

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure
et de la Recherche Scientifique

Université de Blida1

Institut d 'Aéronautique et des Etudes Spatiales

Mémoire de Master

Option : C.N.S./A.T.M.

Communication Navigation Surveillance/Air Trafic Management

Thème

Estimation d'un Spectre Pulse Doppler par des méthodes classiques et hautes résolution

Présenté par :

Mr.KHELOUF Hichem.

Proposé par :

Dr. OTMANE Fadhéla.

Année Universitaire : 2013/2014

Résumé

L'objectif de ce travail est de présenter la démarche adoptée pour l'estimation d'un spectre pulse doppler. En premier le principe du radar pulse doppler et le fonctionnement de sont récepteur seront étudiés pour montrer comment s'effectue la détection des décalages doppler. Ensuite la théorie et les méthodes d'estimation spectrale classiques et modernes seront évoquées, en particulier les méthodes du périodogramme et les méthodes paramétriques à fonction de transfert. En fin une simulation sera présentée pour concrétiser l'étude théorique. Une discussion et comparaison des résultats obtenus sera menée en termes de précision spectrale et résolution en fréquence.

Abstract

The objective of this work is to present the approach to the estimation of a pulse Doppler spectrum. First the principle of pulse doppler radar and receiver are operating will be studied to show how is the detection of Doppler shifts. Then the theory and classical and modern spectral estimation methods will be discussed, including methods of periodogram and parametric methods to transfer function. In the end the simulation will be presented to realize the theoretical study. A discussion and comparison of results will be conducted in terms of spectral accuracy and frequency resolution.

ملخص

إن الهدف من هذا العمل هو تقديم مقارنة لتقدير طيف دوبلر بنبضة. أولاً العمل الأساسي لدراسة مبدأ عمل نبض رادار دوبلر في جهاز الاستقبال لإظهار الكشف عن انسحاب دوبلر.

إن النظرية وطرق التقدير الطيفي الكلاسيكية والحديثة يختص بمناهج البريودو غرام و الحدوديات بدالة التحويل. إن المحاكاة مقدمة من أجل تحقيق الدراسة النظرية. المناقشة و المقارنة للنتائج المتحصل عليها تجسد في الدقة الطيفية والتحليل الترددي.



Remerciements

Mes remerciements vont en premier lieu à ALLAH Tout Puissant qui a illuminé mon chemin de la lueur du savoir et de la science et pour la volonté, la santé et la patience qu'il m'a prodigué durant toutes ces années d'études.

- *Je tiens également à remercier ma respectueuse Directrice de Mémoire Dr. Otmane Fadhela pour m'avoir accordé sa confiance et partagé son savoir durant l'élaboration de ce travail.*
- *Je tiens à remercier vivement Dr. Meguellati Smaine et Monsieur Mohamed Taifor Abdelwaheb.*

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- *Mon cher père qui a souffert pour me voir grand et instruit.*
- *Ma chère mère qui m'a donnée tant d'affection et de tendresse, qui m'a soutenu dans tous les moments et qui est l'origine de tous mes succès.*
- *Mon frère,*
- *Mes sœurs.*
- *Toute ma famille*
- *Tous mes amis.*
- *Tous ceux qui me connaissent ou que je connais de prêt ou de loin.*

Hichem

SOMMAIRE

| | Page |
|------------------------------------|-------------|
| LISTE DES FIGURES | i |
| LISTE DES TABLEAUX | iv |
| INTRODUCTION GÉNÉRALE | 01 |

CHAPITRE I : GÉNÉRALITÉS SUR LES RADARS

| | |
|---|----|
| I.1. HISTORIQUE DU RADAR | 02 |
| I.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT RADAR | 03 |
| I.3. COMPOSANTES D'UN SYSTÈME RADAR | 04 |
| I.3.1. Émetteur | 04 |
| I.3.2. Duplexeur | 05 |
| I.3.3. Antenne | 05 |
| I.3.4. Récepteur | 05 |
| I.3.5. Affichage | 06 |
| I.4. CLASSIFICATION DES RADARS | 06 |
| I.4.1. Radars imageurs et non imageurs | 06 |
| I.4.2. Radars primaires | 06 |
| I.4.3. Radars secondaires | 07 |
| I.4.4. Radars à impulsions | 07 |
| I.4.5. Radars à onde continue | 08 |
| I.4.6. Radars à onde continue non modulée | 08 |
| I.4.7. Radars à onde continue modulée | 08 |
| I.4.8. Radars bistatiques | 09 |
| I.5. FREQUENCES RADAR | 09 |
| I.5.1. Bande des hautes fréquences 'HF' (3 à 30 MHz) | 09 |
| I.5.2. Bande des très hautes fréquences 'VHF' (30 à 300 MHz) | 09 |
| I.5.3. Bande des ultra hautes fréquences 'UHF' (300 à 1000 MHz) | 10 |
| I.5.4. Bande de fréquences L (1.0 à 2.0 GHz) | 10 |
| I.5.5. Bande de fréquences S (2.0 à 4.0 GHz) | 10 |
| I.5.6. Bande de fréquences C (4.0 à 8.0 GHz) | 10 |
| I.5.7. Bande de fréquences X (8 à 12.5 GHz) | 10 |
| I.5.8. Bandes de fréquences K (12.5 à 40 GHz) | 10 |
| I.6. POSITIONNEMENT DE LA CIBLE | 11 |
| I.6.1. Mesure de la distance | 11 |
| I.6.2. Mesure de la direction | 11 |
| I.6.3. Angle de site et altitude | 12 |
| I.7. PERFORMANCES RADAR | 13 |
| I.7.1. Résolution radar | 13 |
| I.7.1.1. Résolution en distance | 13 |
| I.7.1.2. Résolution angulaire | 13 |
| I.7.1.3. cellules de résolution | 14 |
| I.7.1.4. Portée visuelle du radar | 15 |
| I.8. CONCLUSION | 16 |

CHAPITRE II : RADAR PULSE DOPPLER

| | |
|---|----|
| II.1. INTRODUCTION | 17 |
| II.2. L'EFFET DOPPLER | 17 |
| II.2.1. L'effet de doppler observé dans le radar | 18 |
| II.3. RADAR PULSE DOPPLER | 20 |
| II.3.1. Caractéristiques du radar pulse doppler | 21 |
| II.3.2. Principe de fonctionnement | 21 |
| II.3.2.1. Partie émission | 23 |
| II.3.2.1.1. Accomplissement de la cohérence | 23 |
| II.3.2.1.2. Excitateur | 23 |
| II.3.2.1.3. Émetteur | 24 |
| II.3.2.1.4. Antenne | 25 |
| II.3.2.2. Partie réception | 25 |
| II.3.2.2.1. Récepteur | 25 |
| II.3.2.2.2. Processeur du signal | 26 |
| II.3.2.2.3. Processeur de données | 27 |
| II.4. PERFORMANCES DU RADAR PULSE DOPPLER | 27 |
| II.4.1. Choix de la fréquence d'émission | 28 |
| II.4.2. Résolution en Vitesse | 28 |
| II.4.3. Résolution Angulaire | 28 |
| II.4.4. Sélection de la PRF | 29 |
| II.4.5. Ambiguïtés distance | 29 |
| II.4.6. Ambiguïté doppler (Dilemme Doppler) | 29 |
| II.4.7. Ambiguïté vitesse | 30 |
| II.4.8. Catégories de la PRF | 31 |
| II.5. SPECTRE PULSE DOPPLER | 31 |
| II.5.1. Train d'impulsions | 31 |
| II.5.2. Durée de modulation des impulsions | 32 |
| II.5.3. Porteuse non modulée | 32 |
| II.5.4. Porteuse modulée par le train d'impulsions | 32 |
| II.5.5. Transformée de Fourier de la porteuse modulée | 33 |
| II.6. APPLICATIONS DU RADAR PULSE DOPPLER | 34 |
| II.7. CONCLUSION | 34 |

CHAPITRE III : REPRÉSENTATION SPECTRALE DES SIGNAUX

| | |
|---|----|
| III.1. INTRODUCTION | 35 |
| III.2. L'ALÉATOIRE EN THÉORIE DU SIGNAL | 35 |
| III.3. CLASSIFICATION DES PROCESSUS | 35 |
| III.3.1. Processus déterministes | 35 |
| III.3.2. Processus Stochastiques | 35 |
| III.4. REPRÉSENTATION DES PROCESSUS STOCHASTIQUES | 36 |
| III.4.1. Moyenne Statistique | 36 |
| III.4.2. Variance et Écart-Type | 36 |
| III.4.3. Moyenne Temporelle | 36 |
| III.4.4. Fonction d'autocorrélation | 37 |

| | Page |
|--|-------------|
| III.4.5. Ergodicité | 37 |
| III.4.5.1. Érgodicité en moyenne | 38 |
| III.4.5.2. Érgodicité en autocorrélation | 38 |
| III.5. REPRÉSENTATION FRÉQUENTIELLE | 38 |
| III.5.1. BRUIT BLANC | 40 |
| III.5.2. Transformée de Fourier Discrète (TFD) | 40 |
| III.6. MÉTHODES D'ESTIMATION SPECTRALE | 40 |
| III.6.1. Méthodes Non Paramétriques | 41 |
| III.6.2. Méthodes Paramétriques | 41 |
| III.7. PRÉCISION ET RÉOLUTION SPECTRALES | 41 |
| III.7.1. Précision Spectrale | 41 |
| III.7.2. Résolution Spectrale | 41 |
| III.8. ESTIMATION SPECTRALE NON PARAMÉTRIQUE | 42 |
| III.8.1. Périodogramme | 42 |
| III.8.1.1. Définition | 42 |
| III.8.2. Périodogramme Moyennée | 42 |
| III.9. ESTIMATION SPECTRALE PARAMÉTRIQUE | 43 |
| III.9.1. MODÈLES RATIONNELS LINÉAIRES | 43 |
| III.9.1.1. Définition | 43 |
| III.9.2. Processus <i>MA</i> , <i>AR</i> et <i>ARMA</i> | 44 |
| III.9.2.1. Processus à Moyenne Mobile <i>MA</i> d'ordre <i>Q</i> | 44 |
| III.9.2.1.1. Spectre d'un <i>MA(Q)</i> | 44 |
| III.9.2.2. Processus Autorégressif <i>AR</i> d'ordre <i>P</i> | 45 |
| III.9.2.2.1. Spectre <i>AR</i> d'ordre <i>P</i> | 46 |
| III.9.2.3. Processus <i>ARMA</i> (<i>Q</i> , <i>P</i>) | 46 |
| III.9.2.3.1. Spectre <i>ARMA</i> d'ordre (<i>Q</i> , <i>P</i>) | 46 |
| III.9.3. Relation entre les modèles | 47 |
| III.9.4. Méthodes Haute Résolution | 47 |
| III.9.4.1. Signaux périodiques et équations récurrentes | 47 |
| III.9.4.2. Méthode de Prony | 48 |
| III.10. CONCLUSION | 49 |

