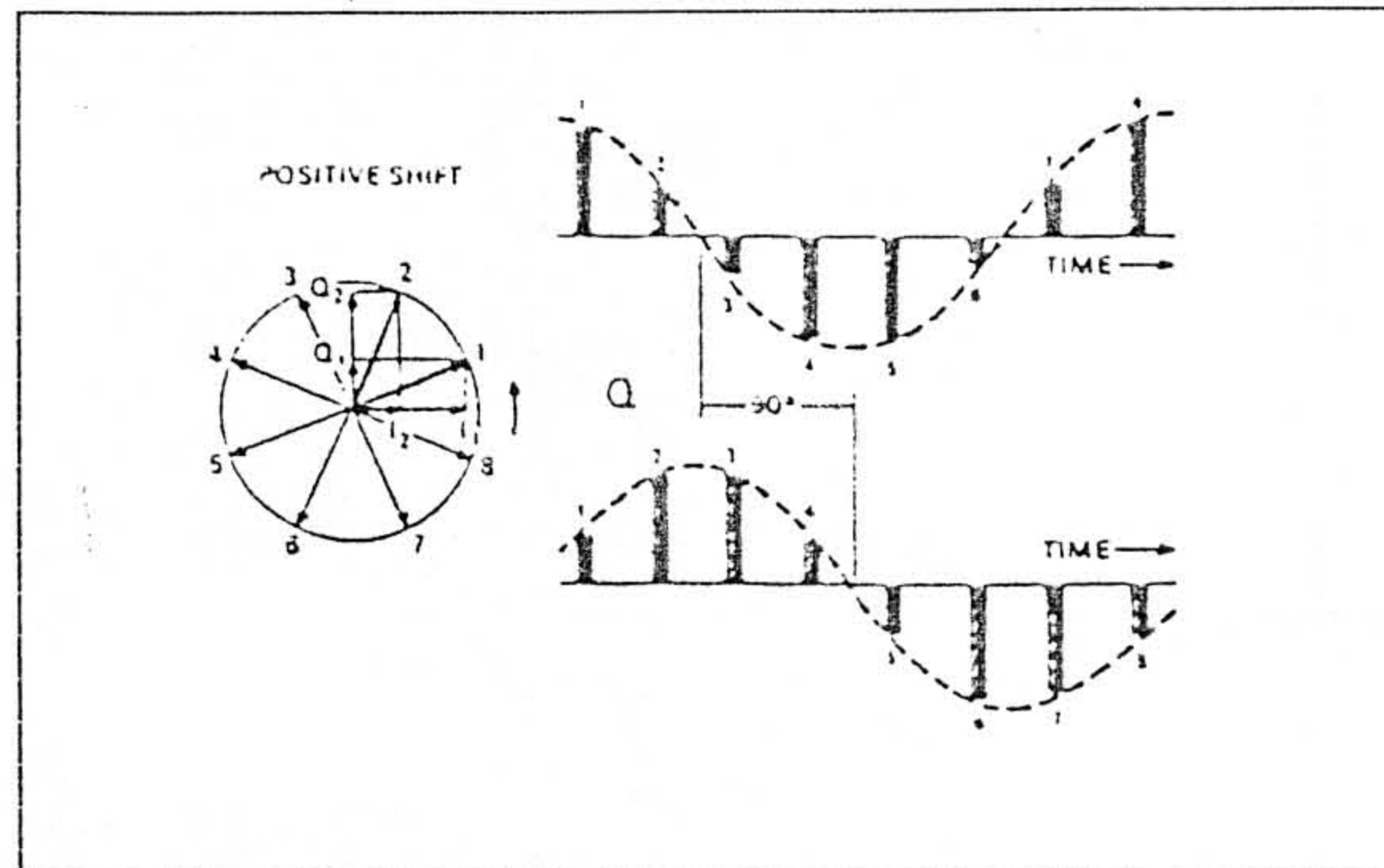


Figure 2.5- Décalage positif de la fréquence doppler.

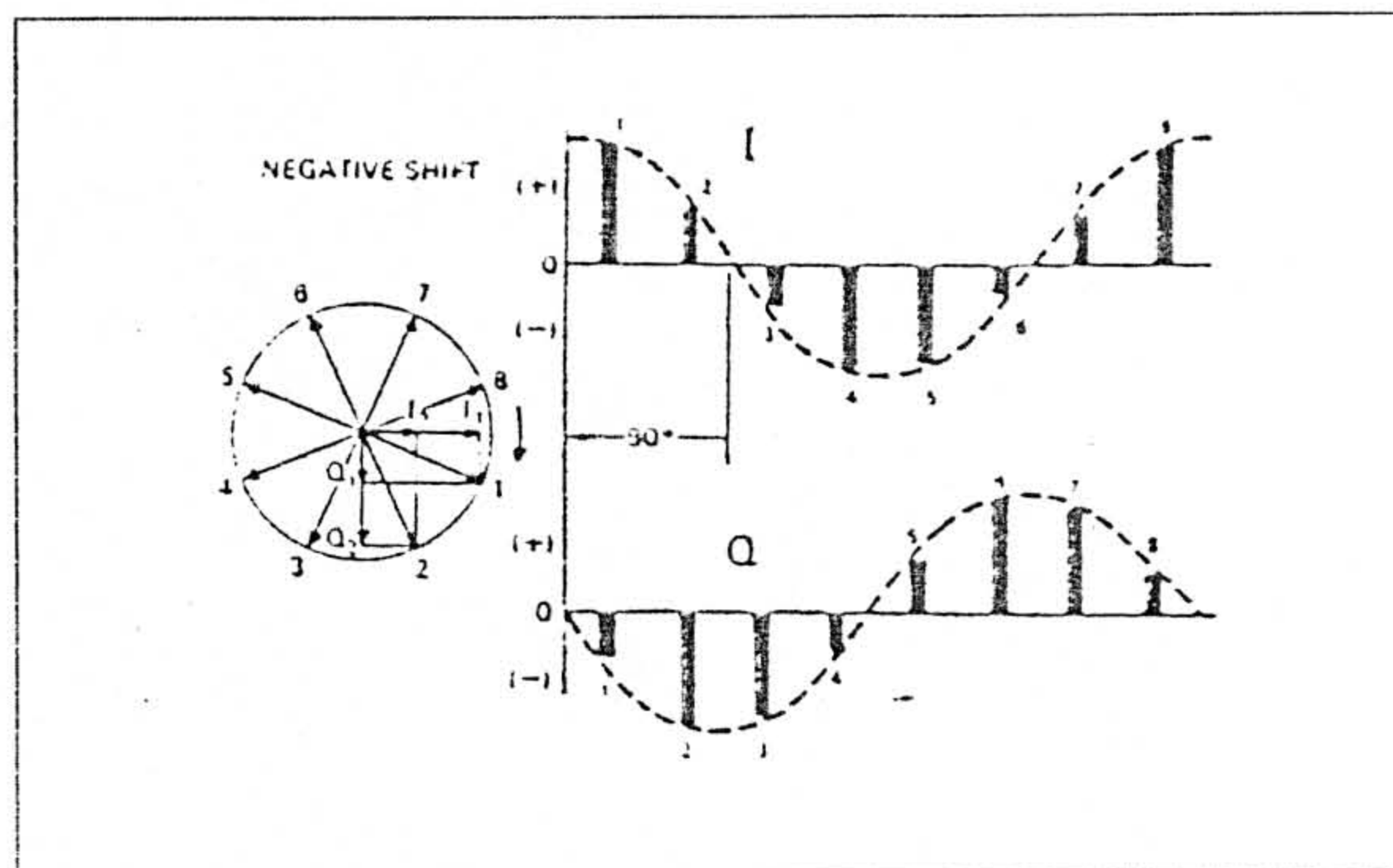


Figure 2.6- Décalage négatif de la fréquence doppler

Le processeur du signal est un calculateur numérique conçu spécialement pour remplir avec efficacité le grand nombre d'additions, soustractions et multiplications répétitives nécessaires à un traitement en temps réel [11], il classe les nombres qui arrivent du convertisseur A/D par temps d'arrivée, stocke les nombres de chaque intervalle dans des locations de mémoire et filtre le clutter terrestre indésirable.

En formant une disposition de filtres à bande serrée pour chaque intervalle, le processeur intègre les échos successifs d'énergie à partir de la même cible et continue de réduire le bruit et le clutter, en examinant les sorties de tous les filtres il détermine le niveau du bruit des réflexions du sol et le clutter résiduel et à base de l'augmentation au dessus de ce niveau les échos des cibles sont automatiquement détectés. Ensuite, les échos sont directement fournis à l'affichage, le processeur stocke temporairement les positions des cibles dans sa mémoire.

A la fin le processeur de données contrôle et assure des routines de calcul pour toutes les unités du radar, et à partir des données issues du processeur du signal il contrôle l'acquisition des cibles, les rendent utiles à l'opérateur en associant à la cible à poursuivre un symbole sur

un affichage. Durant une poursuite automatique le processeur de données calcule les erreurs de poursuite pour anticiper leurs effets sur toutes les variables mesurables et prédictibles.

2.2.4- CLUTTER PULSE DOPPLER

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

Lorsque le radar est fixe par rapport au sol, les retours du clutter des lobes principal et secondaires se produisent à un décalage doppler nul par rapport à la fréquence d'émission, mais si le radar se déplace d'une certaine vitesse le clutter s'étale sur le domaine fréquentiel considéré.

2.2.5- PERFORMANCES RADAR

L'intensité des échos réfléchis vers la direction radar varient plus ou moins au hasard, les cibles ne pourront pas être détectées sauf si leurs échos sont assez forts pour être discernés du bruit électrique à la sortie du récepteur ou bien du clutter du sol, ce dernier pouvant être plus sérieux que le bruit. En réalité la détectabilité d'une cible dépend de beaucoup de facteurs, la majorité d'eux sont :

- puissance des ondes émises.
- Fraction de temps τ / T durant laquelle la puissance est émise.
- La taille de l'antenne.
- Les caractéristiques de réflectivité de la cible.
- La durée de temps pendant laquelle la cible se trouve sur le lobe principal durant chaque balayage.
- Le nombre de balayages dans lesquels la cible apparaît.
- La longueur d'onde des ondes radio.
- Intensité du bruit et du clutter.

2.2.5.1- Choix de la fréquence radio

La première considération dans la conception virtuelle de n'importe quel radar est la fréquence opérationnelle du radar. La meilleure fréquence à choisir dépend de la fonction qui doit être accomplie, le choix implique des échanges entre différents facteurs tels que la taille physique du radar, la quantité de puissance à émettre, la largeur du lobe de l'antenne et l'atténuation subie par les ondes radio traversant l'atmosphère.

2.2.5.2- Résolution angulaire

L'aptitude du radar à résoudre des cibles en azimut et en élévation est déterminée en premier par l'azimut et l'élévation du lobe d'énergie, ceci est illustré par les deux diagrammes de la figure 2.7 :

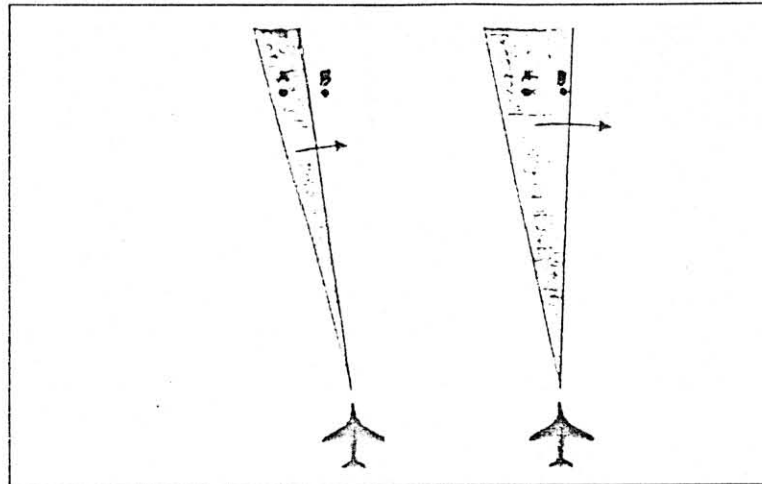


Figure 2.7- Aptitude radar de résolution angulaire.

Dans le premier diagramme, deux cibles identiques A et B à la même distance séparées par plus que la largeur du lobe, alors du fait que le lobe exerce un balayage à travers eux le radar reçoit en premier des échos de la cible A, ensuite des échos de la cible B, par conséquent les cibles sont facilement résolues. Dans le second diagramme, les deux cibles sont séparées par moins que la largeur du lobe alors par balayage le radar reçoit des échos en premier de la cible A, cependant longtemps avant qu'il cesse de recevoir ces échos il commence de recevoir les échos de la cible B, les échos des deux cibles par conséquent se mélangent. Ainsi le degré auquel l'antenne concentre l'énergie rayonnée dans une direction désirée -directivité- est une caractéristique clé de n'importe quel radar.

2.2.5.3- Sélection de la PRF

La PRF est le taux auquel les impulsions radar sont transmises (nombre d'impulsions par seconde), elle détermine à quel étendu les distances d'observations et les fréquences doppler sont ambiguës.

- les ambiguïtés en distance

Pour que la distance soit inambiguë, il faut que toutes les sources de réflexions détectables soient à des distances moins que la distance ambiguë. La distance maximale qu'un radar pulse doppler peut mesurer sans ambiguïté est donnée par [20]:

$$r_{\max} = \frac{c}{2PRF}$$

Sous cette condition, la zone jusqu'à r_{\max} est une région à distance inambigue.

- les ambiguïtés doppler

Comme la distance, la fréquence doppler est naturellement ambiguë. Si les ambiguïtés sont significatives alors elles dépendent non seulement de la PRF mais aussi d'autres paramètres tels que la longueur d'onde.

- **catégories de base de la PRF**

Vu l'immense impact du choix de la PRF sur la performance radar, trois catégories fondamentales de PRF ont été établies faible, moyenne et haute. Voici un ensemble de définitions, le plus largement utilisé [11]:

- Une PRF faible est une PRF pour laquelle la distance maximale que le radar conçu peut manipuler est dans la zone inambigue.
- Une PRF élevée est une PRF pour laquelle les fréquences doppler observées pour toutes les cibles significatives sont non ambiguës.
- Une PRF moyenne est une PRF pour laquelle la distance et la fréquence doppler sont ambiguës.

2.3- CONTRIBUTION A LA PREVENTION DU CISAILLEMENT DE VENT

Trois phénomènes météorologiques menacent la sécurité d'un vol, la turbulence, la grêle, et le cisaillement de vent particulièrement aux basses altitudes. Une des applications du radar pulse doppler est la prévention des pilotes de ces dangers.

Les radars pulse doppler ne détectent pas uniquement l'intensité de la précipitation mais aussi sa vitesse horizontale et par conséquent les vents contenus. En mesurant le taux de changement des vents horizontaux, ces radars peuvent détecter les cisaillements de vents contenus à 5 miles donnant au pilote quelques secondes pour prendre ses précautions.

2.3.1- CARACTERISTIQUES DES RADARS METEOROLOGIQUES

La météorologie à radar doppler utilisant des techniques de traitement numérique moderne du signal est une technologie qui a rapidement évolué durant les dernières dizaines d'années pour fournir des informations quantitatives et automatisées en temps réel sur une multitude de phénomènes météorologiques importants avec une haute résolution spatiale et temporelle pour améliorer la sécurité des opérations aux aéroports.

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

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

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

- **Effet de l'atténuation**

L'atténuation a au-moins deux effets négatifs sur les signaux radars météorologiques. En premier, à cause de l'atténuation il devient difficile de mesurer précisément les réflexions à travers une section, deuxièmement si l'atténuation due à la précipitation ou autre

intermédiaire est suffisamment grande, alors le signal à partir d'une cellule de précipitation se trouvant derrière une forte région d'absorption peut totalement disparaître et mener à des effets potentiellement désastreux.