CHAPITRE IV : SIMULATION ET RESULTAT

| | |
|---|----|
| IV.1. INTRODUCTION | 50 |
| IV.2. GÉNÉRATION DES SIGNAUX | 50 |
| IV.2.1. Cellules distance | 50 |
| IV.2.2. Fluctuation de la cible | 51 |
| IV.2.3. Bruit additif | 52 |
| IV.2.4. Signal pulse doppler | 52 |
| IV.3. SPECTRE DOPPLER DU PÉRIODOGRAMME | 54 |
| IV.3.1. Variation du nombre d'échantillons disponibles <i>N</i> | 54 |
| IV.3.2. Variation du SNR | 56 |
| IV.3.3. Résolution en fréquence | 57 |
| IV.4. SPECTRE DU PÉRIODOGRAMME MOYENNÉ | 61 |
| IV.4.1. Organigramme du Périodogramme moyenné | 61 |
| IV.4.2. Variation du nombre d'échantillons disponibles <i>N</i> | 62 |
| IV.4.3. Variation du SNR | 63 |

| | Page |
|---|-------------|
| IV.4.4. Variation du nombre de fenêtres | 64 |
| IV.4.5. Résolution en fréquence | 66 |
| IV.5. SPECTRE DE PRONY | 69 |
| IV.5.1. Organigramme de prony | 69 |
| IV.5.2. Variation de la longueur de l'échantillon N | 70 |
| IV.5.3. Variation de l'ordre du modèle | 71 |
| IV.5.4. Variation du SNR | 73 |
| IV.5.5. Résolution en fréquence | 75 |
| IV.6. ÉTUDE COMPARATIVE | 78 |
| IV.7. CONCLUSION | 79 |
| CONCLUSION GÉNÉRALE | 80 |
| RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES | 82 |

LISTE DES FIGURES

| Figure | Page |
|--|------------------------------------|
| Figure I.1 : Principe du radar | 03 |
| Figure I.2 : Représentation du parcours de l'onde dans le radar | 04 |
| Figure I.3 : Émetteur radar à oscillateur de puissance | 05 |
| Figure I.4 : Diagramme fonctionnel d'un système radar | 06 |
| Figure I.5 : Radar primaire de l'aéroport Nice Côte-d'Azur | 07 |
| Figure I.6 : Antenne SSR de contrôle militaire | 07 |
| Figure I.7 : Cycle émission/écoute d'un système radar à impulsions | 08 |
| Figure I.8 : Principe d'un radar doppler à onde continue | 08 |
| Figure I.9 : Fonction du radar bistatique | 09 |
| Figure I.10: Azimut de la cible..... | 12 |
| Figure I.11: Détermination de l'azimut par rapport à la largeur du faisceau..... | 12 |
| Figure I.12: Positionnement d'une cible par les angles de site (ϵ) et d'azimut (β)..... | 13 |
| Figure I.13: Résolution angulaire..... | 14 |
| Figure I.14: Cellule de résolution..... | Erreur ! Signet non défini. |
| Figure I.15: Courbure des ondes électromagnétiques | Erreur ! Signet non défini. |
| Figure I.16: Portée visuelle d'un radar..... | Erreur ! Signet non défini. |
| Figure II.1 : Effet doppler découvert sur la couleur apparente d'une source de lumière | 18 |
| Figure II.2 : Système radar bistatique à deux configurations dimensionnelles..... | 19 |
| Figure II.3 : Diagramme fonctionnel d'un radar pulse doppler | Erreur ! Signet non défini. |
| Figure II.4 : Diagramme fonctionnel d'un radar à impulsions..... | 22 |
| Figure II.5 : Principe de la cohérence | 23 |
| Figure II.6 : Train d'impulsions fourni par l'oscillateur maître | 23 |
| Figure II.7 : Amplificateur de haute puissance du signal reçu par l'excitateur..... | 24 |
| Figure II.8 : Composante d'un tube amplificateur à onde progressive | 24 |
| Figure II.9 : Blocs fondamentaux du récepteur..... | 25 |
| Figure II.10 : Détecteurs synchronisés | 26 |
| Figure II.11 : Blocs processeur de signal | Erreur ! Signet non défini. |
| Figure II.12 : Principales entrées du processeur de données..... | Erreur ! Signet non défini. |
| Figure II.13 : Aptitude radar en résolution angulaire | Erreur ! Signet non défini. |

| | Page |
|---|------------------------------------|
| Figure II.14 : Analyse en fréquences d'un signal radar | 29 |
| Figure II.15 : Echo radar | 31 |
| Figure II.16 : Porteuse non modulée | 32 |
| Figure II.17 : Porteuse modulée par impulsions | 33 |
| Figure II.18 : Partie des fréquences positives de la transformée de Fourier pour un train de N impulsion rectangulaires. | Erreur ! Signet non défini. |
| Figure III.1 : Ensembles de différentes classes des processus | 38 |
| Figure III.2 : Séparation en Fréquence..... | 41 |
| Figure III.3 : Processus ARMA (P, Q) vu comme la sortie d'un filtre linéaire | 44 |
| Figure III.4 : Génération d'un processus AR..... | 45 |
| Figure IV.1 : Cellules distance | 50 |
| Figure IV.2 : Volume d'une cellule-distance | 51 |
| Figure IV.3 : Points brillants d'une cible réelle..... | 51 |
| Figure IV.4 : Représentation du bruit additif, SNR=10 dB | 52 |
| Figure IV.5 : Décalage doppler N = 100 impulsions, $f_d=200$ Hz..... | 53 |
| Figure IV.6 : Décalage doppler avec fluctuations de la cible N = 100 impulsions, $f_d=200$ Hz..... | 53 |
| Figure IV.7 : Décalage doppler avec fluctuations de la cible et bruit additif N = 100 impulsions, $f_d=200$ Hz, SNR=10 dB..... | 54 |
| Figure IV.8 : Spectre doppler du périodogramme N = 100 impulsions, $f_d=200$ Hz, SNR = 10 dB..... | 55 |
| Figure IV.9 : Spectre doppler du périodogramme N = 1000 impulsions, $f_d=200$ Hz, SNR = 10 dB..... | 55 |
| Figure IV.10 : Spectre doppler du périodogramme N = 100 impulsions, SNR = 10 dB..... | 56 |
| Figure IV.11 : Spectre doppler du périodogramme N = 100 impulsions, $f_d=200$ Hz, SNR = -2 dB..... | 56 |
| Figure IV.12 : Spectre doppler du périodogramme N = 1000 impulsions, $f_d=200$ Hz, SNR = -3.5 dB..... | 57 |
| Figure IV.13 : Spectre doppler du périodogramme $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, N = 100 impulsions, SNR=10 dB..... | 58 |
| Figure IV.14 : Spectre doppler du périodogramme $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, N = 100 impulsions, SNR=1.3 dB..... | 58 |
| Figure IV.15 : Spectre doppler du périodogramme $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, N = 100 impulsions, SNR= 0 dB..... | 59 |
| Figure IV.16 : Spectre doppler du périodogramme $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, N = 1000 impulsions, SNR= 0 dB..... | 60 |
| Figure IV.17 : Organigramme de la méthode du périodogramme moyennée..... | 61 |

| | Page |
|---|-------------|
| Figure IV.18 : Spectre doppler du périodogramme moyenné $f_d=200$ Hz, SNR = 10 dB, N = 100 impulsions, 5 fenêtres Hamming..... | 62 |
| Figure IV.19 : Spectre doppler du périodogramme moyenné SNR = 10 dB, N = 1000 impulsions, 5 fenêtres Hamming..... | 62 |
| Figure IV.20 : Spectre doppler du périodogramme moyenné SNR = 10 dB, N = 100 impulsions, 5 fenêtres Hamming..... | 63 |
| Figure IV.21 : Spectre doppler du périodogramme moyenné SNR = -2.4 dB, N = 100 impulsions, 5 fenêtres Hamming..... | 63 |
| Figure IV.22 : Spectre doppler du périodogramme moyenné SNR = -3.4 dB, N = 100 impulsions, 5 fenêtres Hamming..... | 64 |
| Figure IV.23 : Spectre doppler du périodogramme moyenné SNR = 10 dB, N = 1000 impulsions, 4 fenêtres Hamming..... | 64 |
| Figure IV.24 : Spectre doppler du périodogramme moyenné SNR = 10 dB, N = 1000 impulsions, 20 fenêtres Hamming..... | 65 |
| Figure IV.25 : Spectre doppler du périodogramme moyenné $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, N = 100, 5 fenêtres Hamming..... | 66 |
| Figure IV.26 : Spectre doppler du périodogramme moyenné $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, N = 1000, 5 fenêtres Hamming..... | 66 |
| Figure IV.27 : Spectre doppler du périodogramme moyenné $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, N = 1000, 10 fenêtres Hamming..... | 67 |
| Figure IV.28 : Organigramme de l'algorithme de prony..... | 69 |
| Figure IV.29 : Spectre doppler de prony P = 2, SNR = 10 dB, N= 100 impulsions..... | 70 |
| Figure IV.30 : Spectre doppler de prony P = 2, SNR = 10 dB, N= 1000 impulsions..... | 70 |
| Figure IV.31 : Spectre doppler de prony P = 4, SNR= 10 dB, N = 100 impulsions..... | 71 |
| Figure IV.32: Spectre doppler de prony P = 10, SNR= 10 dB, N = 100 impulsions..... | 71 |
| Figure IV.33 : Spectre doppler de prony P = 20, SNR= 10 dB, N = 100 impulsions..... | 72 |
| Figure IV.34 : Spectre doppler de prony SNR= 10 dB, P = 10, N = 100 impulsions..... | 73 |
| Figure IV.35 : Spectre doppler de prony SNR= -2 dB, P = 10, N = 100 impulsions..... | 73 |
| Figure IV.36 : Spectre doppler de prony SNR= -3 dB, P = 10, N = 100 impulsions..... | 74 |
| Figure IV.37 : Spectre doppler de prony $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, P = 4, N = 100 impulsions..... | 75 |
| Figure IV.38 : Spectre doppler de prony $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, P = 10, N =100 impulsions..... | 75 |
| Figure IV.39 : Spectre doppler de prony $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, P = 20, N = 100 impulsions..... | 76 |
| Figure IV.40 : Spectre doppler de prony $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, SNR= 2, P = 20, N = 1000 impulsions..... | 76 |
| Figure IV.41 : Étude comparative SNR=10 dB. N=1000 impulsions, 10 fenêtre Hamminng, p = 20..... | 78 |



LISTE DES TABLEAUX

| | Page |
|--|-------------|
| Tableau IV.1 : caractéristique du radar terrestre pulse doppler TDWR..... | 50 |
| Tableau IV.2 : Résultats du spectre du périodogramme SNR=10 dB, $f_d=200$ Hz, N=100/1000 impulsions..... | 56 |
| Tableau IV.3 : Résultats du spectre du périodogramme $f_d= 200$ Hz, N=100 impulsions, SNR=10 dB/ -2 dB/ -3.5 dB..... | 57 |
| Tableau IV.4 : Résultats du spectre du périodogramme $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2}= 210$ Hz, N=100 impulsions, SNR=10 dB/ -2 dB/ -3.5 dB .. | 59 |
| Tableau IV.5 : Résultats du spectre du périodogramme $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2}= 210$ Hz, SNR= 0 dB, N=100/1000 impulsions | 60 |
| Tableau IV.6 : Résultats du spectre du périodogramme moyenné $f_d = 200$ Hz, SNR= 10 dB, N=100/1000 impulsions..... | 63 |
| Tableau IV.7 : Résultats du spectre du périodogramme moyenné $f_d = 200$ Hz, N=100 impulsions, SNR= 10 /-2.4/-3.4 dB | 64 |
| Tableau IV.8 : Résultats du spectre du périodogramme moyenné $f_d = 200$ Hz, N=1000 impulsions, SNR= 10 dB, 4 / 20 fenêtres Hamming | 65 |
| Tableau IV.9 : Résultats du spectre du périodogramme moyenné, $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2}= 210$ Hz N=100/1000 impulsions, SNR= 10 dB, 5 / 10 fenêtres Hamming..... | 67 |
| Tableau IV.10 : Résultats du spectre de Prony $f_d = 200$ Hz, SNR= 10 dB, P=2, N=100/1000 impulsions | 71 |
| Tableau IV.11 : Résultats du spectre de Prony $f_d = 200$ Hz, SNR= 10 dB, N=100, P = 4,10,20 | 72 |
| Tableau IV.12 : Résultats du spectre de Prony $f_d = 200$ Hz, SNR= 10,-2,-3 dB, N=100, P = 4,10,20 | 74 |
| Tableau IV.13 : Résultats du spectre de Prony, $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, SNR= 10 dB/2 dB, N=100/1000 impulsions, P = 4/10/20 | 77 |
| Tableau IV.14 : Résultats pour l'étude comparative $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, SNR= 10 dB N=1000 impulsions, P = 20, 10 fenêtres Hamming..... | 79 |



INTRODUCTION GÉNÉRALE

La technologie radar a connu une évolution énorme ces dernières dizaines années. Dotés de systèmes d'exploitation très performants, ils peuvent fournir beaucoup d'informations à propos de la cible. Le radar pulse doppler est un radar primaire à impulsions qui fournit la vitesse radiale de la cible par détection des décalages doppler induits par la mobilité des cibles. Il trouve un large champ d'application dans le contrôle du trafic aérien par la détermination des vitesses des cibles, estimation de leurs positions futures et prévention des abordages aériens.

Le récepteur du radar pulse doppler est un récepteur moderne à translation de fréquence (superhétérodyne) muni d'un processeur du signal sur lequel sont exécutés les calculs numériques essentiels à la tâche d'un radar pulse doppler.

Le traitement numérique du signal est une discipline qui s'est largement ouverte aujourd'hui aux grandes applications. Dans un récepteur pulse doppler on fait appel aux techniques du traitement numérique du signal lors du traitement d'un écho pulse doppler : réduction du bruit par filtrage adapté, élimination du clutter (échos indésirables) par filtrage numérique, détection de décalage doppler par implémentation de la fft et détection à des taux constants de fausse-alarme (CFAR).

Pour la détection des décalages doppler on fait appel à l'estimation spectrale. Les méthodes d'estimation spectrale se divisent en deux catégories, les méthodes classiques fondées sur un calcul direct de la transformée de Fourier discrète d'une séquence d'échantillons mesurée et les méthodes modernes dites à haute résolution qui impliquent la notion de prédiction linéaire ou l'on attribue un modèle qui approche une série de mesures et on calcule la transformée de Fourier du modèle.

Dans ce contexte, l'objectif de ce travail consiste à estimer un spectre pulse doppler par des méthodes classiques et haute résolution en vue de comparer leur performances du point de vue précision spectrale et résolution en fréquence qui sont des caractéristiques importantes en détection des fréquences doppler.

Pour bien mener ce modeste travail, nous avons articulé ce mémoire autour de quatre chapitres :

- Chapitre I : consacré aux généralités radar dans le but de décrire la fonction radar, les différents systèmes exerçant cette tâche et les différentes informations fournies par un système radar.
- Chapitre II : présente les caractéristiques, le fonctionnement et les performances du radar pulse Doppler qui est une innovation dans la technologie radar.
- Chapitre III : dans lequel sont présentées la théorie et les méthodes d'estimation spectrale classiques et haute résolution.
- Chapitre IV : Une série de simulations est illustrée pour concrétiser la théorie adoptée et tirer les performances et limitations de chaque méthode d'estimation spectrale.

I.1. HISTORIQUE DU RADAR

Le Radar est l'une des merveilles du vingtième siècle; c'est un système électromagnétique utilisé pour détecter la présence des objets mobiles et déterminer leur trajectoire, leur vitesse, leur point de contact le plus proche, et d'autres données, tout en transmettant des ondes radioélectriques dont la longueur d'onde varie de quelques centimètres à environ 1 m.

L'histoire de la détection radar a débuté par les travaux du physicien britannique James Clerk Maxwell en 1864, qui a prédit mathématiquement la propagation des ondes électromagnétiques. En 1886 le physicien Allemand Heinrich Rudolf Hertz a confirmé expérimentalement la propagation. L'ingénieur Allemand Christian Hülsmeier fut le premier, en 1904, à suggérer l'utilisation des échos radio dans un appareil de détection afin d'éviter les collisions en navigation aérienne.

En 1917 Nikola Tesla a établi les principes théoriques (fréquences et niveaux de puissance) du futur radar. En 1922, un dispositif similaire fut proposé par l'inventeur italien Guglielmo Marconi. Par la suite le radar fut développé progressivement grâce à la contribution de nombreux savants, ingénieurs et techniciens. Au cours de la deuxième guerre mondiale (Bataille d'Angleterre) Wattson Watt a réalisé un détecteur radio auquel les américains lui ont attribué le nom de Radar qui est la contraction de l'expression "Radio Detection And Ranging" qui signifie détection de la présence et mesure de la distance d'objets à l'aide d'ondes électromagnétiques, ou "Radiorepérage". Les premières utilisations opérationnelles du radar ont eu lieu pendant la seconde guerre mondiale afin de détecter l'approche d'avions ou de navires ennemis.

Les radars ont aujourd'hui une très grande variété d'applications dans de nombreux domaines tels que la défense militaire, maritime, météorologie, circulation et sécurité routière, etc. Dans le domaine militaire le radar a modifié progressivement les caractéristiques de la guerre aérienne en supprimant presque complètement la surprise dans le déroulement des opérations car il permet de détecter à grande distance les avions et les navires, de suivre leur route, de jour comme de nuit, à travers les nuages, les brouillards et les fumées artificielles.

Le radar reste ainsi un élément indispensable à la mise en œuvre d'une aviation moderne, associé à des calculateurs qui traitent instantanément les informations reçues et les transforment pour les visualiser et les exploiter immédiatement, il est plus que jamais à la base des systèmes de défense aérienne. La propriété première du radar, à savoir une grande précision des mesures de la distance a aussi permis de mesurer avec précision la distance de la terre à différents astres en utilisant soit des ondes radio, soit le laser.

Dans le domaine civil, les applications du radar sont devenues nombreuses et importantes, allant du contrôle de la circulation aérienne, si dense actuellement, avec des installations de grande portée, à l'atterrissage dans des conditions de visibilité très réduites. En météorologie, il permet de suivre les précipitations, de mesurer le plafond des couches nuageuses au dessus des aérodromes et d'avertir les équipages de la présence de perturbation sur leur route, ce qui permet de prendre des mesures d'évitement.

Sur les routes, il permet la surveillance de la vitesse des automobilistes, et par conséquent, participe à l'amélioration de la sécurité de la circulation routière; Enfin, il est largement utilisé dans l'exploration spatiale puisqu'il rend possible l'étude du sol des planètes.

Le terme radar s'applique donc à une vaste gamme de matériels et d'installations allant d'équipements de bord de volume et de poids très réduits à de très grandes installations. Cependant, en dépit de cette extrême diversité d'aspects et d'emploi, les mêmes principes de base s'appliquent pour tous les types d'équipements.

I.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT RADAR

Le principe utilisé par les radars est voisin de celui de la réflexion des ondes sonores. Lorsqu'on crie dans la direction d'un objet qui peut réfléchir le son de la voix (dans une grotte par exemple), on entend l'écho du cri. Si on connaît la vitesse du son dans l'air, on peut alors estimer la distance et la direction générale de l'objet. Le temps nécessaire à l'aller et au retour du son peut être converti en distance si l'on connaît sa vitesse.



Figure I.1 : Principe du radar.

Le radar utilise les ondes électromagnétiques. Le signal hyperfréquence est émis en direction de la cible. Une petite partie de l'énergie émise est réfléchi par la cible dans la direction du radar (Figure I.1). Cette énergie renvoyée par la cible jusqu'au radar est appelée écho. Un radar utilise l'écho afin de déterminer la direction et la distance de l'objet qui a réfléchi son signal. La Figure I.2 illustre le principe de fonctionnement du radar. Le signal émis par le radar est généré par un émetteur puissant puis passe par un duplexeur qui l'achemine vers l'antenne émettrice. Chaque cible réfléchit le signal en le dispersant dans un grand nombre de directions ce qui se nomme la 'diffusion'. La rétrodiffusion est le terme désignant la partie du signal réfléchi diffusée dans la direction opposée à celle des ondes incidentes (émises). L'écho ainsi réfléchi par la cible vers l'antenne sera acheminé par le duplexeur vers un récepteur très sensible.

Les échos détectés par le radar peuvent être finalement visualisés sur un écran de type PPI (plan d'indication de la position) ou sur tout autre système de visualisation. L'écran de type PPI permet de visualiser un vecteur dont l'origine est la position actuelle du radar et la direction l'axe de l'antenne. Ce vecteur fait le tour de l'écran à la vitesse de rotation de l'antenne, et la position de l'axe de l'antenne au moment où un écho est détecté correspond donc à la direction dans laquelle se trouve cet écho.