- **Ambiguïtés en distance et vitesse**

La fréquence doppler inambigue pour une PRF fixe est donnée par [10]:

$$\Delta f_d = \pm \frac{PRF}{2} \quad 2.7$$

Alors, l'intervalle de distance inambigue est donné par [10]:

$$\Delta r = \frac{c}{2PRF} \quad 2.8$$

Par conséquent :

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

Le décalage doppler et la vitesse radiale d'une cible étant linéairement reliée par l'expression [10] :

$$v_r = \frac{\lambda}{2} f_d \quad 2.9$$

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

$$\Delta v_r \Delta r = \frac{\lambda c}{4}$$

Il est maximisé en maximisant la longueur d'onde λ .

- **Effet du clutter du sol**

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

2.3.2- APPLICATIONS REPRESENTATIVES

De nombreux systèmes météorologiques terrestres et embarqués sont conçus pour la prévention du cisaillement de vent. Pour les radars terrestres c'est une instrumentation qui favorise la bande C parce qu'elle est moins encombrée par rapport à la bande S qui est utilisée par d'autres secteurs, elle nécessite moins de puissance de transmission et possède un meilleur rapport signal-clutter pour un niveau de précipitation donné. Ce type de radars utilise généralement de multiples PRF pour réduire les ambiguïtés des vitesses doppler.

Les radars embarqués par contre, c'est des installations sur avions qui rassemblent les nombreuses exigences des systèmes terrestres mais doivent être limitées en taille physique,

poids, et coût. C'est des radars à bande X qui opèrent généralement à une seule PRF et utilisent une procédure de balayage moins compliquée [20].

2.3.3- PRINCIPE GENERAL

Le radar pulse doppler observe dans les systèmes météorologiques s'ils contiennent des cisaillements de vent dangereux pour permettre une détection lointaine. L'excitateur génère un signal continu de faible puissance et hautement stable, dans l'émetteur l'amplificateur à haute puissance produit un signal à fréquence radio, il est accordé ou désaccordé pour trancher des impulsions cohérentes de durée τ du signal de l'excitateur, ces impulsions sont séparées par une période interimpulsions I_{pp} typiquement plus large que τ et dont l'inverse correspond à la fréquence de répétition PRF [20].

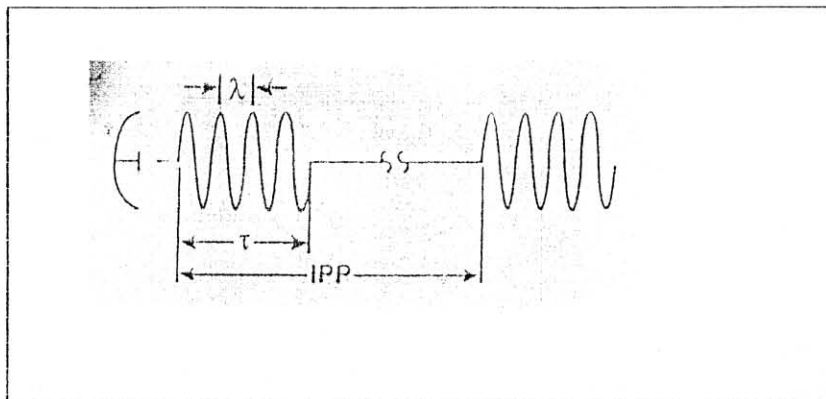


Figure 2.8- Signal d'émission pour un radar pulse doppler.

A l'antenne le train d'impulsions est rayonné sous forme d'énergie électromagnétique de laquelle une portion est réfléchiée par les cibles. Dans la majorité des cas une seule antenne est partagée par l'émetteur et le récepteur pour réduire les exigences de l'espace, du poids et du coût, alors un duplexeur est utilisé pour commuter l'antenne de l'émetteur au récepteur, après un court délai pour assurer le découplage de l'émetteur, le récepteur enregistre les réflexions de l'impulsion précédente [20].

La nature des cibles météorologiques fait d'elles des points séparés par une distance moins que la moitié de la largeur de l'impulsion émise, par conséquent ne peuvent pas être considérées comme cibles individuelles. Il s'agit donc de résoudre une distribution de cibles. le temps de réception entre les impulsions est divisé en cellules correspondant à $c\tau/2$ et le radar intègre séparément les réflexions de chaque cellule [20].

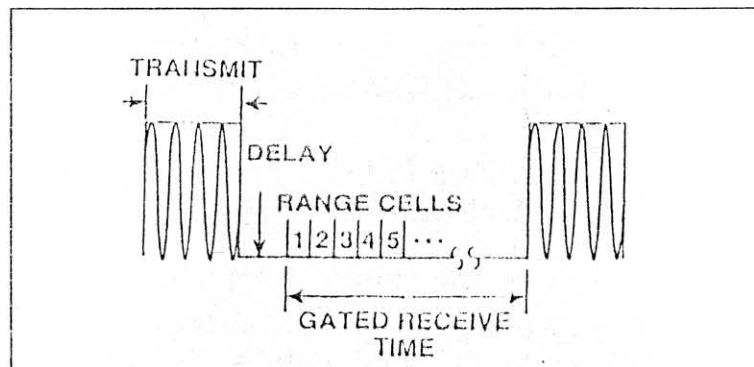


Figure 2.9- Cellules de réception d'un radar pulse doppler.

Pour détecter les fréquences doppler nous faisons battre les échos à décalage doppler reçus contre le signal de référence généré de l'excitateur. Deux sorties vidéo bipolaires sont produites : la sortie "en phase" I et la sortie "quadrature" Q, leurs amplitudes sont échantillonnées à des intervalles de l'ordre de la largeur de l'impulsion émise, le vecteur somme des échantillons I et Q est proportionnel à l'énergie du signal échantillonné. Ces échantillons sont convertis en nombres par un convertisseur analogique-numérique et fournis au calculateur numérique (processeur du signal) qui remplit un traitement efficace en temps réel qui consiste essentiellement à l'estimation du spectre doppler et l'élimination du clutter.

Le processeur de données qui contrôle et assure des routines de calcul pour toutes les unités, à partir des données issues du processeur du signal contrôle l'acquisition des cibles et les rend utile à l'opérateur. Le radar trace donc la vitesse du cisaillement de vent et poursuit son évolution.

2.3.4- SPECTRE PULSE DOPPLER

Le signal radar émis sous forme de train d'impulsions cohérentes de durée τ et pulsation ω_e se répétant tous les T_r (I_{pp}) est une modulation du signal généré par l'excitateur par un train d'impulsions rectangulaires sur la durée NT_r de ce dernier. Nous schématisons cette opération effectuée dans l'émetteur par le développement mathématique suivant :

▪ **Train d'impulsions rectangulaires :**

Nous exprimons le train d'impulsions rectangulaires de largeur τ en séries de Fourier :

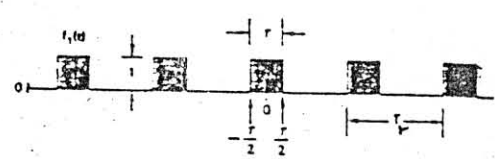
$$s_1(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n \omega_r t$$

$$a_0 = \frac{1}{T_r} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} dt = \frac{\tau}{T_r}$$

$$a_n = \frac{2}{T_r} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \cos n \omega_r t dt = \frac{2\tau}{T_r} \frac{\sin n \omega_r \frac{\tau}{2}}{n \omega_r \frac{\tau}{2}}$$

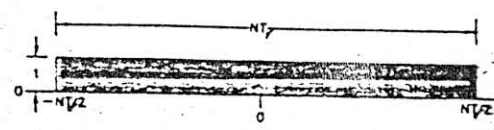
ainsi :

$$s_1(t) = \frac{\tau}{T_r} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \omega_r \frac{\tau}{2}}{n \omega_r \frac{\tau}{2}} \cos n \omega_r t \right] \tag{2.10}$$



▪ **Durée de la modulation par impulsions**

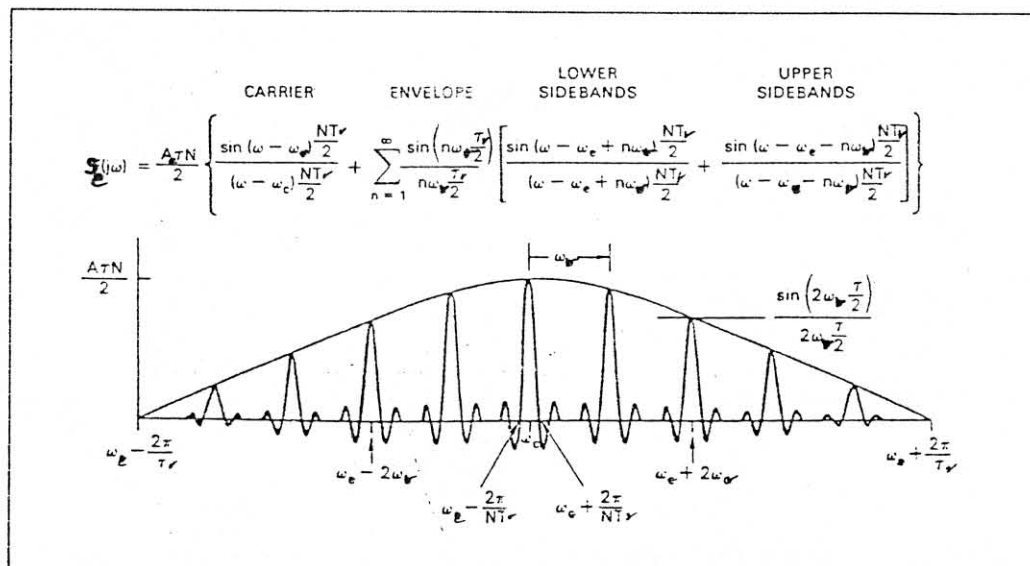
La durée de la modulation par impulsions est NT_r , nous représentons ceci par la fonction rectangulaire suivante :



$S_e(j\omega)$ s'écrit encore :

$$S_e(j\omega) = \frac{A_e \tau N}{2} \left\{ \frac{\sin(\omega + \omega_e) \frac{NT_r}{2}}{(\omega + \omega_e) \frac{NT_r}{2}} + \frac{\sin(\omega - \omega_e) \frac{NT_r}{2}}{(\omega - \omega_e) \frac{NT_r}{2}} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\omega_r \frac{\tau}{2}}{n\omega_r \frac{\tau}{2}} \left[\frac{\sin(\omega + \omega_e + n\omega_r) \frac{NT_r}{2}}{(\omega + \omega_e + n\omega_r) \frac{NT_r}{2}} + \frac{\sin(\omega + \omega_e - n\omega_r) \frac{NT_r}{2}}{(\omega + \omega_e - n\omega_r) \frac{NT_r}{2}} \right] + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\omega_r \frac{\tau}{2}}{n\omega_r \frac{\tau}{2}} \left[\frac{\sin(\omega - \omega_e + n\omega_r) \frac{NT_r}{2}}{(\omega - \omega_e + n\omega_r) \frac{NT_r}{2}} + \frac{\sin(\omega - \omega_e - n\omega_r) \frac{NT_r}{2}}{(\omega - \omega_e - n\omega_r) \frac{NT_r}{2}} \right] \right\} \quad 2.14$$

L'expression finale obtenue est la transformée de Fourier du signal de l'excitateur de fréquence f_e modulé par un train de N impulsions parfaitement rectangulaires sur une durée de NT_r , elle consiste en un ensemble de termes appliqué aux fréquences négatives et un second ensemble de termes appliqué aux fréquences positives. La figure 2.10 illustre la partie des fréquences positives de $S_e(j\omega)$.



2.3.5- DETECTION DES FREQUENCES DOPPLER

Il y'a deux raisons principales pour lesquelles nous détectons les fréquences doppler, l'une est de séparer les réflexions reçues simultanément de différents objets et l'autre est de déterminer les taux de distances.

Nous nous intéressons à la détection des fréquences doppler et aux moyens qui permettent de les distinguer l'une de l'autre, ceci sera effectué par un banc de filtres dits filtres doppler, et puisqu'un grand nombre de filtres est nécessaire et une variété de modes opératoires est désirée alors la taille et le poids de l'équipement utile à l'implémentation radar peuvent être réduits à travers un filtrage numérique. La conversion du signal retour du radar sous forme numérique pour servir d'entrée au calculateur passe par les étapes suivantes [11]:

2.3.5.1- Translation aux fréquences vidéo

Le signal à décalage doppler reçu est comparé à un signal de référence dont la fréquence correspond à celle de l'émetteur, l'opération est effectuée par un détecteur synchronisé qui multiplie les valeurs instantanées du signal reçu par les valeurs instantanées du signal de référence et délivre en sortie :

$$v_s = A_r \sin(\omega_e t + \phi) A_e \sin \omega_e t$$

$$v_s = A_r (\sin \phi \cos \omega_e t + \cos \phi \sin \omega_e t) A_e \sin \omega_e t$$

$$v_s = \frac{A_e A_r}{2} \sin \phi \sin 2\omega_e t + \frac{A_e A_r}{2} \cos \phi - \frac{A_e A_r}{2} \cos \phi \cos 2\omega_e t \quad 2.15$$

avec:

e: émission

r: réception

ϕ : décalage doppler.

Le produit est appliqué à un filtre passe-bas dont la bande passante est suffisamment large pour permettre le passage de toutes les fréquences doppler détectables, la sortie du filtre s'écrit :

$$v_{s1} = \frac{A_e A_r}{2} \cos \phi \quad 2.16$$

Nous appliquons simultanément le signal reçu à un détecteur qui le compare au signal de référence déphasé de 90° , ceci permet d'avoir un spectre complet. Le second détecteur fournit la sortie :

$$v_{s2} = \frac{A_e A_r}{2} \sin \phi \quad 2.17$$

Si la sortie du second détecteur est en retard par rapport à la sortie du premier détecteur alors la fréquence doppler est positive et la cible vient vers le radar, par contre si la sortie du second détecteur est en avance par rapport à celle du premier détecteur la fréquence doppler est négative et la cible s'éloigne du radar.

2.3.5.2- Echantillonnage des signaux vidéo

Les sorties continues I et Q du premier et second détecteurs doivent être convertis en impulsions à un taux d'échantillonnage contrôlé. Si seulement un échantillon est pris durant chaque période T_{pp} alors le taux d'échantillonnage est égale à la PRF, mais lorsque l'équivalent de plus d'une cellule de réception est utilisé chaque échantillon pris correspond au retour d'une seule impulsion à partir d'une distance donnée, le taux d'échantillonnage est égale à la PRF multipliée par le nombre de cellules, ce dernier est fonction de la distance de protection radar désirée [20]:

$$N_c = \frac{r_{prot}}{\frac{c\tau}{2}} \quad 2.18$$

2.3.5.3- La conversion analogique - numérique

Le convertisseur analogique-numérique compare le voltage de chaque échantillon à une progression de voltages successifs à valeurs connues pour trouver le voltage le plus proche à l'échantillon, et alors le convertisseur fournit en sortie un nombre binaire égale au voltage sélectionné, c'est la quantification de l'échantillon. Les nombres sont alors fournis au calculateur pour la résolution.

2.3.5.4- Résolution numérique

Le radar pulse doppler offre une aptitude de détection des cisaillements de vents par accomplissement d'un traitement numérique de l'écho radar en temps réel. Après intégration des échos successifs d'énergie de la même cible les étapes typiques du traitement numérique pour chaque cellule consistent en l'élimination de la partie clutter du contenu spectral et l'estimation des paramètres spectraux du signal météorologique d'intérêt. L'algorithme le plus utilisé pour établir la résolution est la transformée de Fourier discrète (DFT). Quoique l'arithmétique soit simple le volume de calcul est énorme, d'ailleurs pour tenir compte du flux de données à enregistrer le calcul doit être accompli à une vitesse exceptionnellement élevée. En évaluant le décalage doppler le radar peut mesurer la vitesse radiale de la cible mouvante [20]:

$$v_r = \frac{c f_d}{2 f_e} \quad 2.19$$

La vitesse doppler non ambiguë étant [20]:

$$v_{rmax} = PRF \frac{c}{4 f_e}$$

Ainsi après l'étape d'élimination du clutter nous sommes à la présence de l'écho du cisaillement de vent qui nécessite une résolution en terme de mouvement dans le but d'extraire l'information utile à propos du phénomène, nous décrivons dans ce qui suit les caractéristiques fondamentales de cet écho météorologique.