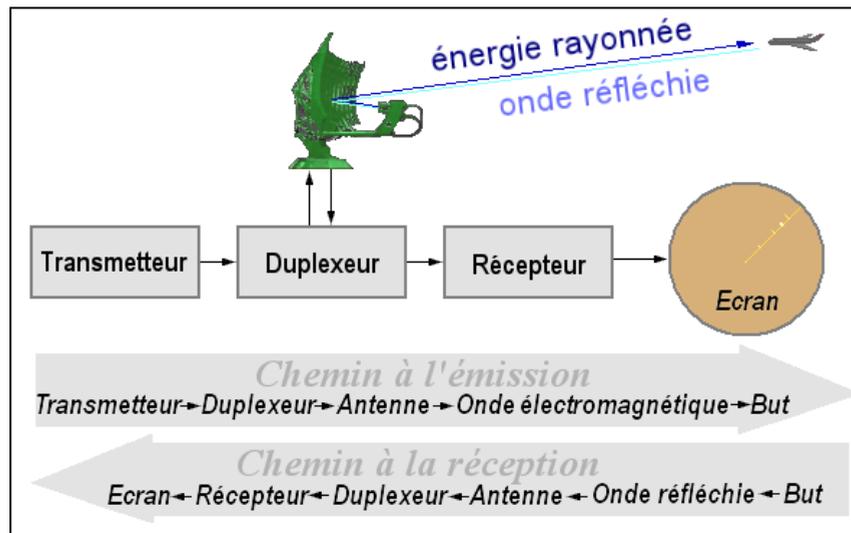


Figure I.2 : Représentation du parcours de l'onde dans le radar.

Le principe de base de fonctionnement d'un radar est très simple. Sa connaissance est cependant indispensable à la définition exacte et à l'utilisation de tout système radar. La réalisation et la mise en œuvre recourent à un large éventail de disciplines dans des domaines variés tels que la mécanique, l'électricité, l'électronique, les hyperfréquences, le traitement du signal et le traitement rapide de grands volumes de données numériques. La mesure de la distance par un radar est possible du fait des propriétés de l'énergie électromagnétique :

- Cette énergie se propage dans l'espace en ligne droite et à vitesse constante.
- L'énergie électromagnétique se propage approximativement à la vitesse de la lumière ($3 \cdot 10^8$ m/s).
- Les ondes électromagnétiques sont réfléchies lorsqu'elles rencontrent une surface conductrice. Si après l'émission d'un signal, on reçoit une partie de son énergie qui retourne vers la source, alors on confirme la présence obstacle dans la direction de sa propagation.

I.3. COMPOSANTES D'UN SYSTÈME RADAR

I.3.1. Émetteur

L'émetteur est un dispositif qui produit des pulsations électromagnétiques de très hautes fréquences. Il comprend un oscillateur permanent, un amplificateur et un modulateur. Pour la majorité des radars la génération d'impulsions courtes et de forte puissance nécessite une technologie différente de celle d'un émetteur radio utilisé en télécommunications. Sachant qu'une longueur d'onde courte produit un faisceau radar étroit qui distingue et sépare mieux les échos de deux cibles. Un modulateur (générateur d'impulsions) constitue la partie active d'un émetteur radar à impulsions.

C'est un circuit électronique qui permet de fractionner l'onde continue produite par l'oscillateur en impulsions. Il permet de stocker l'énergie pendant les périodes séparant deux émissions successives et de la restaurer pendant le temps très bref de l'émission. Un radar émet de 500 à 3000 impulsions par seconde de durées de 0,1 à 0,5 μ s. L'opérateur peut varier le rythme et la durée des impulsions, en fonction de la zone à couvrir.



Figure I.3: Émetteur radar à oscillateur de puissance.

I.3.2. Duplexeur

C'est un composant équivalent à un commutateur électronique qui dirige l'onde vers l'antenne lors de l'émission ou le signal écho depuis l'antenne vers le récepteur lors de la réception (radar monostatique). Il permet donc d'utiliser la même antenne pour les deux fonctions, avec des pertes minimales. Il est primordial qu'il soit bien synchronisé puisque la puissance du signal émis est de l'ordre du Mégawatt alors que le récepteur traite des signaux d'une puissance de l'ordre du milliwatt.

I.3.3. Antenne

C'est l'élément le plus visible et le plus connu du radar. Son rôle est de concentrer l'énergie émise par le radar dans un angle solide déterminé. Le meilleur rendement d'une antenne radar est obtenu en la fixant à une hauteur de 3 à 6 mètres au-dessus du niveau de la mer, à l'endroit le plus dégagé possible. L'antenne radar est conçue de façon à concentrer l'énergie des impulsions émises en un faisceau horizontal étroit. Pour repérer les cibles, l'antenne émet sur le plan horizontal, un rayon très étroit (2° à 4°). Plus l'antenne est large plus le faisceau est étroit. Sur le plan vertical, le rayon de balayage se situe entre 20° et 40° et son centre est dirigé vers l'horizon de façon à tenir compte du roulis et du tangage sans perdre les cibles de vue. Les antennes radar doivent avoir une directivité élevée. La directivité d'une antenne caractérise la manière dont celle-ci concentre son rayonnement dans une certaine direction de l'espace pour envoyer un faisceau étroit étant donné que la largeur du faisceau est proportionnelle à la longueur d'onde du rayonnement et inversement proportionnelle à la largeur de l'antenne.

I.3.4. Récepteur

Le récepteur est l'élément le plus délicat et souvent le plus complexe du radar. Il est installé près de l'antenne. Il doit amplifier et mesurer un signal extrêmement faible à une fréquence extrêmement haute.

En effet, le signal est converti et amplifié par un circuit superhétérodyne à une fréquence intermédiaire d'environ 30 MHz. Les fréquences très élevées du signal radar nécessitent l'utilisation d'oscillateurs et de mélangeurs de signaux de bonne précision. La fréquence intermédiaire est amplifiée de manière classique. Le signal est ensuite envoyé dans un calculateur.

I.3.5. Affichage

Le dispositif d'affichage est un composant utile du radar, celle sur laquelle sont fondées la navigation et la détection des obstacles. Les progrès de la technologie ont permis de développer des dispositifs d'affichage en couleurs et balayeurs de gauche à droite et de bas en haut. Un rayon rotatif synchronisé avec l'antenne balaie l'écran à la recherche d'objets, la représentation d'un objet sur l'écran est nommée spot.

I.4. CLASSIFICATION DES RADARS

En fonction des informations qu'ils doivent fournir, les équipements radars utilisent des qualités et des technologies différentes, ceci se traduit par la classification suivante:

I.4.1. Radars imageurs et non imageurs

Un radar imageur permet de présenter une image de l'objet (ou de la zone) observé. Les radars imageurs sont utilisés pour cartographier la terre, les autres planètes, les astéroïdes et les autres objets célestes. Ils offrent aux systèmes militaires une capacité de classification des cibles. Des exemples typiques de radars non imageurs sont les cinémomètres radars (sur le bord de la route) et les radios altimètres. Ce type de radars est également appelé diffusmètre; puisqu'il mesure les propriétés de réflexion de la région ou de l'objet observé et les dispositifs d'immobilisation antivols installés sur certains véhicules privés récents.

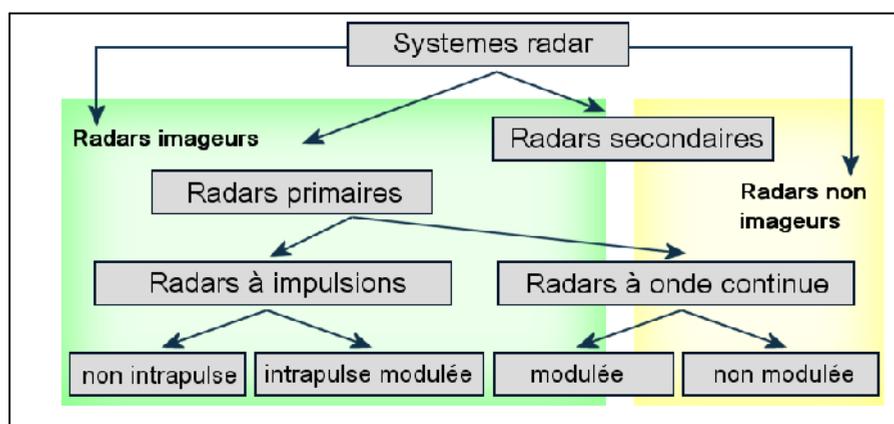


Figure I.4: Diagramme fonctionnel d'un système radar.

I.4.2. Radars primaires

Un radar primaire émet des signaux hyperfréquences qui sont réfléchis par les cibles. Les échos, ainsi créés sont reçus et traités. Contrairement à un radar secondaire, un radar primaire reçoit la partie réfléchie de son propre signal.



Figure I.5: Radar primaire de l'aéroport Nice Côte-d'Azur.

I.4.3. Radars secondaires

Avec ces radars, l'avion doit être équipé d'un transpondeur; (transmetteur répondeur) qui répond à l'interrogation du radar en générant un signal codé. Cette réponse contient des informations différentes de celles qu'un radar primaire peut fournir (niveau de vol, d'identification, ou encore un rapport de problème à bord comme une panne totale des radiocommunications).



Figure I.6: Antenne SSR de contrôle militaire.

I.4.4. Radars à impulsions

Les radars à impulsions émettent des impulsions hyperfréquences à forte puissance. Chaque impulsion est suivie d'un temps de silence plus long que l'impulsion elle-même, temps durant lequel les échos de cette impulsion peuvent être reçus, avant qu'une nouvelle impulsion ne soit émise. Direction, distance et parfois, si cela est nécessaire, altitude de la cible, peuvent être déterminées à partir des mesures du temps de propagation de l'impulsion émise (aller-retour) et de la position de l'antenne à la réception.

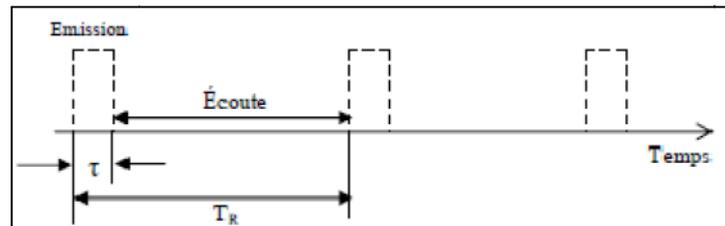


Figure I.7: Cycle émission/écoute d'un système radar à impulsions.

I.4.5. Radars à onde continue

Les radars à onde continue génèrent un signal hyperfréquence continu. Le signal réfléchi est reçu et traité dans un récepteur qui dispose de sa propre antenne, et qui n'est pas tenu d'être au même emplacement que l'émetteur. Tout émetteur de station radio civile peut être simultanément utilisé comme un émetteur radar, pour peu qu'un récepteur relié à distance puisse comparer les temps de propagation du signal direct et du signal réfléchi. Des essais ont montré que la localisation d'un avion était possible par la comparaison et le traitement des signaux provenant de trois différentes stations émettrices de télévision.