Chapitre 3 :
Echo du
Cisaillement de vent

Chapitre 3 : Echo du cisaillement de vent

Si le sol était uniformément lisse et l'atmosphère stable le vent s'écoulerait en couches parallèles, il serait simplement freiné dans les basses couches par effet de frottement au contact du sol. En réalité le frottement est différent selon la nature du revêtement terrestre, l'air rencontre de nombreux obstacles qui perturbent son écoulement et provoquent la formation de tourbillons. La somme de tous les mouvements désordonnés de l'atmosphère constitue la turbulence, celle-ci est provoquée par des courants verticaux d'intensité variable. L'intensité de la somme des irrégularités de mouvement se superposant au mouvement moyen de l'air est variable, elle est d'autant plus forte que l'atmosphère est instable car les courants se propagent plus facilement et plus haut en altitude. Cette agitation tourbillonnaire de l'air résulte de variations brusques en direction et en force se manifeste sous forme de poussées momentanées et rapides.

3.1- PROPRIÉTÉS CARACTÉRISTIQUES D'UNE TURBULENCE

Un écoulement d'air turbulent peut être vu comme un système se superposant à l'écoulement moyen et formé par la coexistence d'une grande gamme de mouvements définis par leurs amplitudes et leurs vitesses. C'est un régime d'écoulement qui disparaît lorsque le mouvement cesse, il se caractérise par les propriétés essentielles suivantes :

- **Champ de vitesse tridimensionnel et rotationnel**

Les fluctuations de vitesse d'un écoulement turbulent existent suivant les trois directions. Un autre caractère important des écoulements turbulents est celui d'être fortement rotationnels, en écoulement tridimensionnel il y a création ou destruction de tourbillons à l'intérieur du fluide, la caractéristique importante d'un écoulement turbulent est d'avoir des fluctuations intenses de rotationnel.

- **Principe de la mécanique des milieux continus**

Le temps caractéristique des plus petites échelles de turbulence est nettement supérieur au temps moyen entre deux chocs moléculaires, d'où les variables définissant un écoulement turbulent apparaissent à l'échelle moléculaire comme des fonctions parfaitement continues et différentiables.

- **Les écoulements turbulents ne sont pas prédictibles**

Malgré la résolution parfaite des équations d'un écoulement turbulent, en un point donné il est impossible de connaître l'évolution exacte de la vitesse en fonction du temps quelque soit le soin apporté à la définition des conditions initiales du calcul car une perturbation introduite à ce point affecterait au bout d'un certain temps le champ turbulent dans son ensemble. La prévision d'un écoulement turbulent est aléatoire, elle se résume souvent à évaluer la probabilité sans pouvoir en préciser l'extension exacte, l'intensité, ou la durée. Dans un écoulement turbulent les variations spatiales et temporelles sont telles que nous pouvons les représenter par des variables aléatoires, nous caractérisons donc ces variations par les moyennes et moments statistiques.

3.2-EQUATION RADAR D'UNE DISTRIBUTION METEOROLOGIQUE

Les réflecteurs météorologiques ont une distribution quasi-continue sur de larges régions spatiales, ils prennent une variété de formes qui incluent les particules du soufflé de vent telles que les gouttes de pluie, les insectes et la poussière, les cristaux de glace, de grêle et de la neige, ou des mélanges de tout cela. Ces particules se déplacent sous l'influence des vents

horizontaux, des courants d'air, et de la turbulence, elles sont séparées par une distance correspondant à moins de la moitié de la largeur de l'impulsion émise, par conséquent ne peuvent pas être traitées comme réflecteurs individuels[20].

La puissance reçue d'une distribution de cibles peut être dérivée des expressions radar générales, une forme simple inspirée de l'équation radar 2.4 est donnée par [10]:

$$P_r = \frac{\beta \sigma}{r^4} \quad 3.1$$

avec :

- β : constante qui dépend des paramètres du système radar
- r : distance de la cible
- σ : section transversale du radar

C'est le calcul du paramètre σ qui distingue une distribution de cibles météorologiques d'une cible individuelle, il s'écrit dans ce cas [10] :

$$\sigma = \eta V \quad 3.2$$

ou :

- η : réflectivité radar en unités de surface par unité de volume
- V : volume échantillonné par le radar

La réflectivité radar peut s'écrire [10]:

$$\eta = \sum_{i=1}^N \sigma_i \quad 3.3$$

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

Une théorie générale a été développée pour l'énergie réfléchi sur une distribution de particules de diamètre inférieur à la longueur d'onde, l'approximation de Rayleigh est alors valide et la réflectivité radar devient [10]:

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

ou D_i est le diamètre de la $i^{\text{ème}}$ particule [10] et:

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

m étant l'indice complexe de réfraction.

L'équation 3.3 s'exprime alors par [10] [12]:

$$\eta = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 \sum_{i=1}^N D_i^6 \quad 3.4$$

La somme de la sixième puissance des diamètres des particules est caractéristique de l'atmosphère, nous introduisons alors le facteur de réflectivité radar z défini par [10] [12]:

$$z = \sum_{i=1}^N D_i^6 \quad 3.5$$

Si le faisceau radar est plein de réflecteurs, le volume échantillonné est donné approximativement par [10]:

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

ou :

θ, ϕ : largeurs du faisceau radar en azimut et élévation

c : célérité de la lumière

τ : largeur de l'impulsion radar

En substituant toutes les équations nécessaires dans 3.1, nous avons [10]:

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

Probert-Jones, tenant compte du fait que le gain de l'antenne n'est pas uniforme à travers la largeur du faisceau, et en lui octroyant une forme gaussienne a dérivé l'expression suivante pour la puissance reçue [10]:

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

En utilisant les relations 3.4 et 3.5, cette équation est exprimée en fonction du facteur de réflectivité z comme suit [10]:

$$P_r = \frac{P_t G^2 \theta \phi c \tau \pi^3 |K|^2 z}{512 (2 \ln 2) r^2 \lambda^2} \quad 3.6$$

Cette équation relie la puissance de l'écho reçu par le radar aux paramètres du radar, à la distance de la cible, et aux caractéristiques de réflexion, elle peut être utilisée pour mesurer le facteur de réflectivité z lorsque le faisceau radar est plein de réflecteurs et lorsque l'approximation de Rayleigh est valide, les valeurs de z sont de différents ordres de grandeur, une échelle logarithmique est souvent utilisée [10]:

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

Les valeurs de z ont une signification météorologique et permettent la classification des micro rafales comme sèches ou humides. Si une micro rafale a une réflectivité supérieure à 25 dBz elle est considérée humide, alors qu'une micro rafale à réflectivité moins que 20 dBz est considérée sèche [21].

3.3- FLUCTUATIONS DE L'ECHO METEOROLOGIQUE

Les particules météorologiques sont en mouvement sous l'influence des vents horizontaux, des courants d'air, de la turbulence, et de la gravité en plus. La contribution d'une particule individuelle au champ électrique réfléchi est à phase qui dépend de sa distance par rapport au radar et son mouvement donne naissance à un changement de phase. Les ondelettes réfléchies par différentes particules s'interposent quelques fois de manière constructive et quelques fois de manière destructive, par conséquent le champ total de réflexion ne peut pas demeurer constant, sa valeur dépend de l'arrangement spécifique des particules et change dès qu'il y a déplacement de celles ci, le facteur dominant dans ces effets d'interférence changeable est le mouvement relatif ou "traînement" continu des particules qui résulte dans les fluctuations qui caractérisent les échos de précipitations dites "fluctuations à phases aléatoires" [12].

Certaines particules ne se déplacent pas loin pendant une durée d'environ une microseconde alors elles sont illuminées par n'importe quelle impulsion radar, cependant, leur mouvement relatif durant l'intervalle de temps entre deux impulsions doit être seulement de quelques centimètres pour modifier sensiblement les effets d'interférence lorsque la prochaine impulsion arrive. Ainsi, le champ électrique réfléchi a tendance à changer d'une impulsion à une autre, il s'agit de changements dans le temps selon l'impulsion radar [12].

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

fois que la région contributive change dans une direction de distance de résolution $\frac{c\tau}{2}$. Le nouveau ensemble fournit des ondelettes à phases indépendantes de celles de l'ensemble précédent car l'arrangement des particules dans l'atmosphère est différent, les amplitudes

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

La région contributive change dans une direction à distance de résolution $\frac{c\tau}{2}$ en un temps égale à la durée de l'impulsion, les échos varient avec la direction radar à un taux déterminé par la durée, c'est des changements dans le temps selon la direction radar [12].

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

3.4- APPROXIMATION DE L'ECHO METEOROLOGIQUE

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

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

Dans un volume de résolution nous tenons compte du très grand nombre de réflecteurs météorologique, du chevauchement de leurs réflexions, et des fluctuations issues de leurs mouvements relatifs, les signaux sont semi cohérents c'est à dire qu'ils ne sont plus purement sinusoïdaux [13], les variations fines du signal réfléchi au cours du temps sont difficiles à appréhender et l'écho enregistré est à variation aléatoire.

La représentation de l'écho météorologique est une conséquence directe des hypothèses suivantes [10]:

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

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

3.5- MOYENNES STATISTIQUES ET FLUCTUATIONS

La théorie des processus stochastiques ou aléatoires concerne l'étude mathématique de phénomènes physiques ou autres dont l'évolution est de caractère aléatoire donc non prévisible. Quand nous quantifions ces processus nous leurs associons des variables aléatoires réelles, ces variables aléatoires peuvent être corrélées (relation mutuelle) en fonction du temps.

Un processus stochastique est défini par ses propriétés statistiques telles que la fonction de densité de probabilité, la moyenne, l'auto corrélation, et comme un processus déterministe il possède une description dans le domaine temporel et fréquentiel.

3.5.1- MOYENNE STATISTIQUE

La moyenne statistique est couramment utilisée pour le calcul des écoulements turbulents et au lieu de chercher l'évolution spatiale et temporelle d'une grandeur instantanée, nous nous intéressons plutôt au comportement de cette moyenne, elle est représentée par l'espérance mathématique.

Soit g_k ($k=1, n$) les valeurs prises pour une grandeur aléatoire g au cours de n réalisations indépendantes de l'écoulement dans les mêmes conditions, la moyenne stochastique (ou espérance mathématique) est définie par :

$$E(g) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\sum g_k}{n}$$

L'espérance mathématique dite aussi la moyenne statistique m_g d'une distribution du point de vue analogique est le centre de gravité des masses m_i situées à des abscisses i , c'est un opérateur défini sur l'ensemble des variables aléatoires qui signifie que si nous réalisons un très grand nombre de fois la même variable aléatoire g , la moyenne des valeurs obtenues est très proche de $E(g)$.

3.5.2- VARIANCE

Nous appelons variance $V(g)$ d'une variable aléatoire g l'expression :

$$V(g) = E \left[(g - E(g))^2 \right]$$

C'est la moyenne des carrés des écarts à la moyenne $E(g)$, une analogie avec le moment d'inertie d'une distribution est évidente.

Sous réserve de convergence de l'expression (4), nous appelons écart type de f le nombre

$$\sigma_g = \sqrt{V(g)}$$

3.5.3- MOYENNE TEMPORELLE

Lorsqu'un processus stochastique a les mêmes propriétés statistiques quelque soit l'origine des temps considéré nous disons qu'il est stationnaire. Un processus stochastique lorsqu'il est stationnaire peut posséder la propriété d'érgodicité qui permet de décrire une grandeur aléatoire par des moyennes temporelles au lieu des moyennes d'ensemble (grandeurs aléatoires obtenues par une expérience répétée), c'est à dire que nous prenons la durée du processus très longue à fin qu'il puisse prendre toutes les valeurs possibles que peut prendre une grandeur aléatoire sur plusieurs réalisations différentes du même processus, une réalisation individuelle est alors supposée représentative du processus complet. La propriété d'érgodicité stipule donc que les moyennes temporelles convergent vers les moyennes d'ensemble.

Les moyennes temporelles d'une grandeur aléatoire d'un processus stochastique stationnaire et érgodique sont définies par des intégrales par rapport au temps :

$$g_{\text{moy}} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_t^{t+T} g(t) dt$$

L'opération de moyenne temporelle possède les mêmes propriétés que celles de moyenne statistique

3.5.4- FONCTION D'AUTO CORRELATION

À chaque instant t , la grandeur aléatoire $g(t)$ définit une valeur aléatoire g_i d'où la possibilité d'obtenir le long de l'axe des temps une grande répartition de variables aléatoires, ceci constitue l'ordre statistique du processus. Généralement la statistique d'ordre 1 et la statistique d'ordre 2 sont suffisantes pour décrire l'évolution du processus dans le temps, nous disons qu'il s'agit de processus du second ordre.

Pour le cas d'une statistique d'ordre 2 nous considérons un couple de variables aléatoires g_1 ($g_1 = g(t_1)$) et g_2 ($g_2 = g(t_2)$) à deux instants différents t_1 et t_2 et nous caractérisons le processus par son espérance mathématique:

$$E[g(t_1)g(t_2)] = R_{gg}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_t^{t+T} g(t)g(t+\tau) dt \quad \text{avec : } \tau = t_2 - t_1$$

lorsque τ est nul la fonction $R_{gg}(\tau)$ est maximale, elle est égale à la variance σ_g^2 du processus :

$$R_{gg}(0) = \sigma_g^2$$

l'expression $R_{gg}(\tau)$ est la fonction d'auto corrélation d'un processus stochastique érgodique c'est une des propriétés les plus remarquables, elle signifie comparaison de la fonction $g(t)$ avec elle même durant un intervalle de temps et par conséquent elle est utilisée pour l'extraction de l'information et contribue dans l'interprétation des processus.

Il est à noter que les processus stochastiques sont considérés à puissance moyenne finie c'est à dire qu'ils possèdent une énergie infinie.

3.5.5- FLUCTUATION

La vitesse de l'air des tourbillons peut s'ajouter ou se retrancher à la vitesse moyenne du vent, les fluctuations turbulentes g' sont définies par la différence entre la valeur prise à une réalisation donnée et la valeur moyenne :

$$g' = g_k - E(g)$$

avec les propriétés :

$$E(g') = 0$$

$$\sigma_g^2 = E(g'^2) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\sum (g_k - E(g))^2}{n}$$

La description mathématique d'un écoulement d'air turbulent est complexe, elle est fondée sur l'approche statistique où toutes les variables qui décrivent l'écoulement sont décomposées en valeur moyenne et une fluctuation.

En météorologie, une grandeur moyenne n'a souvent que peu d'intérêt, car c'est une définition très détaillée des conditions atmosphériques qui détermine les conditions météorologiques en un point donné à un instant donné, de tels calculs doivent être en permanence corrigés par des données résultants d'observations expérimentales.

3.6- TRAITEMENT DU SIGNAL RADAR

Les réflecteurs météorologiques étant en mouvement les uns par rapport aux autres dans le volume illuminé à une certaine vitesse radiale moyenne, le spectre doppler se caractérise par un étendu doppler connu souvent par la variance du spectre et une fréquence moyenne décalée de la fréquence émise [10]. La moyenne et la variance doppler constituent les deux premiers moments spectraux qui seront estimés en utilisant les échantillons intégrés du processus stochastique.

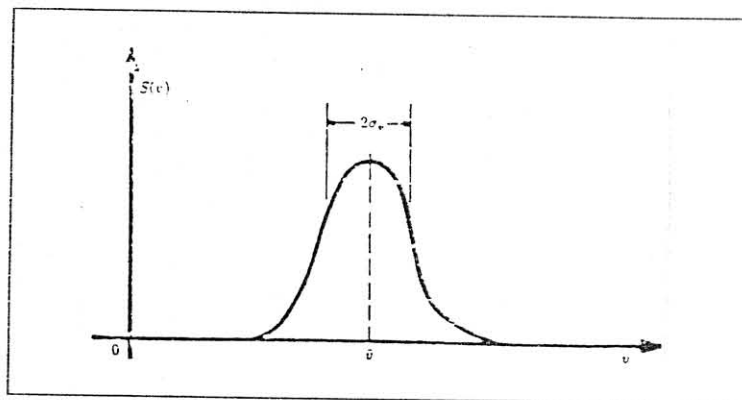


Figure 3.1- Spectre doppler

3.6.1- INTEGRATION DES ECHANTILLONS

Pour obtenir de meilleures estimations de la puissance moyenne reçue une intégration du signal vidéo reçu est accomplie quelques fois en mode "impulsion - temps", quelques fois en mode "direction - temps", ou en utilisant une certaine combinaison des deux modes. Actuellement, il existe des intégrateurs "multiples - cellules - direction" capables d'intégrer des signaux à différents points sur une direction et par une technique de balayage en azimut et en élévation nous obtenons des observations quantitatives tridimensionnelles [12]. Le signal recueilli à la sortie du récepteur diffère de celui recueilli à son entrée, les deux signaux sont dépendants à travers la fonction de transfert du récepteur. Les fonctions de transfert de récepteurs les plus connus sont [13] :

- A loi quadratique : $P_s \propto P_e$
- A loi linéaire : $P_s \propto \sqrt{P_e}$
- A loi logarithmique : $P_s \propto \text{LOG}(P_e)$

3.6.2- ESTIMATEURS DE LA FREQUENCE MOYENNE

Nous considérons des méthodes d'extraction de la moyenne doppler qui ont été implémentées sur des radars météorologiques doppler, elles sont fondées soit sur l'auto covariance complexe ou sur la transformée de Fourier discrète.

L'écho traité est une séquence d'échantillons vidéo complexes Z_k espacés par la période inter impulsions I_{pp} que nous notons T_s [13]:

$$Z_k = s_k e^{j\omega k T_s} + b_k \quad k=0,1,\dots,M-1 \quad 3.7$$

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

ω exprime le décalage doppler moyen en fréquence :

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

S étant la puissance du signal et $\rho(\sigma_v T_s)$ la valeur du coefficient de corrélation, la fonction d'auto corrélation à décalage kT_s du processus Z_k est [13]:

$$\begin{aligned} \hat{R}(kT_s) &= E(Z_{iT_s}^* Z_{(i+k)T_s}) \\ \hat{R}(kT_s) &= S\rho(\sigma_v k T_s) e^{j\omega k T_s} + B\delta_k \end{aligned} \quad 3.8$$

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

$$\delta_k = \begin{cases} 1 & \dots\dots\dots k=0 \\ 0 & \dots\dots\dots \text{ailleurs} \end{cases}$$

3.6.2.1- Traitement par auto covariance

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

Nous supposons que le spectre doppler du retour météorologique est inclus dans la bande radar non ambiguë $[-\frac{PRF}{2}, \frac{PRF}{2}]$, la fonction d'auto corrélation est reliée à la densité spectrale de puissance $S(f)$ du signal météorologique par [21]:

$$\hat{R}(T_s) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) e^{j2\pi f T_s} df \quad 3.9$$

La vitesse et la fréquence sont reliées par la relation [10]:

$$f_d = \frac{2}{\lambda} v_r \quad 3.10$$

alors :

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

Sachant la relation 3.9, la vitesse maximale doppler non ambiguë est limitée dans $[-\frac{\lambda}{4T_s}, \frac{\lambda}{4T_s}]$, d'où :

$$\hat{R}(T_s) = \frac{2}{\lambda} e^{j\frac{4\pi}{\lambda} T_s v_d} \int_{-\frac{\lambda}{4T_s}}^{\frac{\lambda}{4T_s}} S(v_r) e^{j\frac{4\pi}{\lambda} T_s (v_r - v_d)} dv_r \quad 3.11$$

$S(v_r)$ étant symétrique par rapport à la vitesse moyenne, l'intégrale dans 3.11 est réelle et l'auto corrélation s'écrit [21]:

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

avec :

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

par conséquent :

$$v_d = \frac{\lambda}{4\pi T_s} \arg(\hat{R}(T_s)) \quad 3.12$$

3.6.2.2- Traitement spectral

L'avènement de la fft a favorisé l'utilisation directe de méthodes spectrales pour le calcul de la fréquence moyenne. Pour ce faire nous devons former une estimation du spectre de puissance du processus, une estimation approximative de la fréquence moyenne est alors

$\frac{k_m}{MT_s}$ ou k_m est l'indice du coefficient maximal de Fourier. Une estimation directe de la vitesse moyenne s'écrit alors [13] :

$$v_d = \frac{\lambda k_m}{2MT_s} + \frac{\lambda}{2MPT_s} \sum_{k=k_m - \frac{M}{2}}^{k_m + \frac{M}{2}} (k - k_m) \hat{S}_{\text{mod}M}(k) \quad 3.13$$

\hat{S} est le spectre de puissance estimé et \hat{P} est la puissance totale dans le spectre estimé.

L'estimation de la densité spectrale de puissance (dsp) ou tout simplement le spectre d'un processus stochastique échantillonné basée sur des procédures utilisant la transformée rapide de Fourier (fft) est une approche d'analyse spectrale efficace qui a fourni des résultats raisonnables pour une grande classe de processus.

Chapitre 4 :
Modèles
de représentation spectrale

Chapitre 4 : Modèles de représentation spectrale

Nous sommes amenés à décrire maintenant le processus par la puissance présente en un nombre infini de fréquences, sous le nom de spectre. Les méthodes classiques d'estimation spectrale consistaient à évaluer point par point l'auto corrélation et par conséquent le spectre, une approche moderne découle de l'introduction mathématique du principe de la prédiction linéaire.

4.1- NOTIONS GENERALES

4.1.1- REPRESENTATION FREQUENTIELLE

L'étude fréquentielle d'un signal a pour objet sa représentation comme somme de sinusoides, c'est ce que réalise la transformée de Fourier à temps discret, comme le fait la transformée de Fourier à temps continu.

4.1.1.1- Transformée de Fourier à temps discret (TFtd)

Par définition la transformée de Fourier à temps discret d'une suite $\{x(n)\}$ est la fonction de f périodique de période 1 :

$$X(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) e^{-j2\pi f n} \quad 4.1$$

La TFtd possède des propriétés connues en traitement du signal telles que :

- La linéarité
- Le décalage dans le temps
- La symétrie hermitienne

4.1.1.2- Transformée de Fourier discrète (TFD)

La notion de transformée de Fourier discrète a été introduite du fait que le calcul sur ordinateur de la TFtd à partir des échantillons de $\{x(n)\}$ imposait un échange de calcul infini puisque la fréquence f varie continuellement. Le calcul de TFD est limité à un nombre fini de valeurs de f :

$$X'(f) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi f n} \quad f \in [0,1] \quad 4.2$$

L'examen des propriétés de la TFD met en évidence de grandes similitudes avec celles de la TFtd, son intérêt pratique est largement dû à la découverte de la méthode fft de calcul rapide

4.1.1.3- Transformée rapide de Fourier (fft)

La transformée rapide de Fourier, publiée pour la première fois en 1965 par J.W. Cooley et J.W. Tuckey, est une technique de calcul rapide de la TFD, l'algorithme de base utilise un nombre de points N ($N = 2^p$) et son gain en temps par rapport à un calcul direct est de l'ordre de $N / \log_2(N)$. Sous Matlab la fonction fft met en œuvre l'algorithme rapide de calcul de la TFD.

4.1.2- DENSITE SPECTRALE

Le signal est le support physique de l'information, son analyse consiste à en extraire un nombre de valeurs caractéristiques,

Dans certains cas, le signal peut être considéré comme la superposition de rythmes élémentaires dont les fréquences sont caractéristiques, cette approche se généralise à un grand nombre de signaux que l'on cherche à décrire par leur énergie ou puissance présentes en un nombre infini de fréquences, sous le nom de spectre. Les exemples de signaux naturels dont les propriétés essentielles se présentent sous forme de fréquences composantes sont nombreux, la recherche des énergies ou puissances présentes dans un signal réel à certaines fréquences constitue l'analyse spectrale.

4.1.2.1- Signal déterministe

4.1.2.1.1- Signal analogique.

Pour résumer les bases de l'analyse spectrale conventionnelle, nous considérons en premier le cas d'une onde analogique déterministe $x(t)$ qui est une fonction mathématique bien déterminée continue du temps (généralement complexe). Si $x(t)$ est absolument intégrable, alors l'énergie du signal est finie et s'écrit :

$$\varepsilon = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt < \infty \quad 4.3$$

La transformée de Fourier continue $X(f)$ de $x(t)$ existe alors (condition suffisante, mais pas nécessaire) et est donnée par :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad 4.4$$

Le module carré de cette transformée de Fourier est nommé le spectre de $x(t)$:

$$\Phi(f) = |X(f)|^2 \quad 4.5$$

$\Phi(f)$ est la densité spectrale d'énergie (dse) du signal, c'est la distribution de l'énergie en fonction de la fréquence. Le théorème d'énergie de Parseval s'établit comme suit :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |X(f)|^2 df \quad 4.6$$

Il exprime la conservation de l'énergie du domaine temporel au domaine fréquentiel.

4.1.2.1.2- Signal discret

• Densité spectrale d'énergie continue

Si le signal est échantillonné à des intervalles équidistants Δt pour produire une séquence discrète $x_n = x(n \cdot \Delta t)$ pour $-\infty < n < \infty$, alors la séquence échantillonnée peut être représentée par le produit de la fonction du temps originale $x(t)$ et un ensemble infini

d'impulsions de Dirac $\delta(t)$. En utilisant la théorie des distributions, la transformée de Fourier de ce produit s'écrit [22] :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot \delta(t - n \cdot \Delta t) \Delta t \right] e^{-j 2\pi f t} dt$$

$$X(f) = \Delta t \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n \cdot e^{-j 2\pi f n \Delta t} \quad 4.7$$

Le facteur Δt assure la conservation de la surface intégrée entre les équations 4.4 et 4.7 en le choisissant très petit, les équations 4.4 et 4.7 seront identiques sur l'intervalle $\frac{-1}{2 \cdot \Delta t} \leq f \leq \frac{1}{2 \cdot \Delta t}$, ainsi, la densité spectrale d'énergie est :

$$\Phi(f) = |X(f)|^2 \quad 4.8$$

- **Densité spectrale d'énergie discrète**

Si la séquence de données est disponible seulement sur une fenêtre de longueur finie dans le temps ($n=0$ à $N-1$), et si la transformée de Fourier est aussi discrétisée pour N valeurs en prenant N échantillons de fréquences [22] :

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

et :

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

alors, nous développons la transformée de Fourier discrète (TFD) de l'équation 4.7 :

$$X_k = \Delta t \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j 2\pi k \Delta f n \Delta t}$$

$$X_k = \Delta t \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j 2\pi k \frac{n}{N}} \quad \text{pour } k=0, \dots, N-1 \quad 4.9$$

l'équation 4.9 et son inverse associé sont cycliques à période N . une densité spectrale d'énergie discrète sera alors définie par :

$$\Phi_k = |X_k|^2 \quad \text{pour } 0 \leq k \leq N-1 \quad 4.10$$

Le spectre discret Φ_k basé sur un ensemble fini de données est une version échantillonnée du spectre continu basé sur un ensemble infini de données.

4.1.2.2- Signal aléatoire

Les variations finies d'un signal au cours du temps peuvent parfois être difficiles à appréhender ou constituer un volume de données dont la mémorisation est superflue. Le comportement d'un tel signal difficile à prédire, il est commode de le représenter comme un processus aléatoire [16]. Si $x(t)$ est un processus aléatoire stationnaire au sens large, l'énergie d'un tel processus est infinie, nous nous intéressons alors à la distribution de sa puissance (moyenne temporelle de l'énergie). Deux approches peuvent être adoptées pour la

détermination de la dsp, une approche directe qui opère sur les échantillons du processus et une approche indirecte fondée sur la fonction d'auto corrélation du processus, cette dernière fournit une base d'analyse spectrale plutôt que le signal aléatoire lui même.

4.1.2.2.1- Fonction d'auto corrélation

Pour un processus aléatoire stationnaire $x(t)$, la fonction d'auto corrélation s'écrit :

$$R_{xx}(\tau) = E[x(t+\tau)x^*(t)] \quad 4.11$$

Cette expression est une forme statistique, un problème pratique se présente alors puisque nous ne connaissons pas toujours cette fonction statistique. Nous supposons souvent que le processus est érgodique pour le premier et le second moment, cette propriété permet la substitution des moyennes temporelles pour des moyennes statistiques.

Ainsi, pour un processus érgodique, l'auto corrélation statistique est remplacée par [22]:

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t+\tau)x^*(t) dt \quad 4.12$$

Un estimateur non biaisé basé sur l'équation 4.12 se manifeste pour une version discrétisée :

$$\hat{R}_{xx}(m) = \frac{1}{N-m} \sum_{n=0}^{N-m-1} x_{n+m} x_n^* \quad \text{pour } m=0, \dots, M \quad \text{où } M \leq N-1 \quad 4.13$$

Les décalages négatifs sont déduits à partir des décalages positifs selon la propriété du conjugué symétrique de la fonction d'auto corrélation d'un processus stationnaire :

$$\hat{R}_{xx}(-m) = \hat{R}_{xx}^*(m) \quad 4.14$$

Jenkins -Watts et Parzen ont fourni des arguments pour l'utilisation de l'estimateur suivant pour l'auto corrélation au lieu de celui de 4.13 :

$$\hat{R}'_{xx}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-m-1} x_{n+m} x_n^* \quad \text{pour } m=0, \dots, M \quad 4.15$$

$\hat{R}'_{xx}(m)$ est un estimateur biaisé :

$$E[\hat{R}'_{xx}(m)] = \frac{N-m}{N} \hat{R}_{xx}(m)$$

La valeur moyenne de $\hat{R}'_{xx}(m)$ est une pondération de Barlett de la vraie fonction d'auto corrélation, les erreurs quadratiques sont minimisées par rapport à 4.13.

4.1.2.2.2- Approche indirecte

La transformée de Fourier appliquée directement sur $x(t)$ n'existe pas pour un processus aléatoire, mais la fonction d'auto corrélation permet de créer à partir du processus une fonction déterministe qui admette une transformée de Fourier et qui permette une interprétation en terme de puissance.

Si le processus est stationnaire au 2^{ème} ordre, nous avons [16]:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{xx}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad 4.16$$

Cette expression a une interprétation en terme de puissance puisque :

$$R_{xx}(0) = E[x^2(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) df \quad 4.17$$

C'est le théorème de Wiener Kintchine qui relie le densité spectrale de puissance à la fonction d'auto corrélation.

Nous rajoutons l'hypothèse d'érgodicité du fait que l'estimation statistique de $R_{xx}(\tau)$ n'est pratiquement pas disponible, alors la fonction d'auto corrélation s'exprime par l'équation 4.12.

4.1.2.2.3- Approche directe

En utilisant directement l'expression 4.12 [16]:

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^*(t) x(t+\tau) dt$$

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^*(t) x(t+\tau) dt \right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad 4.18$$

Il est possible de montrer (C.E.Shannon, 1948) que la dsp s'écrit sous la forme :

$$S(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} E \left[\frac{1}{2T} \left| \int_{-T}^T x(t) e^{-j2\pi ft} dt \right|^2 \right] \quad 4.19$$

Nous verrons dans ce qui suit que ces approches ont servi de base pour le développement des méthodes classiques de l'estimation de la dsp.

4.1.3- ESTIMATION SPECTRALE

La mise en œuvre pratique nécessite d'échantillonner le signal $x(t)$ à la sortie du capteur à une période T_s , chaque valeur est ensuite quantifiée par un convertisseur convenable, et à la fin une suite discrète est disponible pour permettre un traitement numérique.

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

4.1.4- METHODES D'ESTIMATION SPECTRALE

4.1.4.1- Méthodes non paramétriques

Les méthodes non paramétriques sont les méthodes classiques d'estimation de la densité spectrale de puissance, elles consistent à bâtir des estimations point par point de l'auto corrélation et du spectre. La démarche usuelle en estimation spectrale non paramétrique

4.2.1- ESTIMATEUR DE BLACKMAN ET TUKEY (BT)

Pour une séquence de données finie, une fonction d'auto corrélation à un nombre fini de valeurs peut être estimée, Blackman et Tuckey proposent l'estimateur suivant de la dsp [22] :

$$\hat{S}_{BT}(f) = \Delta t \cdot \sum_{m=-M}^M \hat{R}_{xx}(m) e^{-j2\pi f m \Delta t} \quad 4.20$$

Cet estimateur est la version discrète de l'expression de Wiener Khinchine 4.16, et nous utilisons l'estimateur discret de l'équation 4.15 pour la fonction d'auto corrélation.