I.4.6. Radars à onde continue non modulée

Le signal émis par ces équipements est constant en amplitude et en fréquence. Spécialisés dans la mesure des vitesses par l'effet doppler, les radars à onde continue non modulée ne permettent pas de mesurer les distances des cibles. Ils sont employés par exemple par la gendarmerie pour les contrôles de vitesse sur les routes (cinémomètres radars).

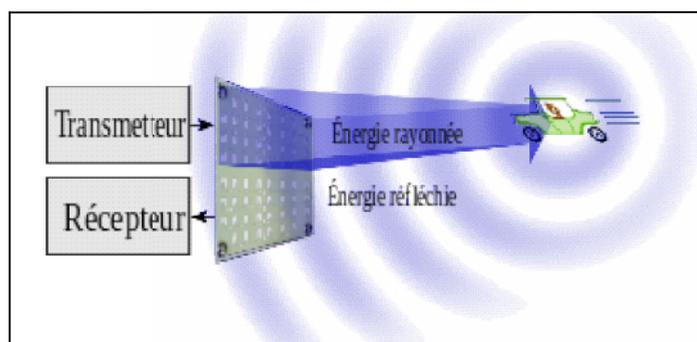


Figure I.8 : Principe d'un radar doppler à onde continue.

I.4.7. Radars à onde continue modulée

Le signal émis est constant en amplitude et modulé en fréquence. Cette modulation rend à nouveau possible le principe de la mesure du temps de propagation ce qui permet de déterminer la vitesse de la cible. Un avantage non négligeable de ce type d'équipement, est une réception non interrompue, et les mesures s'effectuent en permanence.

Ces radars sont utilisés lorsque les distances à mesurer ne sont pas trop grandes et qu'il est nécessaire d'effectuer des mesures ininterrompues (par exemple une mesure d'altitude pour un avion ou un profil de vents par un radar météorologique).

Un principe similaire est utilisé par des radars à impulsions qui génèrent des impulsions trop longues pour bénéficier d'une bonne résolution en distance. Ces équipements modulent souvent le signal contenu dans l'impulsion afin d'améliorer leur résolution en distance. On parle alors de la compression d'impulsion.

I.4.8. Radars bistatiques

Un radar bistatique se compose de deux installations considérablement éloignées l'une de l'autre. L'un des sites abrite les équipements consacrés à l'émission, l'autre est consacré à la réception, un tel radar utilise donc également deux antennes, une sur chaque site.

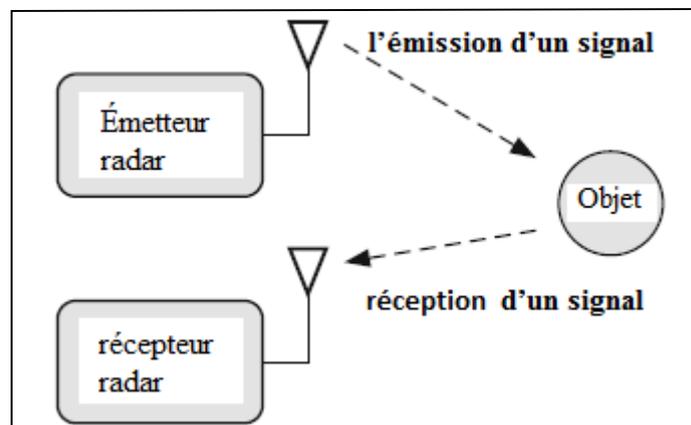


Figure I.9 : Fonction du radar bistatique.

I.5. FREQUENCES RADAR

I.5.1. Bande des hautes fréquences 'HF' (3 à 30 MHz)

Les premiers radars opérationnels installés avant la deuxième guerre mondiale étaient dans cette bande de fréquences, ils ont beaucoup d'inconvénients pour les applications. De grandes antennes sont exigées pour réaliser des largeurs de faisceau étroits, le niveau normal de bruit ambiant est élevé, les largeurs de bande disponibles sont étroites.

I.5.2. Bande des très hautes fréquences 'VHF' (30 à 300 MHz)

La plupart des radars développés dans les années 30 étaient dans cette bande de fréquences. La technologie radar à ces fréquences a représenté une entreprise audacieuse qui a poussé au bord de la technologie. Ces radars ont bien servi les besoins du temps et ont fermement établi l'utilité du radar. Les largeurs de bande sont étroites, le bruit externe peut être élevé, et les faisceaux sont larges.

Cependant, il est plus facile de réaliser la technologie nécessaire aux hyperfréquences. La puissance élevée et les grandes antennes sont aisément pratiques. Il est plus facile à réaliser les émetteurs et les oscillateurs stables exigés pour le bon MTI (détection des cibles mobiles) avec les très hautes fréquences.

I.5.3. Bande des ultra hautes fréquences 'UHF' (300 à 1000 MHz)

La bande UHF partage les propriétés de la bande VHF, cependant le bruit externe normal est beaucoup moins noté dans la bande UHF et les largeurs de faisceaux sont plus étroites qu'au VHF. Avec une antenne adaptée, c'est une bande convenable pour le radar de veille à longue portée, particulièrement pour les cibles extraterrestres.

Elle est bien adaptée pour les radars RSMA (radars de surveillance militaire aéroporté), par exemple les émetteurs à semi-conducteurs peuvent développer la puissance élevée à l'ultra haute fréquence aussi bien que l'offre les avantages de l'entretien et de la grande largeur de bande.

I.5.4. Bande de fréquences L (1.0 à 2.0 GHz)

C'est la bande de fréquences favorite pour les radars terrestres de surveillance aérienne à longue portée, tels que la distance 200 Nm utilisés en route pour le contrôle du trafic aérien. Il est possible de réaliser la bonne exécution de MTI à ces fréquences et d'obtenir la puissance élevée avec des antennes à faisceau étroit, Le bruit externe est bas. Les radars militaires peuvent être employés à cette bande. La bande L est également appropriée aux grands radars qui doivent détecter les cibles extraterrestres à long terme.

I.5.5. Bande de fréquences S (2.0 à 4.0 GHz)

Les radars de surveillance aérienne peuvent être de longue portée dans la bande 'S'. C'est également de bonnes fréquences pour des applications à moyenne portée de surveillance aérienne telles que le radar de veille d'aéroport qui sont trouvés sur des aéroports. À ces fréquences les faisceaux sont plus étroits et peuvent fournir une bonne précision en résolution angulaire, les radars militaires, les radars pulse doppler embarqués à longue portée de surveillance aérienne sont également fonctionnels dans cette bande.

I.5.6. Bande de fréquences C (4.0 à 8.0 GHz)

Cette bande se trouve entre la bande 'S' et la bande 'X' et peut être décrite comme un compromis entre les deux. Cependant, Il est difficile à réaliser des radars de surveillance aérienne à longue portée dans cette bande.

I.5.7. Bande de fréquences X (8 à 12.5 GHz)

Cette bande de fréquences est très connue pour le radar de poursuite des armes militaires et pour les applications civiles. Les applications de 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 dans 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 n'est pas.

I.5.8. Bandes de fréquences K (12.5 à 40 GHz)

Dans cette bande K les radars ont été centrés à une longueur d'onde de 1.25 cm (24 GHz). Plus tard cette bande a été subdivisée en deux bandes. La bande de fréquence inférieure a été indiquée Ku, et la bande supérieure a été indiquée Ka.

Ces fréquences sont d'intérêt en raison des grandes largeurs de bande et des faisceaux étroits qui peuvent être réalisées avec des petites ouvertures. Cependant, il est difficile de développer et rayonner la puissance élevée. On ne trouve pas beaucoup d'applications radar à ces fréquences

Il est difficile d'obtenir des récepteurs sensibles de haute puissance et des lignes de transmission aux longueurs d'onde millimétriques, La gamme d'ondes millimétriques est d'intérêt pour les opérations dans l'espace, où il n'y a aucune atténuation atmosphérique. Elle peut être également utilisée pour des applications à courte portée dans l'atmosphère où toute l'atténuation n'est pas grande et peut être toléré.

I.6. POSITIONNEMENT DE LA CIBLE

I.6.1. Mesure de la distance

La distance est calculée à partir du temps de transit (aller- retour) d'une brève impulsion radioélectrique émise et de sa vitesse de propagation C . La distance de l'écho (calculée par le radar), est la distance en ligne droite entre l'antenne du radar et la cible; (distance-sol), est la distance (horizontale) entre l'antenne du radar et la cible, elle ne peut être déterminée que si l'on calcule l'altitude de la cible, ou son angle de site. Le temps mesuré par le radar est le temps nécessaire à l'impulsion pour aller de l'antenne à la cible, puis de la cible vers l'antenne après réflexion. Chaque impulsion revenant au radar a parcouru deux fois la distance radar-cible à la vitesse de la lumière. En mesurant le temps écoulé entre l'émission et le retour de l'impulsion au radar, il est donc possible de déterminer la distance R entre le radar et la cible selon l'expression :

$$R = \frac{C.t}{2} \quad (I.1)$$

Avec :

R = distance en [m].

t = temps mesuré en [s].

C = vitesse de la lumière = 3.10^8 m/s.

I.6.2. Mesure de la direction

L'angle entre la direction du nord et celle de la cible (azimut) est déterminé grâce à la directivité de l'antenne. La directivité, parfois appelée gain directif, est la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction particulière. Une antenne à forte directivité est dite antenne directive. En mesurant la direction dans laquelle est pointée l'antenne à l'instant où elle reçoit l'écho, on peut déterminer l'azimut et le site de la cible (donc son altitude). La précision de la mesure de ces angles dépend de la directivité de l'antenne.

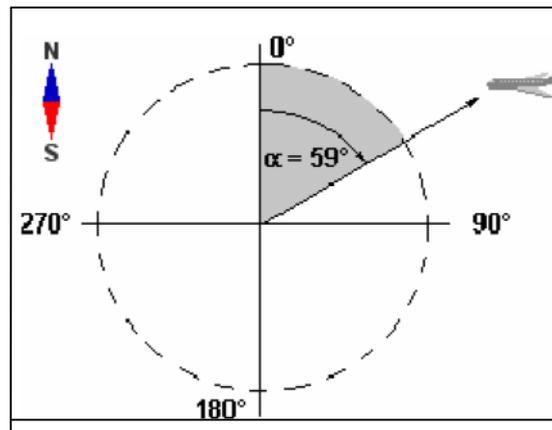


Figure I.10 : Azimut de la cible.

L'azimut vrai d'une cible détectée par un radar est l'angle entre la direction du nord vrai et celle de la ligne directe antenne-cible. Cet angle se mesure dans le plan horizontal, dans le sens des aiguilles d'une montre, et à partir du nord vrai. Les antennes de la plupart des radars sont conçues et réalisées de façon à rayonner l'énergie dans une direction donnée sous la forme d'un faisceau directionnel appelé lobe principal. En général le balayage en azimut par ce lobe s'effectue par un simple mouvement de l'antenne.