4.2.2- PERIODIGRAMME

4.2.2.1- Définition

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

$$x(n) = w(n) \cdot y(n)$$

Ainsi, un estimateur direct de la dsp est la version discrétisée de l'équation 4.19 à un nombre fini de points en oubliant l'espérance mathématique [22]:

$$\hat{S}_{per}(f) = \frac{1}{N \cdot \Delta t} \left| \Delta t \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j2\pi f n \Delta t} \right|^2 \quad 4.21$$

Il est défini pour l'intervalle fréquentielle $\frac{-1}{2 \cdot \Delta t} \leq f \leq \frac{1}{2 \cdot \Delta t}$, l'utilisation de l'algorithme FFT permet l'évaluation de l'estimateur 4.21 à un ensemble discret de N fréquences équidistantes :

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

et :

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

d'où :

$$\hat{S}_k = \hat{S}_{per}(f_k) = \frac{1}{N \cdot \Delta t} \left| \Delta t \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j2\pi \frac{k}{N} n} \right|^2 \quad 4.22$$

si le facteur Δf est incorporé dans \hat{S}_k , alors :

$$\hat{S}_k = \hat{S}_k \cdot \Delta f = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j2\pi \frac{k}{N} n} \right|^2 \quad 4.23$$

L'expression 4.23 est devenue très populaire, elle est souvent calculée comme périodigramme, mais en réalité c'est la surface au dessous du graphe qui représente la puissance.

Nous montrons que sous des conditions assez générales $\hat{S}_{k moy}$ est un estimateur dont la variance tend vers zéro lorsque N tend vers l'infini contrairement au cas de \hat{S}_k [17]. En pratique, nous pouvons réduire la variance en prenant p suffisamment grand, mais à N fixé, le fait d'augmenter le nombre p de périodigrammes revient à réduire la taille L de chaque fenêtre d'analyse et par la même occasion réduire la résolution en fréquence, L est alors choisi de manière à réaliser un compromis entre résolution fréquentielle et variance.

En général les estimateurs \hat{S}_{BT} et \hat{S}_{per} ne sont pas identiques, quoique si l'estimateur de l'auto corrélation biaisé 4.15 est utilisé et autant de décalages que de données sont calculées alors la technique BT et le périodigramme mènent à des résultats identiques. Ainsi, le périodigramme peut être considéré comme un cas spécial de la procédure BT.

4.3- METHODES PARAMETRIQUES

Nous nous intéressons à des modèles exploitables en estimation spectrale. L'introduction mathématique de la prédiction linéaire montre qu'il s'agit de l'analyse d'un type de corrélation approchée dans le domaine fréquentiel grâce au critère des moindres carrés.

4.3.1- NOTION DE MODELE

Diverses représentations mathématiques ou modèles de systèmes dynamiques linéaires existent, le problème posé est comment obtenir ce modèle mathématique, c'est ce que nous appelons identification ou modélisation. Nous parlons de modélisation lorsque le modèle est obtenu à partir des lois des procédés (modèles de connaissance) et d'identification lorsque le modèle est construit à partir de suites de mesures des entrées et des sorties (modèles de représentation)[19].

L'identification consiste à déterminer un ensemble d'équations – un modèle – décrivant le mieux possible le processus, nous distinguons deux étapes dans le travail : la première consiste à fixer la forme des équations, c'est l'étape qualitative ou caractérisation, la seconde consiste à trouver les valeurs numériques des coefficients qui interviennent dans ces équations, c'est l'étape quantitative ou estimation des paramètres, ces valeurs numériques sont déterminées de telle manière que le comportement du modèle soit le plus proche de celui du système, cette "proximité" se mesure à l'aide d'un critère ; une fois le critère choisi il suffit de faire appel aux mathématiques pour réduire la différence système – modèle. Le comportement du système dépend de son environnement et principalement de ses entrées, il faut alors que modèle et système se conduisent identiquement dans des conditions aussi variées que possible.

Nous rencontrons dans la pratique des cas de processus ou nous ignorons tout ou une partie importante des phénomènes mis en jeu, dans ce cas nous nous contentons d'une description mathématique sans lien apparent avec la réalité physique ; c'est un modèle de représentation, sa structure est fixée a priori. Chaque processus est en fait un cas particulier, lorsque la structure du modèle est choisie il faut déterminer les valeurs numériques des paramètres du modèle ; ils sont reliés aux gains, pôles, et zéros du système. Pour juger des valeurs à leur attribuer un critère qui exprime quantitativement l'écart entre système et modèle est défini ; ce critère devra être minimisé, à ce stade le problème est uniquement mathématique et la qualité des résultats dépendra moins de la méthode de minimisation que de la quantité d'information enregistrée.

Le choix de l'entrée du système utilisée pour l'identification est primordial, l'entrée appliquée ne devra pas perturber fortement le système, donc elle doit être autant que possible à valeur moyenne nulle, d'autre part nous devons exciter le système dans toute la bande de fréquences intéressante, alors sur le plan fréquentiel l'entrée idéale est un bruit blanc.

Ainsi un modèle est une abstraction du modèle réel dans laquelle les relations digne d'attention entre les éléments réels sont remplacées par des relations convenables dites relations de fonctionnement du modèle, c'est une représentation mathématique décrivant une réalisation physique dans le but d'obtenir une information.

Le modèle est linéaire si à un signal d'entrée $u(t)$ fait correspondre un signal de sortie $y(t)$ tout en satisfaisant le principe de superposition, s'il y a permanence des résultats dans le temps, le modèle est alors stationnaire. L'équivalence entre le processus réel et son modèle se manifeste par l'intermédiaire d'un critère qu'il s'agit de minimiser.

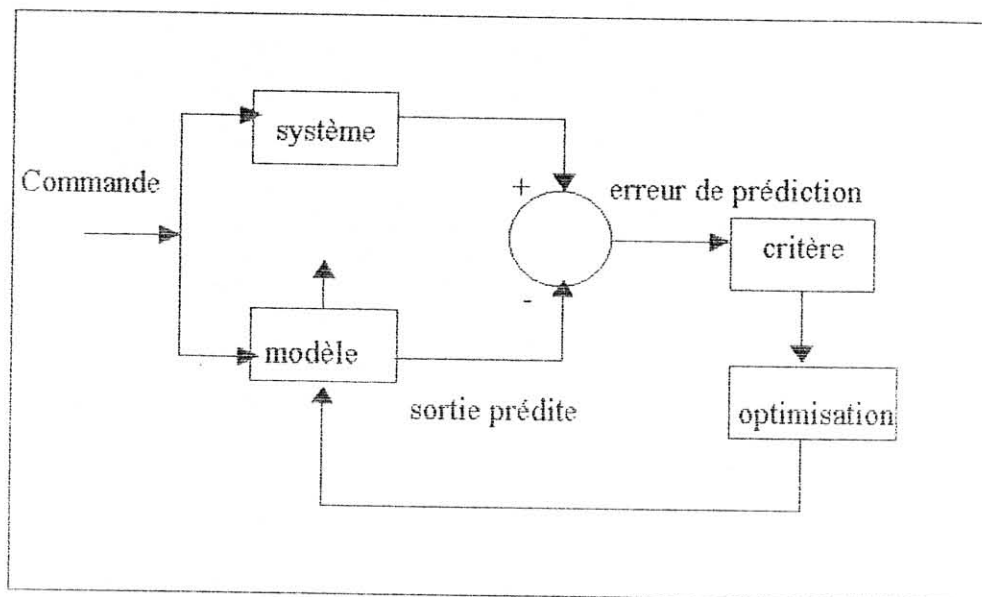


Figure 4.2- schéma de l'identification paramétrique

4.3.2- APPROCHE MODELISATION ET IDENTIFICATION

les méthodes traditionnelles de l'analyse spectrale présentées précédemment s'appuyaient sur le fenêtrage des données qui fait la supposition implicite que les données non observées hors la fenêtre sont nulles, ce qui fait d'elles une supposition non réaliste qui a des conséquences sur la qualité du spectre estimé.

Souvent nous avons plus d'informations sur le processus et nous pouvons faire des suppositions plus raisonnables que de supposer les données nulles hors la fenêtre. L'utilisation d'une information (où supposition) à priori permet la sélection d'un modèle par détermination des paramètres du modèle à partir des observations.

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

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

Pour illustrer l'idée de la modélisation en estimation spectrale, nous montrons que l'estimateur - périodogramme de la dsp donné par l'équation 4.22 est équivalent à un ajustement de données au sens des moindres carrés en un modèle harmonique nommé séries de Fourier discrètes, ceci se résume en ce qui suit:

si une suite de N échantillons $\{x_0, \dots, x_{N-1}\}$ d'un processus continu dans le temps $x(t)$ sont représentés par une séquence discrète \hat{x}_n composée de N sinusoides complexes de fréquences arbitraires $\{f_0, \dots, f_{N-1}\}$ alors :

$$\hat{x}_n = \hat{x}(n, \Delta t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j 2\pi f_k n \Delta t} \quad 4.26$$

Les N termes de la représentation 4.26 s'expriment sous forme matricielle par:

$$\hat{X} = \Phi A \quad 4.27$$

A est le vecteur d'amplitudes déterminé en minimisant l'erreur quadratique totale d'estimation:

$$\sum_{n=0}^{N-1} |x_n - \hat{x}_n|^2 \quad 4.28$$

et est fourni par la solution:

$$A = (\Phi' \Phi)^{-1} \Phi' \hat{X} \quad 4.29$$

L'ajustement en séries de Fourier choisit les N fréquences sinusoidales prédéterminées harmoniquement reliées:

$$f_k = k \Delta f \quad \text{et} \quad \Delta f = \frac{1}{N \Delta t}$$

Un tel choix de fréquences harmoniques rend chaque colonne de la matrice Φ orthogonale à toutes les autres colonnes, par conséquent:

$$(\Phi' \Phi)^{-1} = \frac{1}{N} I$$

D'où :

$$A = \frac{1}{N} \Phi' \hat{X} \quad 4.30$$

Avec :

$$a_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{x}_n e^{-j 2\pi \frac{k}{N} n} \quad \text{pour } k=0, \dots, N-1$$

La puissance de la composante sinusoïdale aux fréquences prédéterminées f_k est :

$$|a_k|^2 = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{x}_n \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot \frac{k}{N} \cdot n} \right|^2 \quad 4.31$$

L'expression 4.31 est identique à l'expression 4.23 du périodigramme.

Ainsi, l'estimateur spectral discret "periodigramme" est une représentation des données par un ensemble harmonique de sinusoïdes complexes au sens des moindres carrés. Une caractéristique fondamentale de l'approche de modélisation pour l'estimation spectrale qui la différencie du problème général d'identification est le fait que seulement la sortie du modèle est disponible pour l'analyse, l'entrée n'est pas supposée disponible comme pour un système général d'identification.

Un des aspects prometteurs de l'approche modélisation pour l'estimation spectrale est le fait que nous pouvons faire des suppositions plus réalistes concernant la nature du processus mesuré hors l'intervalle de mesure autres que de le supposer nul. Ainsi, la nécessité de fenêtrage peut être éliminée avec leurs impacts déformants spécialement pour les courtes séquences de données.

4.3.3- MODELISATION PAR FONCTIONS DE TRANSFERT RATIONNELLES

De nombreux processus discrets déterministes et stochastiques rencontrés dans la pratique sont bien approchés par un modèle de fonction de transfert rationnelle, dans ce modèle une séquence d'entrée (de commande) u_n et la séquence de sortie x_n qui sert pour modéliser les données sont reliées par l'équation linéaire aux différences:

$$x_n = \sum_{l=0}^q b_l \cdot u_{n-l} - \sum_{k=1}^p a_k \cdot x_{n-k} \quad 4.32$$

Ce modèle linéaire est le plus général, il est nommé modèle auto régressif à moyenne glissante (ARMA), l'intérêt de ces modèles provient de leurs relations aux filtres linéaires par des fonctions de transfert rationnelles. La fonction $H(z)$ du système entre la commande u_n et la sortie x_n pour le modèle ARMA de l'équation 4.32 est l'expression rationnelle:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad 4.33$$

où :

- $A(z)$ est la transformée en z de la branche auto régressive AR :

$$A(z) = \sum_{k=0}^p a_k z^{-k}$$

Les paramètres $\{a_k\}$ sont nommés les paramètres auto régressifs.

- $B(z)$ est la transformée en z de la branche à moyenne glissante MA :

$$B(z) = \sum_{l=0}^q b_l z^{-l}$$

Les paramètres $\{b_l\}$ sont nommés les coefficients à moyenne glissante.

Le spectre de puissance à la sortie d'un filtre linéaire $S_{xx}(z)$ est relié au spectre de puissance de l'entrée $S_{uu}(z)$ par [16] :

$$S_{xx}(z) = H(z)H^*\left(\frac{1}{z^*}\right)S_{uu}(z) \quad 4.34$$

L'expression 4.34 est normalement évaluée le long du cercle unité, $z = e^{j2\pi f \Delta t}$ pour

$$\frac{-1}{2\Delta t} \leq f \leq \frac{1}{2\Delta t}, \text{ d'ou :}$$

$$S_{xx}(f) = |H(f)|^2 S_{uu}(f) \quad \text{-Annexe B-}$$

Souvent la commande du processus est supposée un bruit blanc à moyenne nulle et variance σ^2 .

La dsp du processus ARMA est alors :

$$S_{xx}(f) = S_{ARMA}(f) = \sigma^2 \Delta t \left| \frac{B(e^{j2\pi f \Delta t})}{A(e^{j2\pi f \Delta t})} \right|^2 \quad 4.35$$

- Si tous les paramètres $\{a_k\}$ disparaissent sauf a_0 ($a_0=1$), alors :

$$x_n = \sum_{l=0}^q b_l u_{n-l} \quad 4.36$$

Le processus 4.36 est strictement à moyenne glissante (MA) d'ordre q , il est aussi appelé modèle tout zéro, et :

$$S_{xx}(f) = S_{MA}(f) = \sigma^2 \Delta t |B(e^{j2\pi f \Delta t})|^2 \quad 4.37$$

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

$$x_n = -\sum_{k=1}^p a_k x_{n-k} + u_n \quad 4.38$$

Le processus 4.38 est strictement une auto régression d'ordre p , c'est une régression linéaire sur lui même avec u_n représentant l'erreur, il est aussi appelé modèle tout pole, sa dsp est:

$$S_{xx}(f) = S_{AR}(f) = \frac{\sigma^2 \Delta t}{|A(e^{j2\pi f \Delta t})|^2} \quad 4.39$$

Il existe un théorème fondamental qui relie les modèles ARMA, AR et MA qui affirme que tout processus ARMA où MA peut être approché par un processus AR d'ordre suffisamment élevé et tout processus ARMA où AR peut être approché par un processus MA d'ordre suffisamment grand [17].

L'estimation des paramètres d'un processus AR résulte en équations linéaires et présente de l'avantage en calcul par rapport aux processus ARMA et MA, c'est ce qui justifie les efforts majeurs consacrés à l'approche modélisation par fonction de transfert rationnelle AR pour l'estimation spectrale.