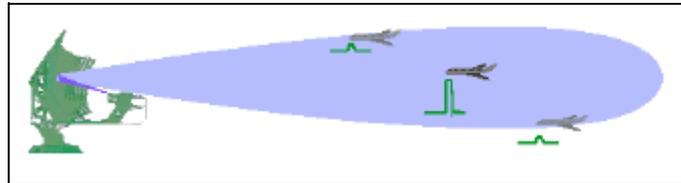


Figure I.11: Détermination de l'azimut par rapport à la largeur du faisceau.

I.6.3. Angle de site et altitude

Les radars rayonnent un faisceau (ou lobe) très étroit dans le plan vertical. Ce faisceau est déplacé suivant un axe vertical, mécaniquement ou électroniquement, afin de balayer en site son volume de détection et positionner les cibles. Les radars d'altimétrie ayant également la capacité de déterminer l'azimut des cibles doivent utiliser un faisceau étroit tant dans le plan vertical que dans le plan horizontal. L'angle de site est l'angle que forme, avec sa projection sur le plan horizontal, l'axe (antenne radar – cible) mesuré dans le plan vertical. L'angle de site est positif lorsqu'il est au-dessus de l'horizon (site 0°) et négatif en dessous. La hauteur d'une cible par rapport à la surface du globe terrestre est appelée altitude. Elle peut être calculée à partir des mesures de la distance R et de l'angle de site ε :

$$H = R \cdot \sin \varepsilon \quad (\text{I.2})$$

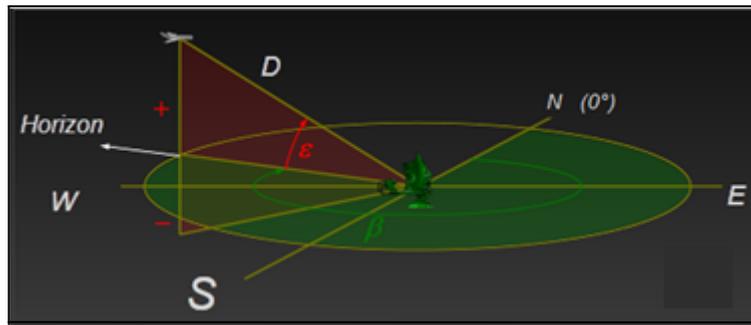


Figure I.12 : Positionnement d'une cible par les angles de site (ϵ) et d'azimut (β).

I.7. PERFORMANCES RADAR

I.7.1. Résolution radar

La résolution d'un radar est sa capacité à distinguer deux cibles très proches l'une de l'autre, en azimut ou en distance. Les radars de contrôle d'armes, qui demandent une grande précision, doivent être capables de distinguer des cibles espacées de quelques mètres. Résolution et précision ne doivent pas être confondues. La précision est le degré de correspondance entre la position et/ou la vitesse de la cible mesurée par le radar à un instant t et la position et/ou la vitesse réelle de cette même cible au même instant. Les radars de veille, généralement moins précis, ne peuvent faire de distinction qu'entre des cibles espacées de quelques centaines voire même de milliers de mètres. Les radars météorologiques ne repèrent pas des cibles individuelles mais plutôt obtiennent le retour de toutes les précipitations dans un volume sondé ce qui donne une moyenne des intensités dans ce volume. La résolution est traditionnellement divisée en deux parties: la résolution en distance et la résolution angulaire (en azimut).

I.7.1.1. Résolution en distance

La résolution en distance est la capacité d'un radar à distinguer deux ou plusieurs cibles situées dans la même direction mais à des distances différentes.

La qualité de la résolution dépend de la largeur de l'impulsion émise, du type et de la taille des cibles, et de l'efficacité du récepteur et de l'indicateur. La largeur d'impulsion est le paramètre prépondérant pour la résolution en distance. Un système radar bien conçu, en considérant que tous les autres facteurs permettent une efficacité maximale, devrait être capable de distinguer des cibles espacées d'un temps égal à une demi-largeur d'impulsion τ . En conséquence, la résolution en distance théorique d'un radar peut être calculée par l'expression suivante:

$$\Delta R = \frac{C \cdot \tau}{2} \quad (\text{I.3})$$

I.7.1.2. Résolution Angulaire

La résolution angulaire est l'écart angulaire minimal qui permet au radar de distinguer deux cibles identiques se présentant à la même distance. La résolution angulaire d'un radar est déterminée par la largeur de son lobe d'antenne, elle-même définie d'après son angle à -3 dB (largeur du lobe à mi-puissance).

Les points du diagramme de rayonnement de l'antenne qui reçoivent la moitié de la puissance émise (c'est-à-dire la largeur du lobe à -3 dB), sont considérés comme les limites du lobe lorsque l'on calcule la résolution angulaire; deux cibles identiques, à la même distance, sont de fait vues par un radar à des azimuts différents lorsqu'elles sont espacées angulairement d'une valeur supérieure à la largeur du lobe à -3 dB. plus le lobe est étroit, plus la directivité de l'antenne est importante. La résolution angulaire rapportée à une distance entre deux cibles peut être calculée par la formule suivante:

$$\Delta A \geq 2.R.\sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (\text{I.4})$$

Avec :

θ = largeur du lobe d'antenne (Thêta).

ΔA = résolution angulaire rapportée à une distance entre deux cibles.

R = distance oblique (antenne – cible).

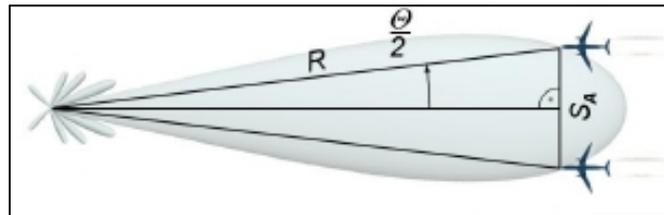


Figure I.13: Résolution angulaire.

Avec :

$$\Delta_{az} = 2.R.\sin\left(\frac{\theta_{az}}{2}\right) \approx R.\theta_{az}, \text{ La résolution angulaire en azimut en [m].} \quad (\text{I.5})$$

$$\Delta_{site} = 2.R.\sin\left(\frac{\theta_{site}}{2}\right) \approx R.\theta_{site}, \text{ La résolution angulaire en site en [m].} \quad (\text{I.6})$$

I.7.1.3. Cellules de Résolution

La résolution en distance, la résolution en azimut et la résolution en site forment une cellule de résolution. Il est impossible de distinguer deux cibles se trouvant à l'intérieur d'une même cellule de résolution. On considère généralement que le volume de l'impulsion est fixé par l'angle d'ouverture θ (angle d'un côté à l'autre du lobe principal du faisceau où la puissance émise diminue de moitié ou -3 dB), et par la résolution en distance ΔR correspondant à longueur de l'impulsion τ . Plus le spectre de l'impulsion émise est large et l'angle d'ouverture étroit, plus la cellule de résolution est petite et plus l'équipement radar est protégé des interférences.

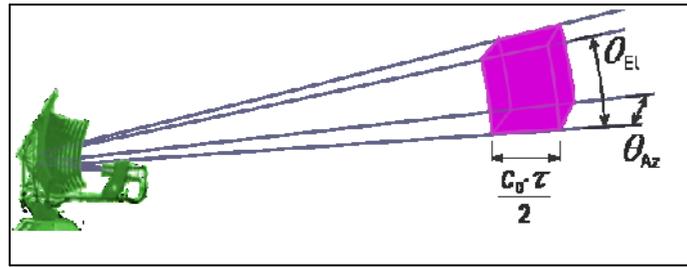


Figure I. 14: Cellule de résolution.

I.7.1.4. Portée visuelle du radar

La variation de l'indice de réfraction de l'air provoque une courbure des rayons électromagnétiques vers le sol. Cette réfraction induit une erreur dans la mesure de l'angle d'élévation de la cible et une augmentation effective de la portée du radar. Dans une atmosphère standard, l'indice de réfraction varie en fonction de l'altitude. Pour calculer une distance réelle, on considère une terre fictive de rayon ρ :

$$\rho = k.6370 = 8500 \quad [\text{km}].$$

Avec :

$$k = \frac{4}{3}$$

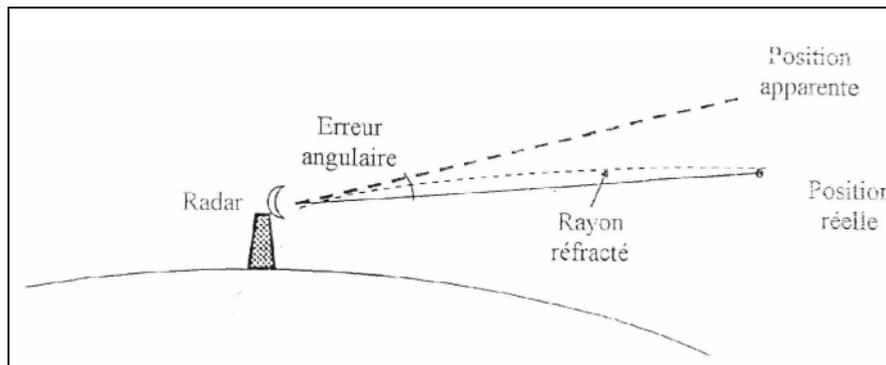


Figure I.15 : Courbure des ondes électromagnétiques.

La distance maximale de détection d'une cible d'altitude z pour un radar placé à une hauteur h est exprimée par :

$$D_{max} = \sqrt{2.R.h} + \sqrt{2.R.z} \quad [\text{m}]. \tag{I.7}$$

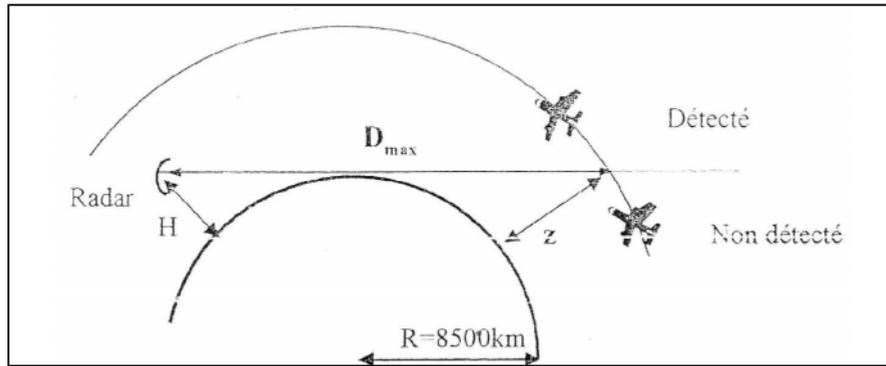


Figure I.16: Portée visuelle d'un radar.