4.4- ESTIMATION AUTO REGRESSIVE (AR) DE LA DSP

4.4.1- EQUATIONS DE YULE WALKER

Les équations de Yule - Walker décrivent la relation entre les paramètres AR et la fonction d'auto corrélation d'un processus. Si nous adoptons une auto régression (AR) comme modèle pour les données enregistrées alors l'estimateur de la dsp qui découle de l'équation 4.39 s'écrit:

$$S_{AR}(f) = \frac{\sigma^2 \Delta t}{\left| 1 + \sum_{k=1}^p a_k e^{-j2\pi f k \Delta t} \right|^2} \quad 4.40$$

Pour estimer $S_{AR}(f)$ il faut estimer l'ensemble $\{a_1, \dots, a_p, \sigma^2\}$, pour ce faire la relation entre les paramètres du modèle et la fonction d'auto corrélation (connue ou estimée) du processus x_n est présentée à travers les équations de Yule - Walker. La dérivation de ces équations procède comme suit [22]:

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

D'après la modélisation adoptée :

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

Alors $R_{xx}(k)$ s'écrit :

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

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

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

avec :

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

par conséquent :

$$R_{xx}(k) = \begin{cases} -\sum_{i=1}^P a_i R_{xx}(k-i) & k > 0 \\ -\sum_{i=1}^P a_i R_{xx}(-i) + \sigma^2 & k = 0 \end{cases} \quad 4.41$$

Le système 4.41 est nommé équations de Yule - Walker.

Pour déterminer les paramètres du modèle AR d'ordre p , nous avons besoin de choisir p équations du système 4.41 pour $k > 0$, résoudre pour $\{a_1, a_2, \dots, a_p\}$, et alors trouver σ^2 pour $k=0$. Ceci s'exprime sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} R_{xx}(0) & R_{xx}(-1) & \dots & R_{xx}(-p) \\ R_{xx}(1) & R_{xx}(0) & \dots & R_{xx}(-p+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{xx}(p) & R_{xx}(p-1) & \dots & R_{xx}(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma^2 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad 4.42$$

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

4.4.2- ALGORITHME DE LEVINSON-DURBIN

L'algorithme de Levinson-Dubin est une procédure mathématique qui fournit une solution pour le système 4.42, c'est un algorithme récursif sur l'ordre qui calcule récursivement les ensembles de paramètres $\{a_{1,1}, \sigma_1^2\}, \{a_{2,1}, a_{2,2}, \sigma_2^2\}, \dots, \{a_{p,1}, a_{p,2}, \dots, a_{p,p}, \sigma_p^2\}$. l'ensemble final à l'ordre p est la solution désirée [22], [16], [17].

L'algorithme est initialisé à :

$$K_1 = \frac{-R_{xx}(1)}{R_{xx}(0)} \quad 4.43$$

$$\sigma_1^2 = (1 - |K_1|^2) R_{xx}(0) \quad 4.44$$

Ensuite une récurrence se démontre -Annexe C - pour les rangs $k=2,3,\dots,p$ donnée par :

$$K_k = \left[R_{xx}(k) + \sum_{l=1}^{k-1} a_{k-1,l} R_{xx}(k-l) \right] / \sigma_{k-1}^2 \quad 4.45$$

$$a_{k,i} = a_{k-1,i} + K_k \cdot a_{k-1,k-i}^* \quad 4.46$$

$$\sigma_k^2 = (1 - |K_k|^2) \sigma_{k-1}^2 \quad 4.47$$

Il est important de noter que la récurrence s'accorde avec l'étape d'initialisation et que l'ensemble $\{a_{k,1}, a_{k,2}, \dots, a_{k,k}, \sigma_k^2\}$ obtenu est le même que celui qui aurait été obtenu par résolution du système 4.42 pour $p=k$. L'algorithme est utile et a une importante interprétation en théorie de prédiction linéaire et en filtres de treillis, lorsque nous ne connaissons pas a priori l'ordre du modèle, nous pouvons utiliser les équations 4.43 à 4.47 pour augmenter successivement l'ordre du modèle jusqu'à ce que l'erreur de modélisation σ_k^2 soit réduite à la valeur désirée, le point auquel σ_k^2 ne change pas est un bon indicateur de l'ordre correct du modèle.

Les paramètres $\{a_{1,1}, a_{2,2}, \dots, a_{p,p}\}$ sont souvent appelés coefficients de corrélation partielle, ils ont la propriété suivante:

Pour que la séquence d'auto corrélation $\{R_{xx}(0), R_{xx}(1), \dots, R_{xx}(p)\}$ constitue une matrice d'auto corrélation positive semi définie, il est nécessaire et suffisant que:

$$|K_k| \leq 1 \quad \text{pour } k=1, 2, \dots, p$$

C'est aussi la condition nécessaire et suffisante pour que les pôles de $A(Z)$ soient sur ou dans le cercle unité du plan Z.

Dans la plupart des situations pratiques, nous disposons de données connues et non d'auto corrélations et nous voulons obtenir des estimateurs fiables des paramètres AR, une variété de techniques d'estimation qui sont fondées sur le principe des moindres carrés a été proposé. Deux types d'estimateurs à moindres carrés peuvent être considérés, le premier utilise une prédiction linéaire directe alors que le second type emploie une combinaison de prédictions linéaires directe et rétrograde, l'utilisation des erreurs de prédiction rétrogrades lors d'une estimation de paramètres AR fut introduite par Burg [22].

4.4.3- ALGORITHME DE BURG

L'approche de Burg pour l'estimation des paramètres AR utilisant un bloc de N échantillons donnés a été introduite par J.P.Burg, l'idée fut de calculer directement à partir des données observées une estimée des coefficients de corrélation partielle sans passer par le calcul des auto corrélations et déduire par la récurrence de Levinson les coefficients du modèle. Cet algorithme consiste en une succession de minimisations au sens des moindres carrés par rapport à un seul paramètre à la fois sous contrainte que les coefficients estimés sont utilisés dans la synthèse d'un filtre à structure en treillis, si le processus est stationnaire au sens large, les coefficients du filtre optimal de l'erreur de prédiction rétrograde sont identiques aux coefficients du filtre optimal de l'erreur de prédiction directe mais conjugués et inversés dans le temps [22], [16], [17]. Nous partons des expressions de l'erreur de prédiction au rang k, et tenant compte de l'expression de la prédiction linéaire directe:

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

L'erreur de prédiction directe est alors [22]:

$$e_{kn}^F = x_n - \hat{x}_n = \sum_{i=0}^k a_{ki} x_{n-i} \quad \text{où } a_{k0} = 1 \quad 4.48$$

L'erreur de prédiction rétrograde s'écrit [22]:

$$e_{kn}^B = \sum_{i=0}^k a_{ki}^* x_{n-k+i} \quad 4.49$$

Pour obtenir les estimées des paramètres AR, Burg minimise la somme des énergies de l'erreur de prédiction directe et rétrograde [16], nous posons:

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

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

Nous définissons donc le critère [16] :

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

$$\varepsilon_k = \frac{1}{2(N-k)} \sum_{n=k}^{N-1} (|e_{kn}^F|^2 + |e_{kn}^B|^2) \quad 4.50$$

Les paramètres a_{ki} doivent satisfaire la récurrence de Levinson [22]:

$$a_{ki} = a_{k-1,i} + K_k \cdot a_{k-1,k-i}^* \quad 4.51$$

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

Nous supposons connues les erreurs de prédictions directe et rétrograde au rang $k-1$ et nous démontrons - Annexe D - la récurrence suivante qui relie les erreurs de prédiction actuelle et précédente [17]:

$$e_{kn}^F = e_{k-1,n}^F + K_k \cdot e_{k-1,n-1}^{B*} \quad 4.52$$

$$e_{kn}^B = e_{k-1,n-1}^{B*} + K_k \cdot e_{k-1,n}^F \quad 4.53$$

Le critère à minimiser devient:

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

Le critère est donc fonction uniquement du coefficient de corrélation partielle inconnu K_k et des erreurs de prédiction du rang $k-1$ qui sont supposées connues, c'est une équation du second ordre en K_k . Pour trouver un estimateur de K_k , nous proposons de minimiser le critère ε_k par rapport à K_k , et par annulation de la dérivée de ε_k nous aboutissons à [16]:

$$\hat{K}_k = \frac{-2 \sum_{n=k}^{N-1} e_{k-1,n-1}^{P*} e_{k-1,n}^P}{\sum_{n=k}^{N-1} (|e_{k-1,n-1}^B|^2 + |e_{k-1,n}^P|^2)} \quad 4.54$$

D'après 4.54 que:

$$|\hat{K}_k| \leq 1$$

Ainsi les équations 4.51 et 4.54 ensemble garantissent un filtre tout - pôle stable, ce résultat est important car ces coefficients sont utilisés dans la synthèse d'un filtre dont la structure est en treillis et qui permet de synthétiser une trajectoire du processus AR d'ordre p à partir d'un bruit blanc.

4.4.4 ALGORITHME DES MOINDRES CARRÉS RECURSIFS

La méthode des moindres carrés est une méthode introduite par k. Gauss basée sur la minimisation d'un critère d'optimalité J , à savoir:

$$J = \sum (\text{erreurs des prédictions directes})^2$$

4.4.4.1- Estimateur des moindres carrés

La prédiction linéaire directe sur une séquence de données de taille N pour une structure AR d'ordre p est sous la forme [22]:

$$\hat{x}_n = - \sum_{k=1}^p a_{p,k} x_{n-k} \quad 4.55$$

La prédiction est dite directe dans le sens que la prédiction de l'échantillon actuel est une somme pondérée de P échantillons précédents. L'erreur de prédiction linéaire directe est:

$$\begin{aligned} e_{p,n} &= x_n - \hat{x}_n \\ e_{p,n} &= x_n + \sum_{k=1}^p a_{p,k} x_{n-k} \end{aligned} \quad 4.56$$

Les N termes de l'équation 4.55 s'expriment sous forme matricielle par [19]:

$$\hat{X} = HA$$

La matrice des erreurs de prédiction obtenue est:

$$E = X - HA$$

$$J(A) = E' E$$

$$J(A) = (X - HA)(X - HA)$$

$$J(A) = X' X - A' H' X - X' H A + A' H' H A$$

Pour juger des valeurs à attribuer aux paramètres inconnus du vecteur A, la fonction $J(A)$ devrait être minimisée :

$$\frac{\partial J(A)}{\partial A} = -2H' X + 2H' H A = 0$$

Ceci donne :

$$\hat{A} = (H' H)^{-1} H' X \quad 4.57$$

Cette écriture n'est validée que si la matrice $(H' H)$ est non singulière, nous vérifions alors la matrice des dérivées secondes :

$$\frac{\partial^2 J(A)}{\partial A \partial A} = 2H' H$$

C'est une matrice symétrique définie positive où nulle par construction, il s'agit bien d'un minimum.

4.4.4.2- Moindres carrés récursifs

Indiquons par N l'estimation des paramètres basée sur les N mesures effectuées [22] :

$$\hat{A}_N = (H'_N H_N)^{-1} H'_N X_N$$

Si une acquisition supplémentaire est effectuée, l'addition de nouveaux échantillons peut être tenue en compte par :

$$\hat{A}_{N+1} = (H'_{N+1} H_{N+1})^{-1} H'_{N+1} X_{N+1} \quad 4.58$$

Avec H_{N+1} et X_{N+1} partagés comme suit :

$$H_{N+1} = \begin{bmatrix} H_N \\ h_{N+1} \end{bmatrix}, \quad X_{N+1} = \begin{bmatrix} X_N \\ x_{N+1} \end{bmatrix}$$

et :

$$h_{N+1} = [-x(N) \quad -x(N-1) \quad \dots \quad -x(N-P+1)]$$

Le développement de l'équation 4.58 - Annexe E - en fonction de l'estimation précédente au rang N aboutit à la relation récurrente de l'estimation des moindres carrés :

$$\hat{A}_{N+1} = \hat{A}_N + K_{N+1} e_{N+1} \quad 4.59$$

$$R_{xx}(l) = -\sum_{k=1}^p a_k R_{xx}(l-k) + \sum_{k=0}^q b_k R_{xx}(l-k) \quad 4.64$$

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

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

Sachant que :

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

$$R_{xx}(l) = \begin{cases} -\sum_{k=1}^p a_k R_{xx}(l-k) + \sigma^2 \sum_{k=0}^q b_k h_{l-k}^* & \text{pour } l=0, \dots, q \\ -\sum_{k=1}^p a_k R_{xx}(l-k) & \text{pour } l=q+1, q+2, \dots \end{cases} \quad 4.65$$

Les équations dérivées par 4.65 sont non linéaires aux paramètres ARMA. Le caractère non linéaire des équations est dû à l'inter corrélation inconnue entre l'entrée et la sortie du filtre puisque U_n étant inobservable, $R_{xx}(k)$ ne peut être estimée. De nombreuses méthodes ont été proposées pour résoudre ces équations.

4.5.2- ESTIMATION DES PARAMETRES

Des techniques sous optimales ont été développées, souvent basées sur un critère utilisant des solutions d'équations linéaires, ces méthodes estiment généralement les paramètres AR et MA indépendamment.

4.5.2.1- Première méthode : le polynôme intermédiaire

Dans cette méthode, nous introduisons un polynôme intermédiaire $C(Z)$ [22]:

$$C(Z) = \frac{A(Z)}{B(Z)}$$

Où :

$$C(Z) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} c_k Z^{-k}$$

$C(Z)$ est théoriquement d'ordre infini, pratiquement, nous nous limitons à un ordre L convenable pour assurer une équivalence entre le modèle ARMA (p, q) et un modèle AR d'ordre L . La relation entre les coefficients a_k , b_k et c_k s'exprime sous la forme matricielle suivante [16]:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ c_2 & c_1 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ c_p & c_{p-1} & c_{p-2} & \cdots & c_{p-q} \\ c_{p+1} & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_L & \cdots & \cdots & \cdots & c_{L-q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_q \end{bmatrix} \tag{4.66}$$

A partir du signal observé, nous estimons l'ensemble $\{\sigma^2, c_1, \dots, c_L\}$ pour une modélisation AR d'ordre L.

La résolution des L-p dernières équations du système 4.66 fournit l'ensemble $\{b_1, b_2, \dots, b_q\}$ à partir de l'ensemble estimé $\{\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_L\}$, cette résolution s'établit sous forme matricielle [22]:

$$\begin{bmatrix} c_p & c_{p-1} & \cdots & c_{p+1-q} \\ c_{p+1} & c_p & \cdots & c_{p+2-q} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{L-1} & c_{L-2} & \cdots & c_{L-q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{p+1} \\ c_{p+2} \\ \vdots \\ c_L \end{bmatrix} \tag{4.67}$$

Une fois les paramètres $\{\hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_q\}$ déterminés, l'ensemble $\{a_1, a_2, \dots, a_p\}$ peut être trouvé par résolution de [22]:

$$\sum_{k=0}^q \hat{b}_k \hat{c}_{i-k} = \hat{a}_i \quad \text{pour } i=1, 2, \dots, p \tag{4.68}$$

où :

$$c_0 = 1$$

Ceci revient à l'utilisation des p premières équations du système 4.66 :

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{c}_1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \hat{c}_2 & \hat{c}_1 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \hat{c}_p & \hat{c}_{p-1} & \hat{c}_{p-2} & \cdots & \hat{c}_{p-q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{b}_1 \\ \vdots \\ \hat{b}_q \end{bmatrix} \tag{4.69}$$

En principe, il est nécessaire de déterminer simultanément les a_k et les b_k , dans cette méthode, il s'agit de deux déterminations successives, c'est ce qui entraîne une solution sous-optimale.

4.5.2.2- Deuxième méthode : estimateur des moindres carrés

Dans cette méthode, nous utilisons l'identification à moindres carrés.

Pour établir des équations linéaires, nous récrivons x_n à partir de 4.62 [22]:

$$x_n = -\sum_{k=1}^p a_k x_{n-k} + \sum_{k=1}^q b_k u_{n-k} + u_n \quad \text{pour } n=0,1,\dots,N-1 \quad 4.70$$

Les N termes de l'équation 4.70 s'écrivent sous forme matricielle :

$$X = HA + U \quad 4.71$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} x_0 & x_1 & \dots & x_{N-1} \end{bmatrix}$$

$$U = \begin{bmatrix} u_0 & u_1 & \dots & u_{N-1} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \dots & a_p & b_1 & b_2 & \dots & b_q \end{bmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} -x_{-1} & -x_{-2} & \dots & -x_{-p} & u_{-1} & u_{-2} & \dots & u_{-q} \\ -x_0 & -x_{-1} & \dots & -x_{1-p} & u_0 & u_{-1} & \dots & u_{1-q} \\ \cdot & \cdot & & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ -x_{N-2} & -x_{N-3} & \dots & -x_{N-p-1} & u_{N-2} & u_{N-3} & \dots & u_{N-q-1} \end{bmatrix}$$

H est la matrice des entrées - sorties, elle est de dimensions $N \times (p+q)$.