I.8. CONCLUSION

Un radar fonctionne en rayonnant de l'énergie électromagnétique dans la gamme des hyperfréquences en direction de la cible. Cette dernière réfléchit une partie de cette énergie qui sera traitée au récepteur pour définir la cible. Un radar émet généralement un signal sous forme de train d'impulsions à courtes durées séparées par une période de répétition. Ce type de signal permet de localiser la cible à travers sa distance sans ambiguïté et avec une bonne séparation. Pour préserver les performances du radar à impulsions et déterminer la vitesse des cibles mobiles, le radar pulse doppler est employé.



II.1. INTRODUCTION

Le radar transmet un signal électromagnétique à un objet et reçoit un signal réfléchi par l'objet. En évaluant le délai de temps entre l'émission et la réception le radar mesure la distance de l'objet au radar. Si l'objet est mobile la fréquence du signal reçu sera décalée de la fréquence du signal transmis, cet effet connu comme l'effet doppler. Le changement de fréquence doppler détermine la vitesse radiale de l'objet mobile.

II.2. EFFET DOPPLER

En 1842 le physicien Christian Doppler en collaboration avec un mathématicien Autrichien ont exposé un phénomène sur l'effet de luminosité de couleur des étoiles. La couleur apparente de la source de lumière est changée par son mouvement. Pour une source de lumière bougeant vers un observateur la couleur de la lumière semblerait plus bleue, par contre en partant d'un observateur, la lumière semblerait plus rouge. Pour la première fois le phénomène, connu comme l'effet doppler, a été découvert. L'effet stipule que la fréquence observée (ou la longueur d'onde) d'une source de lumière dépend de la vitesse de la source par rapport à l'observateur. Le mouvement de la source fait que les ondes devant la source seront comprimées et celles derrière la source seront détendues.

En 1843 l'effet doppler a été expérimentalement prouvé par les ondes acoustiques d'un trompettiste d'un train bougeant à différentes vitesses. La longueur d'onde de la source solide définie par $\lambda = \frac{v_{son}}{f}$, où v_{son} est la vitesse de propagation de l'onde acoustique dans un moyen d'expression donné, et f est la fréquence de la source solide. Si seulement la source bouge à une vitesse V , par rapport au moyen d'expression, la fréquence perçue par l'observateur est :

$$f' = \frac{v_{son}}{v_{son} \pm V_s} f = \frac{1}{1 \pm V_s / v_{son}} f \quad (II.1)$$

Si $V_s / v_{son} \ll 1$, la fréquence perçue par l'observateur est :

$$f' = \frac{1}{1 \pm V_s / v_{son}} f \cong (1 \pm \frac{V_s}{v_{son}}) f \quad (II.2)$$

Si la source est stationnaire et l'observateur bouge avec une vitesse V_0 par rapport au moyen d'expression, la fréquence perçue par l'observateur devient :

$$f' = \frac{v_{son} \pm V_0}{v_{son}} f = (1 \pm \frac{V_0}{v_{son}}) f \quad (II.3)$$

Si tant la source que l'observateur bougent, la fréquence perçue par l'observateur devient :

$$f' = \frac{v_{son} \pm V_0}{v_{son} \pm V_s} f = (\frac{1 \pm V_0 / v_{son}}{1 \pm V_s / v_{son}}) f \quad (II.4)$$

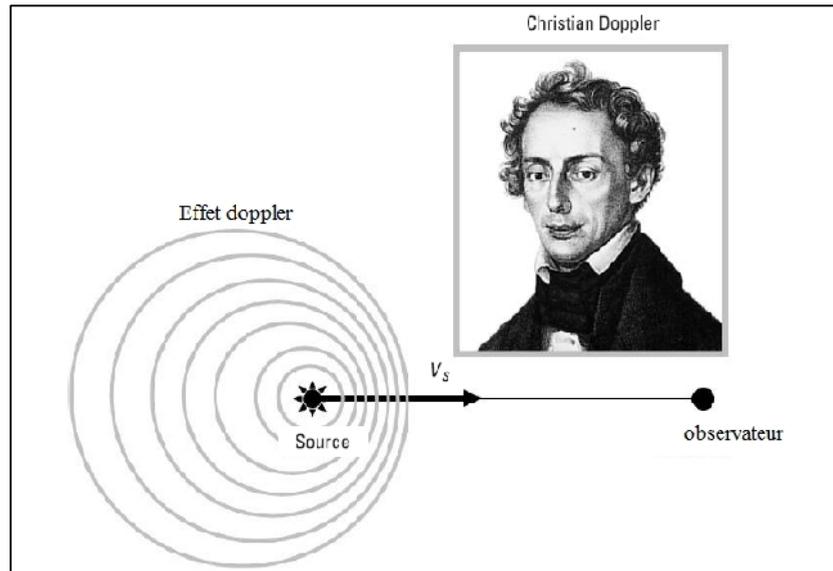


Figure II.1 : Effet doppler découvert sur la couleur apparente d'une source de lumière.

Quand la source et l'observateur s'approchent l'un vers l'autre, l'ensemble supérieur des signes est appliqué; quand la source et l'observateur s'éloignent l'un de l'autre, l'ensemble inférieur des signes est appliqué.

II.2.1. Effet doppler observé en radar

Dans le radar la vitesse d'une cible v est d'habitude beaucoup plus lente que la propagation de la vitesse des ondes électromagnétiques c ($v \ll c$ ou $\beta = v/c \approx 0$). Dans un radar mono-statique ou l'émetteur et le récepteur sont au même endroit, la distance du trajet émetteur-cible induit un changement doppler ($-f \cdot v / C$) et le trajet cible-récepteur induit un autre changement doppler ($-f \cdot v / C$), où f la fréquence d'émission. Le décalage doppler total devient :

$$f_d = -f \cdot \frac{2v}{C} \quad (\text{II.5})$$

Si le radar est stationnaire, v sera la vitesse radiale de la cible le long de la ligne de visée du radar. La vitesse est définie pour être positive quand l'objet bouge loin du radar. En conséquence, le décalage doppler devient négatif. Dans un radar bistatique (Figure II.2) l'émetteur et le récepteur sont séparés par une distance L correspondant à la distance maximale d'une cible. La distance de l'émetteur à la cible est donnée par un vecteur R_T et la distance du récepteur à la cible est donnée par un vecteur R_r . L'angle φ est défini par l'angle entre la ligne émetteur-cible. L'angle de vue de l'émetteur est A_T et l'angle de vue du récepteur est A_r . Un angle positif est défini en sens inverse des aiguilles d'une montre :

$$\varphi = A_r - A_T.$$

Si la distance du récepteur-cible s'écrit $R_r = |R_r|$ alors :

$$R_r = |R_r| = \sqrt{L^2 + (R_T)^2 - 2.R_T.L.\sin A_T} \tag{II.6}$$

Et l'angle de vue du récepteur devient :

$$A_r = \tan^{-1} \left(\frac{L - R_T.\sin(A_T)}{R_T.\cos(A_T)} \right) \tag{II.7}$$

La composante de la vitesse V de la cible le long la direction de la ligne de visée est :

$$v_T = V \cdot \frac{R_T}{|R_r|} \tag{II.8}$$

Et sa composante le long de la direction de la ligne récepteur-cible est :

$$v_R = V \cdot \frac{R_r}{|R_r|} \tag{II.9}$$

Alors, en raison du mouvement de la cible, la distance émetteur-cible est variable dans le temps :

$$R_T(t) = R_{T(t=0)} + v_T \cdot t \tag{II.10}$$

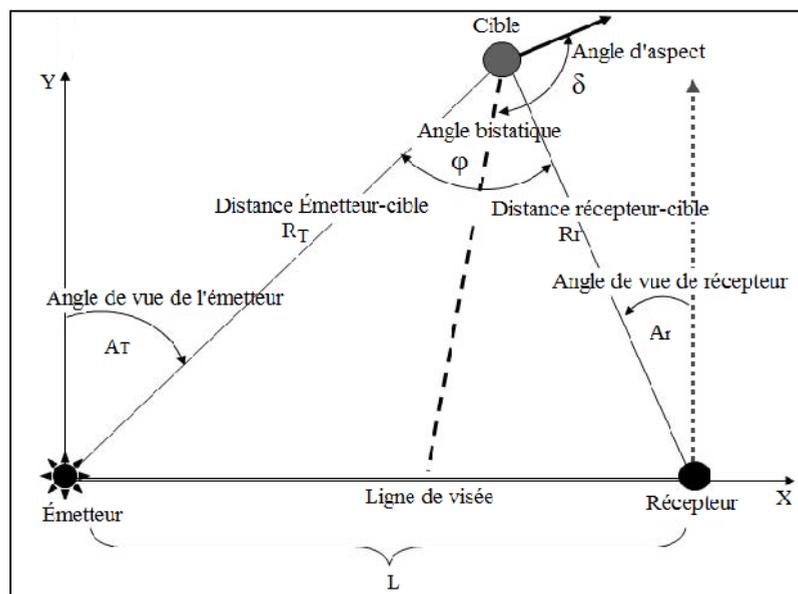


Figure II.2 : Système radar bistatique à deux configurations dimensionnelles.

Et la distance récepteur-cible est aussi variable dans le temps :

$$R_r(t) = R_{r(t=0)} + v_R \cdot t \tag{II.11}$$

Le changement de phase entre le signal émis et le signal reçu est une fonction de la longueur d'onde radar $\lambda = c/f$, la distance émetteur-cible $R_T(t)$ et la distance récepteur-cible $R_r(t)$:

$$\Delta\Phi(t) = \frac{R_T(t) + R_r(t)}{\lambda} \quad (\text{II.12})$$

Alors la fréquence doppler est mesurée par le taux de changement de phase:

$$f_{d(Bi)} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{dt} \Delta\Phi(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\lambda} \left[\frac{d}{dt} R_T(t) + \frac{d}{dt} R_r(t) \right] = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\lambda} (v_T + v_R) \quad (\text{II.13})$$

Ainsi, un système complètement cohérent est nécessaire pour détecter le changement de phase dans le signal reçu. Dans un système radar bistatique, le décalage doppler dépend de trois facteurs :

- Le décalage doppler maximal: si une cible est mobile avec une vitesse V , le décalage doppler maximal est :

$$f_{d\max} = \frac{2 \cdot f}{C} \cdot |V| \quad (\text{II.14})$$

- La triangulation bistatique :

$$D = \cos\left(\frac{A_r - A_T}{2}\right) = \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) \quad (\text{II.15})$$

- L'angle δ entre la direction dans lequel la cible bouge et la direction de la ligne de bissection:

$$c = \cos \delta.$$

Ainsi, le décalage doppler d'un radar bistatique peut être représenté par :

$$f_{d(Bi)} = f_{d\max} \cdot D \cdot c = \frac{2f}{C} \cdot |V| \cdot \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) \cdot \cos \delta \quad (\text{II.16})$$

II.3. RADAR PULSE DOPPLER

Le radar pulse doppler a été développé au cours de la seconde guerre mondiale avec le développement du klystron, des tubes à onde progressive et des dispositifs à l'état solide. C'est un radar à impulsions qui fonctionne par détection des fréquences doppler, il assure une amélioration des performances et une augmentation en fiabilité, il peut détecter des petites cibles à grandes distances et séparer les échos des cibles d'intérêt du clutter (échos indésirables).