L'équation 4.70 est la forme standard du problème à moindres carrés linéaire qui admet la solution :

$$\hat{A} = [H^T H]^{-1} H^T X \quad 4.72$$

C'est l'approche similaire à celle appliquée à l'estimation des paramètres d'un processus AR, nous estimons U_n à partir d'un signal observé en modélisant x_n par un modèle AR d'ordre élevé, U_n est égale à la série des erreurs de prédiction.

Bien que la modélisation ARMA soit nécessaire pour une représentation raisonnable de processus, son application à l'estimation spectrale est plus complexe par rapport à l'estimation AR dont la simplicité est due à la résolution d'un système linéaire. Théoriquement, il faut résoudre un système non linéaire, ces techniques de résolution présentées sont sous optimales. L'estimation ARMA continue d'être un champ actif de recherche en terme de performance et / ou complexité de calcul.

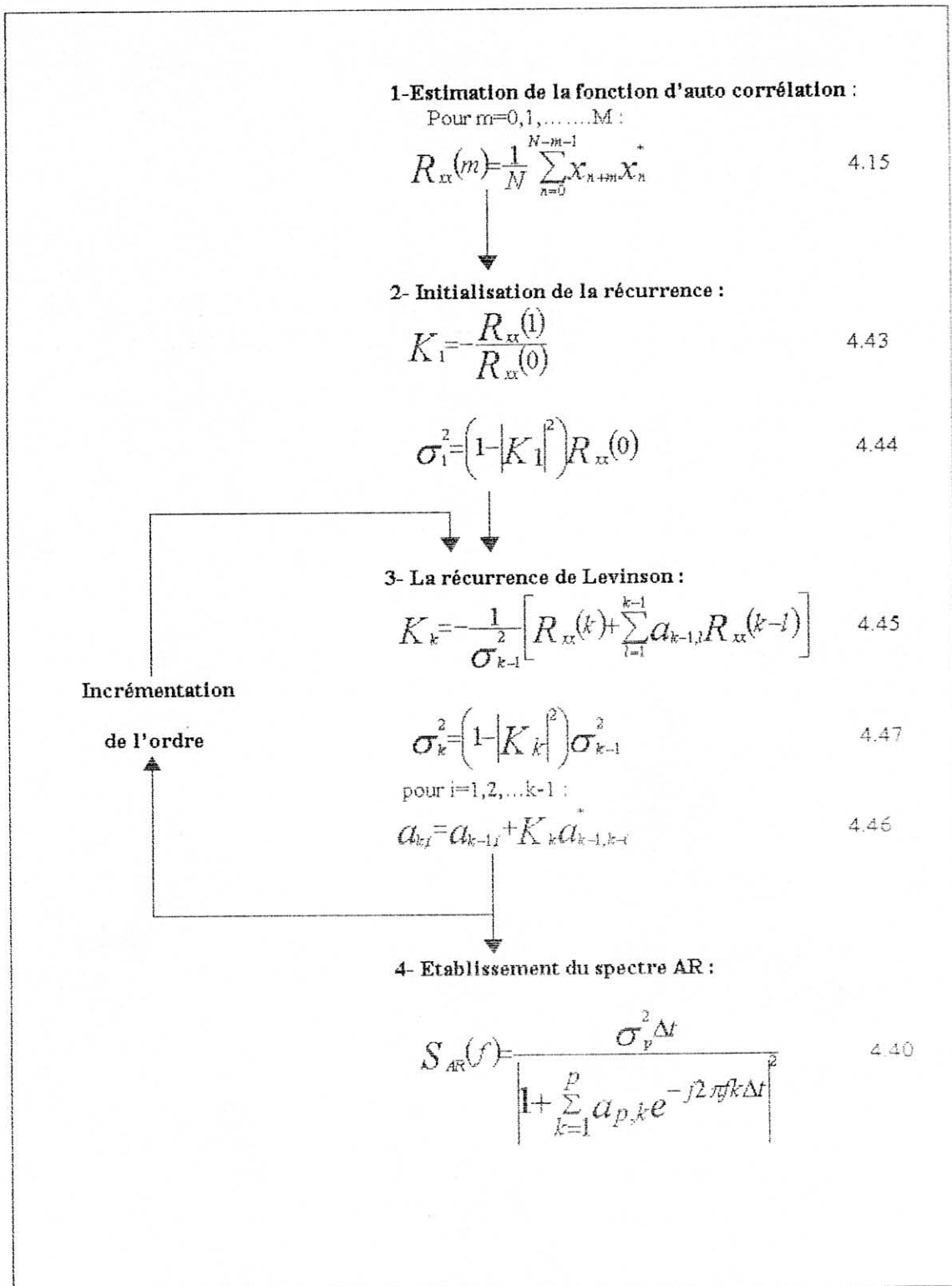


Figure 4.3- mise en œuvre de la récurrence de Levinson appliquée à l'estimation spectrale AR [16] [17] [22]

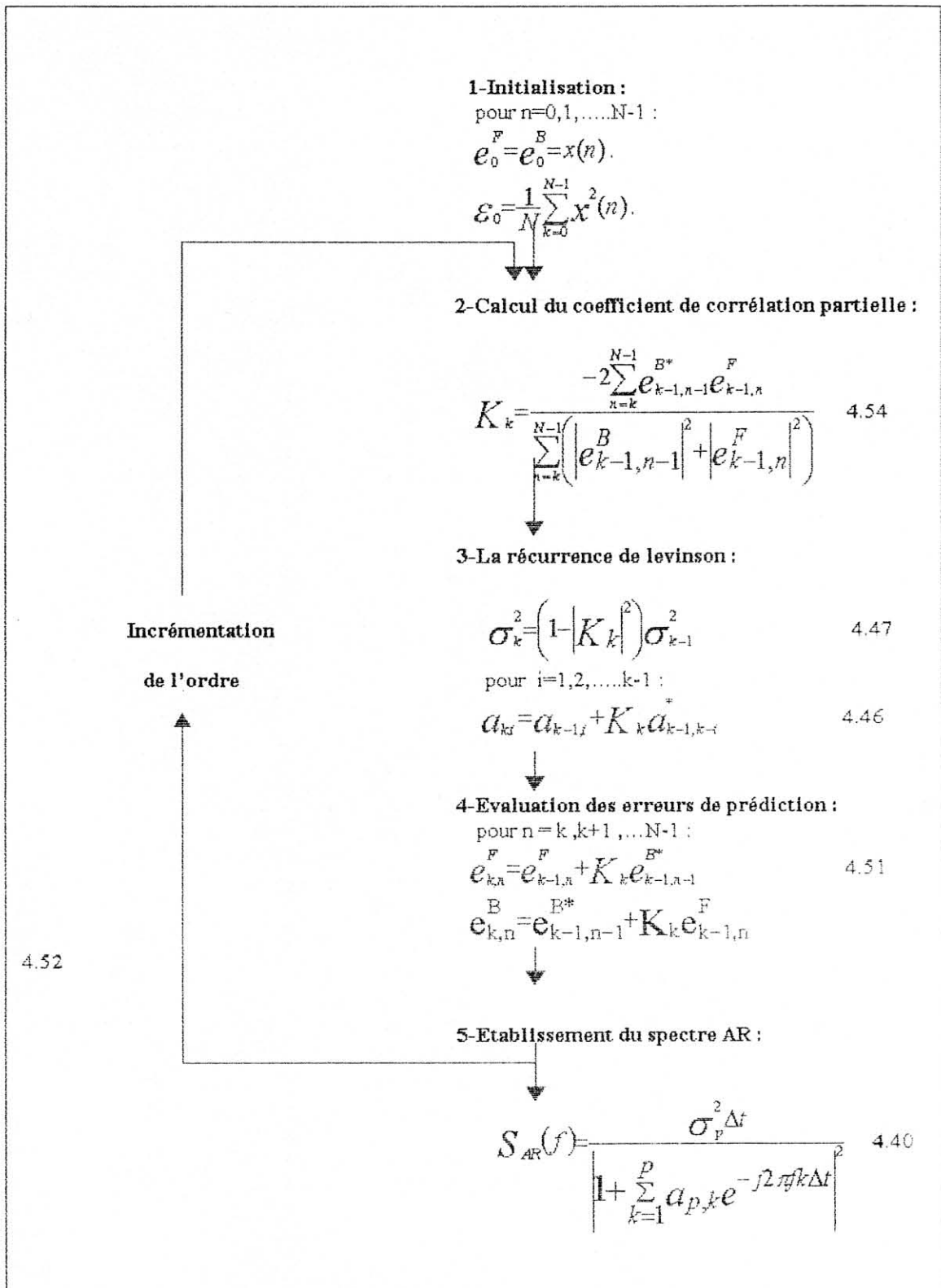


Figure 4.4- mise en œuvre de l'algorithme de Burg appliqué à l'estimation spectrale AR [16] [17] [22]

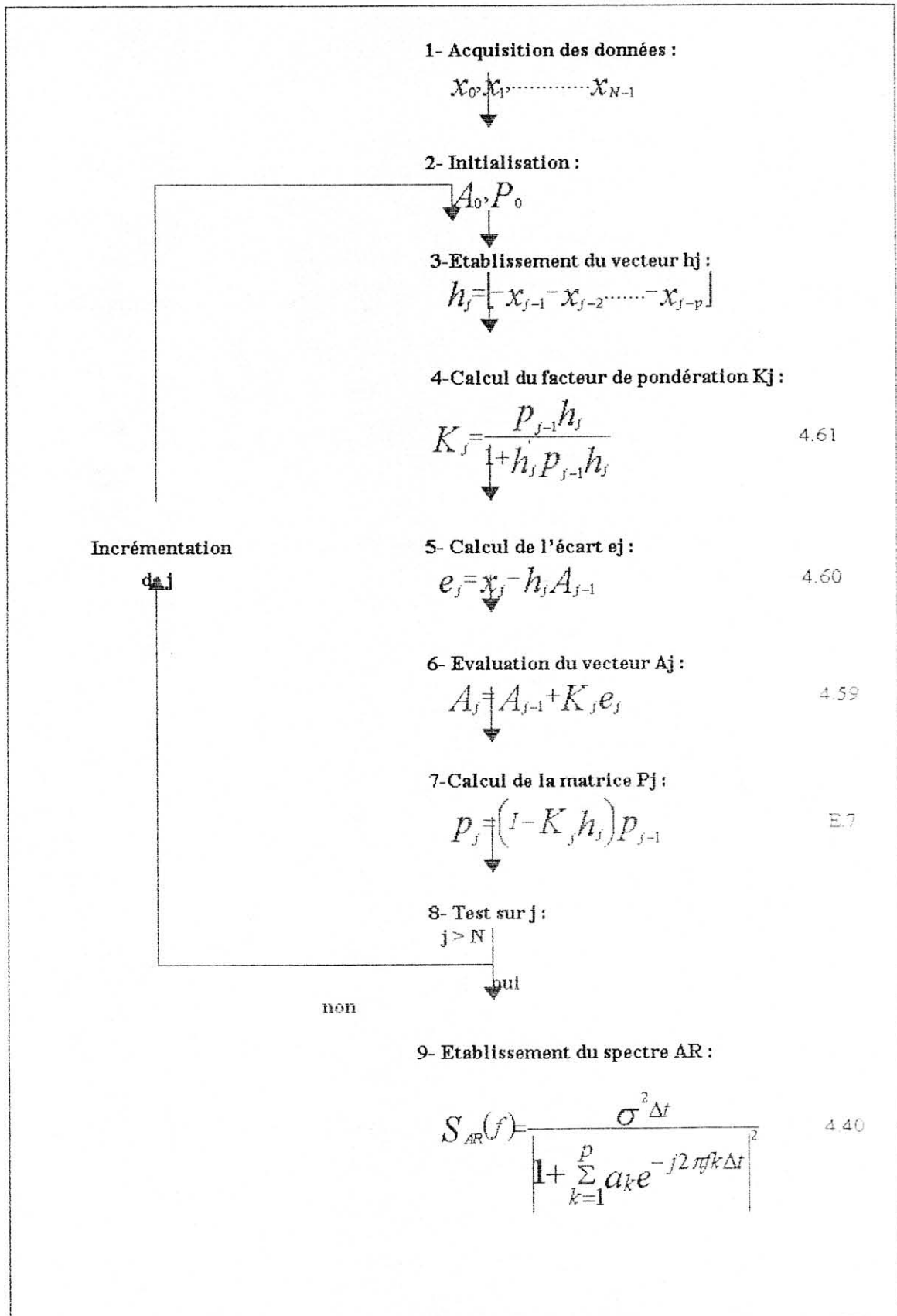


Figure 4.5-mise en oeuvre de l'algorithme des moindres carrés appliqué à l'estimation spectrale AR [22]

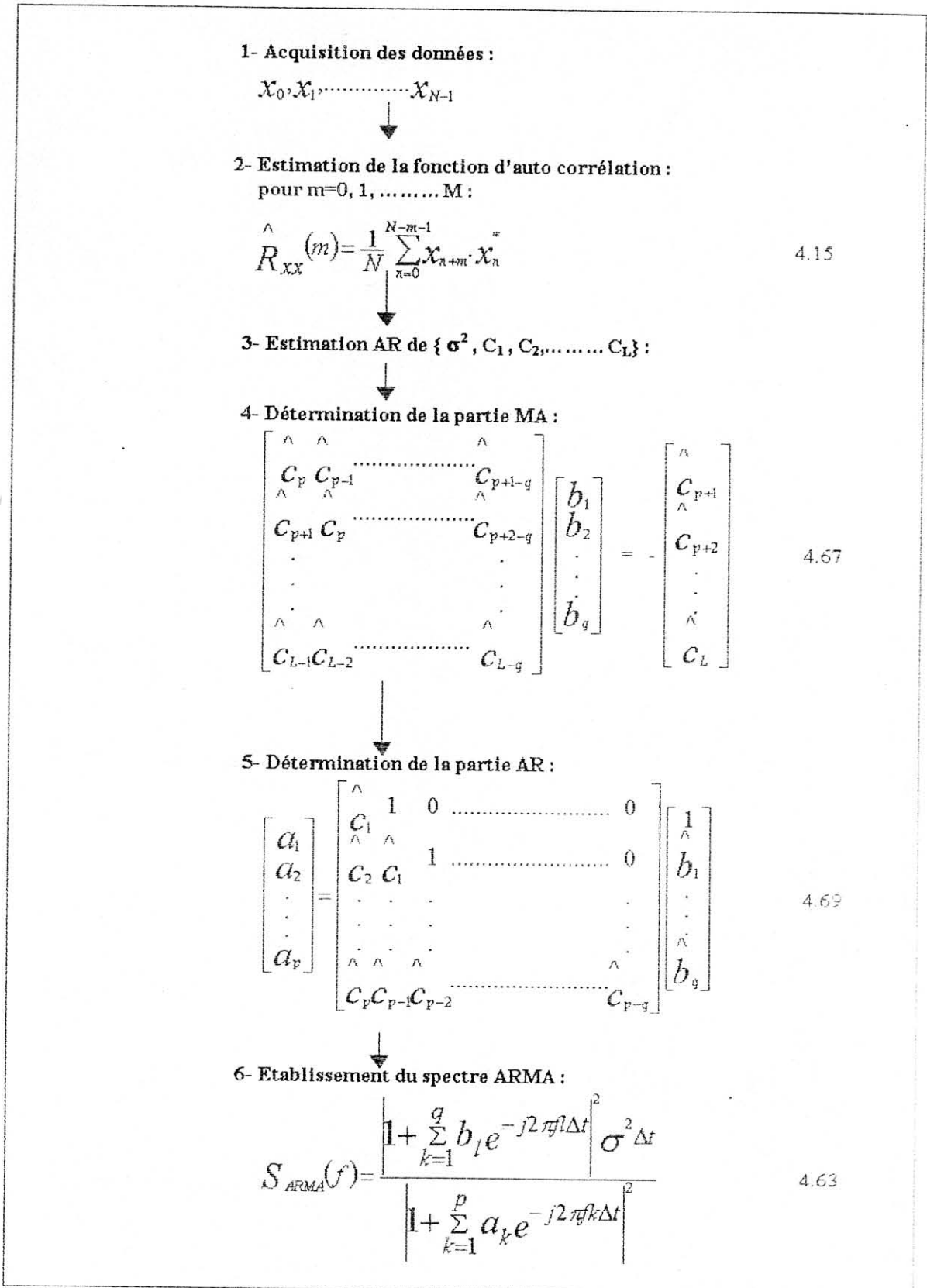


Figure 4.6- mise en œuvre de la technique du polynôme intermédiaire appliquée à l'estimation spectrale ARMA [16] [22]

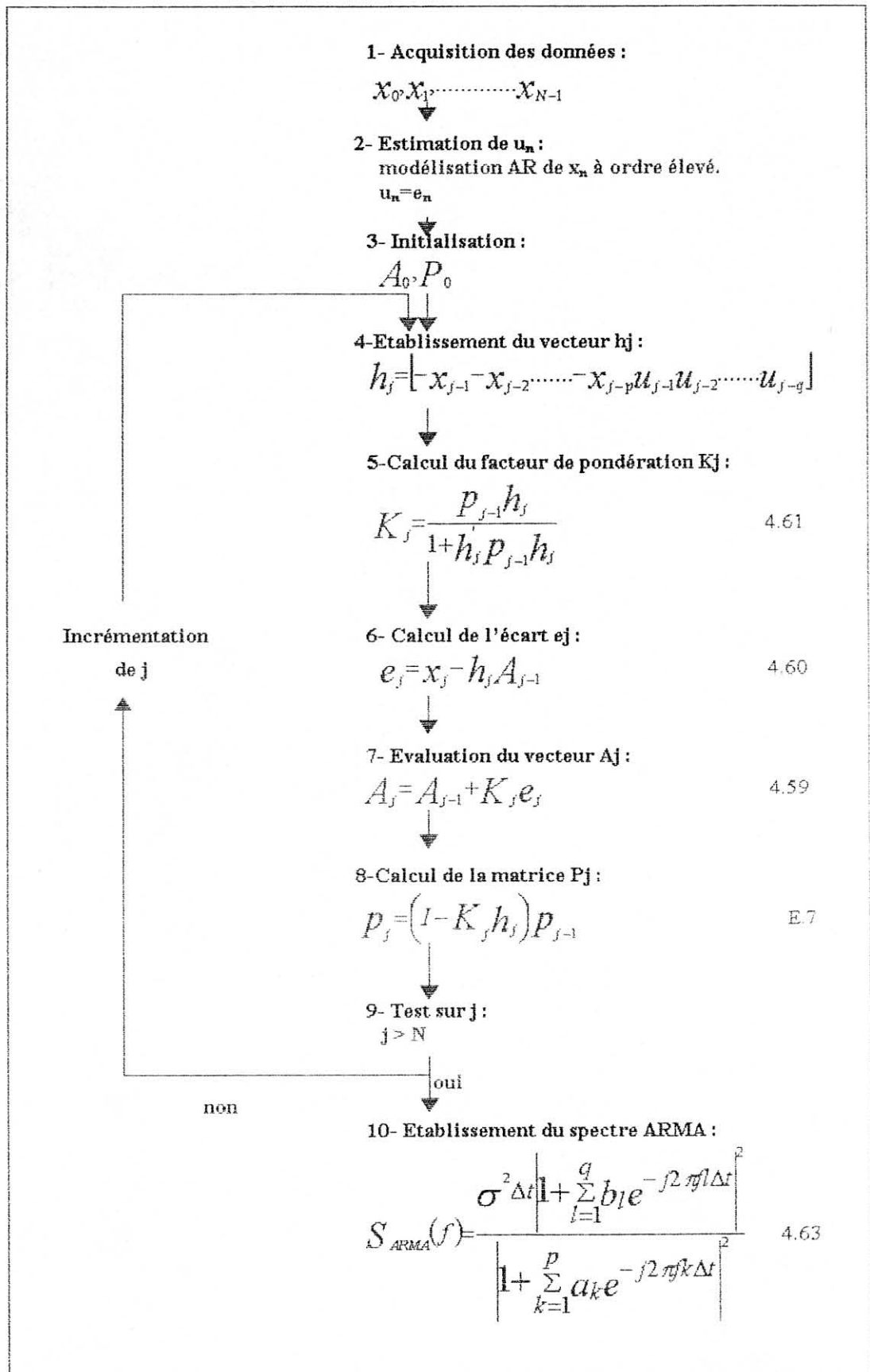


Figure 4.7- mise en oeuvre de l'algorithme des moindres carrés appliqué à l'estimation spectrale ARMA [22]

Chapitre 5 :
Rejection du clutter
Par filtres numériques

Chapitre 5 : Rejection du clutter par filtres numériques

Toute l'énergie réfléchiée par des cibles terrestres se trouvant à l'intérieur du rayonnement de l'antenne constitue le retour terrestre. Ce retour peut être un signal d'intérêt pour certaines applications, mais il constitue un "clutter" indésirable pour les radars qui doivent détecter les échos de cibles se situant dans l'air ou des cibles mouvantes sur la terre.

Beaucoup d'applications en météorologie radar font la détection des échos de précipitations en présence du clutter terrestre. Les radars météorologiques sont particulièrement susceptibles au clutter terrestre durant l'atterrissage ou le décollage, la détection du cisaillement de vent à basses altitudes est une application qui s'effectue en présence d'un sévère clutter terrestre [10].

5.1- CATEGORIES DU CLUTTER TERRESTRE

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

5.1.1- CLUTTER DU LOBE PRINCIPAL

Le clutter du lobe principal se produit chaque fois que le lobe principal du rayonnement radar intercepte la terre, La surface interceptée peut être vaste, le gain du lobe principal du radar étant généralement élevé, alors le clutter du lobe principal est souvent assez intense pour être plus intense que le retour de n'importe quelle autre cible (avion ou précipitation). Le lobe principal du clutter terrestre (retour terrestre lorsqu'il n'est pas indésirable) constitue un signal d'intérêt pour certaines applications telles que l'élaboration de cartes terrestres, l'altimétrie, et la navigation doppler [11].

5.1.2- CLUTTER DU LOBE SECONDAIRE

Le retour reçu par le radar à travers les lobes secondaires de l'antenne constitue le clutter du lobe secondaire, il n'est pas aussi concentré que celui du lobe principal (moins de puissance par unité de fréquence doppler). Même certains objets conçus par l'être humain sur terre peuvent être sources importantes de clutter du lobe secondaire (aussi intense que les échos d'une cible reçus par le lobe principal) [11].

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

5.1.3- RETOUR D'ALTITUDE

Lorsque le radar est embarqué, une portion d'énergie est réfléchiée directement du bas de l'avion et reçue également par un lobe secondaire, ce clutter est dit clutter d'altitude car il est reçu d'une distance égale à l'altitude absolue du radar. A cette distance la terre est extrêmement proche, par conséquent le clutter d'altitude est le plus intense des lobes secondaires, et peut être aussi important que celui du lobe principal particulièrement s'il est réfléchi par l'eau [11].

5.2- EQUATION DU RETOUR TERRESTRE

En général le retour terrestre est régi par les mêmes facteurs que le retour d'une autre cible. Pour une fréquence d'émission donnée, la puissance du retour reçu d'un petit secteur terrestre est [11]:

$$P_t \propto \frac{P_{\text{moy}} G^2 \sigma_0^2 A_g}{R^4}$$

P_{moy} : puissance moyenne émise

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

σ_0 : facteur dit coefficient de réflexion incrémental

A_g : surface terrestre de résolution (secteur illuminé)

R : rayon du secteur terrestre

Le coefficient incrémental σ_0 est multiplié par la surface du secteur terrestre pour obtenir la section transversale du radar, il varie avec l'angle d'incidence, la fréquence, les caractéristiques électriques de la terre, la rudesse du terrain et la nature des objets par dessus.

5.3- REPRESENTATION SPECTRALE

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

5.3.1- SPECTRE DU CLUTTER DU LOBE PRINCIPAL

Pour justifier la représentation spectrale du clutter du lobe principal, nous subdivisons la surface terrestre illuminée par le rayonnement du lobe principal du radar en un grand nombre de petits secteurs individuels, la fréquence doppler de chaque secteur est proportionnelle au cosinus de l'angle entre la vitesse radar et la ligne de site du secteur [11]:

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

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

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

$$f_{d\text{max}} = \frac{2v}{\lambda}$$

v : vitesse du radar

λ : longueur d'onde

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

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

5.3.2- SPECTRE DU CLUTTER DU LOBE SECONDAIRE

Le clutter du lobe secondaire couvre plus ou moins uniformément une large bande de fréquences. Les lobes secondaires de l'antenne s'étendent virtuellement dans toutes les directions, la puissance rayonnée dans n'importe quelle direction est relativement faible, mais la surface illuminée est vaste. En résultat, la bande de fréquences couverte s'étend d'une fréquence positive de $2 \frac{V}{\lambda}$ à une fréquence négative qui lui est égale [11].

5.3.3- SPECTRE DU CLUTTER D'ALTITUDE

Le clutter d'altitude apparaît comme une large bosse sur le spectre doppler, il est théoriquement centré à zéro, cependant si l'altitude du radar varie en parcourant un terrain incliné, la fréquence centrale dévie généralement d'une faible valeur autour du zéro [11].

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

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

5.4- MINIMISATION DES EFFETS DU CLUTTER

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

- La réflectivité radar pour une distribution de Rayleigh est proportionnelle à λ^{-4} , c'est un moyen de minimiser l'effet du clutter terrestre lors d'une mesure d'une précipitation est d'utiliser de courtes longueurs d'ondes.
- L'importance avec laquelle s'interpose le clutter avec une détection dépend de la discrimination de fréquence que fournit le radar. Si le radar différencie entre cibles et clutter en se basant uniquement sur la fréquence doppler, alors une cible s'écrasant au milieu du clutter d'un lobe secondaire doit combattre le retour d'une bande entière du terrain, hors en évaluant la distance de la cible, beaucoup de ce terrain peut être éliminé. Si le radar fournit aussi une résolution en distance, la cible doit combattre uniquement la quantité de clutter reçu de la même cellule – direction que l'écho de la cible.

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

5.5- CONTRIBUTION DES FILTRES NUMERIQUES

Nous utilisons le contenu spectral pour séparer nominalement le clutter du signal météorologique, les parties spectrales de la puissance estimée qui ont de fortes probabilités d'être un clutter terrestre sont rejetées sous l'hypothèse que la sensibilité météorologique demeure suffisante [21], le filtrage numérique est l'une des opérations les plus consistantes du traitement numérique du signal.

5.5.1- DEFINITION

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

5.5.2- PROPRIETES

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

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} u(k)h(n-k) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(k)u(n-k) \quad 5.1$$

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

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

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

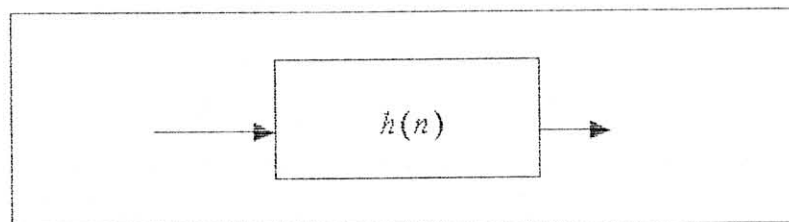


Figure 5.1- Filtre linéaire à temps discret

Dans le cas où la fonction de transfert $H(Z)$ du filtre est bien approchée par une fraction rationnelle de deux polynômes, nous pouvons chercher l'équation aux différences [18]:

$$\sum_{k=0}^p a_k x(n-k) = \sum_{k=0}^q b_k u(n-k) \quad 5.2$$

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

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

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

5.6- FILTRES DISCRETS RII

Le filtre à temps discret RII est la structure linéaire la plus générale, il calcule n'importe quel point de la sortie via l'équation récursive 5.2. Le filtre FIR est un cas particulier lorsque $p=0$ et seulement les entrées précédentes sont utilisées, ceci avantage le filtre IIR par une grande efficacité, un ensemble de spécifications est satisfait avec un ordre sensiblement inférieur à celui d'un FIR bien qu'il présente d'autres inconvénients.

5.6.1- PROBLEME DE CONCEPTION

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

Nous distinguons deux parties dans le problème de conception, le problème d'approximation ou un filtre à caractéristiques bien spécifiques est approché et le problème de réalisation qui concerne l'implémentation de la fonction de transfert choisie [16].

L'approximation est acquise selon un critère d'approximation, il existe généralement trois mesures d'erreur d'approximation, l'erreur absolue, l'erreur de Chebyshev, et l'erreur absolue maximale. La moyenne des erreurs carrées utilise l'énergie ou la puissance comme mesure de la taille de l'erreur, l'erreur de Chebyshev exprime le maximum de la différence entre ce qui est requis et ce qui est obtenu, et l'approximation absolue maximale est une approximation en séries de Taylor [18].

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

5.6.2- DESCRIPTION

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

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

5.6.3- CLASSES DE FILTRES

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

5.6.3.1- filtres de ButterWorth

Le filtre analogique de Butterworth est basé sur une approximation en séries de Taylor dans le domaine fréquentiel avec développement à $\omega=0$ et $\omega \rightarrow \infty$. L'expression du module carré de la réponse en fréquences d'un filtre Butterworth analogique d'ordre p est [16]:

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + (2\pi f)^p} \quad 5.3$$

5.6.3.2- filtres de Chebyshev type 1

Ces filtres ont une erreur maximale par dessus la bande passante dite erreur de Chebyshev et une approximation de Taylor à $\omega=\infty$, l'approximation de Chebyshev est souvent dite approximation à ondulations égales. Les filtres de Chebyshev type 1 ont un gain [16]:

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(f)} \quad 5.4$$

avec :

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

Les filtres de Chebyshev type 1 présentent une ondulation en bande passante mais pas en bande atténuée, l'ondulation en bande passante vaut $\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$.

Le calcul de ces filtres nécessite la donnée de l'ondulation en bande passante et de l'entier n .

5.6.3.3- Filtres de Chebyshev type 2

Le filtre de Chebyshev type 2 est à approximation es séries de Taylor à $\omega=0$ et une erreur de Chebyshev minimale dans la bande atténuée, ils présentent un gain [16] :

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \frac{T_n^2(f_a)}{T_n^2(f)}} \quad 5.5$$

f_a est la fréquence de début de la bande atténuée.

Ces filtres présentent une ondulation en bande atténuée mais pas en bande passante, les caractéristiques des filtres de Chebyshev sont meilleures en atténuation que celles des filtres de Butterworth.

5.6.3.4- Filtres à fonction elliptique

La théorie des filtres elliptiques est considérablement compliquée, ces filtres utilisent une approximation de Chebyshev dans les deux bandes passante et atténuée, ils ont pour gain [16] :

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 R_n^2(f, a)} \quad 5.6$$

R_n : est une fonction rationnelle de Chebyshev

a : caractérise l'atténuation

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

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

5.6.3.5- La transformation bilinéaire

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

Si nous appelons $x_n = x(nT)$ les valeurs de la fonction aux points nT et si s_n est la valeur de l'intégrale entre 0 et nT , s_n satisfait l'équation récurrente [16] :

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

d'où :

$$B(Z) = \frac{S(Z)}{X(Z)} = \frac{T}{2} \frac{1+Z^{-1}}{1+Z^{-1}} \quad 5.7$$

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

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

$$\Omega = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right) \quad 5.8$$

T est la période d'échantillonnage, si l'échantillonnage est suffisamment rapide la distorsion de fréquence introduite est négligeable.

Les radars météorologiques pulse doppler utilisent généralement des filtres RII elliptiques pour acquérir des largeurs de pas plus de 1 m/s autour du zéro doppler. Sur un système embarqué le mouvement de la plate forme tend à étendre la bande du clutter-sol sur une largeur d'environ 2 à 3 m/s et l'on fait appel aux filtres de Butterworth [21].