Actuellement, il est possible d'embarquer des petites installations radars pulse doppler munis de calculateurs numériques à bord des avions.

II.3.1. Caractéristiques du radar pulse doppler

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

- Au moins quelques échos successifs; (des fois beaucoup) doivent être reçus.
- Une qualité d'émission dite cohérence.
- Emploi d'un traitement cohérent pour rejeter le lobe principal du clutter, performer 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 des cibles mobiles 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.

II.3.2. Principe de fonctionnement

Un diagramme fonctionnel simplifié du radar pulse doppler est montré dans la figure II.3. Comparer au diagramme correspondant à un radar à impulsions simple nous constatons les différences suivantes :

- L'addition d'un calculateur radar.
- L'addition d'une unité appelée l'excitateur.
- Élimination du synchroniseur; (sa fonction est absorbée en partie par l'excitateur mais la plupart du temps par le calculateur).
- Élimination du modulateur, sa tâche est réduite au point où il peut être exécuté dans l'émetteur.
- Addition d'un processeur de signal numérique.
- Élimination de l'indicateur; (ses fonctions sont absorbées en partie par le processeur de signal et en partie par l'informaticien).

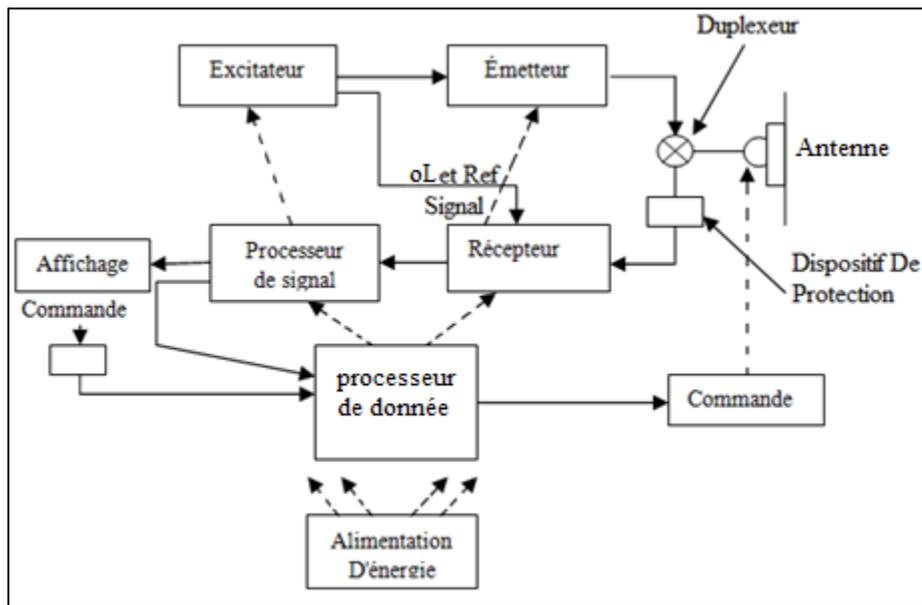


Figure II.3 : Diagramme fonctionnel d'un radar pulse doppler.

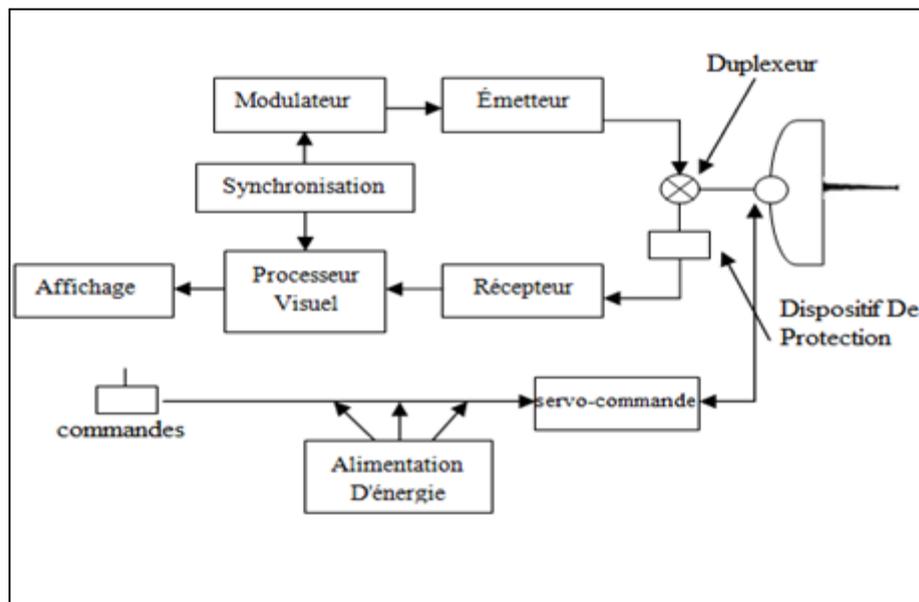


Figure II.4 : Diagramme fonctionnel d'un radar à impulsions.

II.3.2.1. Partie émission

II.3.2.1.1. Accomplissement de la cohérence

Pour qu'un radar pulse doppler fonctionne, il est indispensable que les échos reçus soient cohérents avec la porteuse, au moins le temps que tous les échos soient reçus et traités.

La cohérence signifie une uniformité ou continuité dans la phase des impulsions du signal radar (Figure II.5). Le premier front d'une impulsion est séparé du dernier front de l'impulsion précédente par un nombre intégral de longueurs d'onde. Si la longueur d'onde est de 3 centimètres, la séparation peut être 3.000.000 ou 3 000.003 ou 3.000.006 centimètres. Des séparations de 3.000, 001 ou 3.000.0033. 1 5 centimètres ne réalisent pas la cohérence.

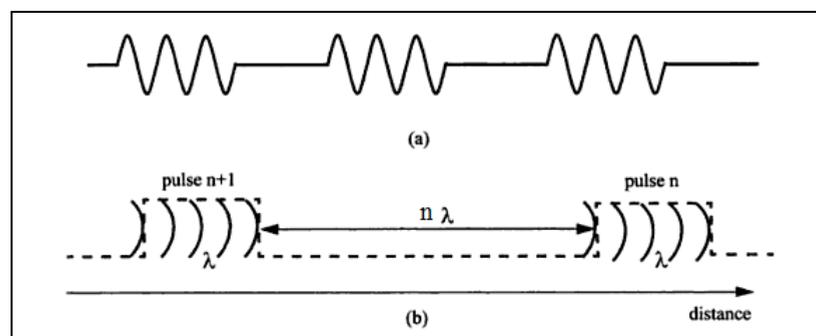


Figure II.5 : Principe de la cohérence.

Avec un émetteur raffiné la cohérence peut aisément être réalisée, le type d'émetteur le plus utilisé généralement dans les radars pulse doppler se compose d'un oscillateur- maître (figure 6), qui produit un signal de basse puissance de longueur d'onde fortement stable et un amplificateur, qui amplifie le signal au niveau de puissance requis pour la transmission.

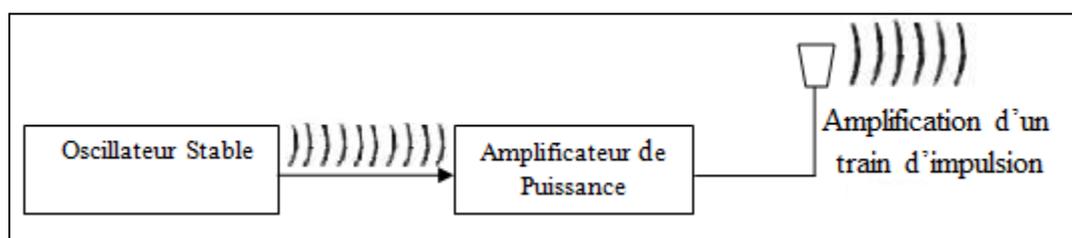


Figure II.6 : Train d'impulsions fourni par l'oscillateur maître.

II.3.2.1.2. Excitateur

Cet élément produit d'un signal continu de basse puissance de la fréquence désirée, et d'une phase pour l'émetteur, avec précision compensé de lui. Les signaux d'oscillateur local et une référence-fréquence signalent pour le récepteur.

II.3.2.1.3. Émetteur

L'émetteur est un amplificateur de haute puissance du type tube à ondes progressives quadrillé. Verrouillé en marche et en arrêt pour trancher des impulsions du signal de l'excitateur. Il amplifie les impulsions au niveau de puissance désiré pour la transmission. Le tube est tourné en marche-arrêt par un signal de faible puissance appliqué à une grille de commande. En modifiant convenablement ce signal, la fréquence de largeur et de répétition des impulsions converties de haute puissance peut facilement être changée pour satisfaire pratiquement n'importe quelle exigence d'exploitation. De même, en modifiant le signal de la puissance faible de l'excitateur, la fréquence, la phase, et le niveau de puissance des impulsions de haute puissance peut aisément être changée.

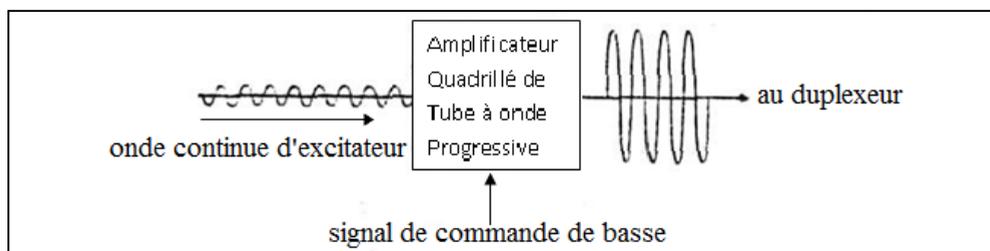


Figure II.7 : Amplificateur de haute puissance du signal reçu par l'excitateur.

Le tube à onde progressive est de la famille des amplificateurs à tubes électroniques qui convertissent l'énergie cinétique d'un faisceau d'électrons en énergie micro-onde. Sous sa forme la plus simple, il se compose de quatre éléments :

- L'électron pistolet : produit le faisceau d'électrons de grande énergie.
- Une spirale qui sert à guider le signal qui doit être amplifié.
- Un collecteur absorbe l'énergie non dépensée des électrons, qui sont retournés au pistolet par un approvisionnement d'alimentation continue.
- Électro-aimant (ou solénoïde) : subsistances le faisceau de la propagation en raison des forces répulsives entre les électrons.

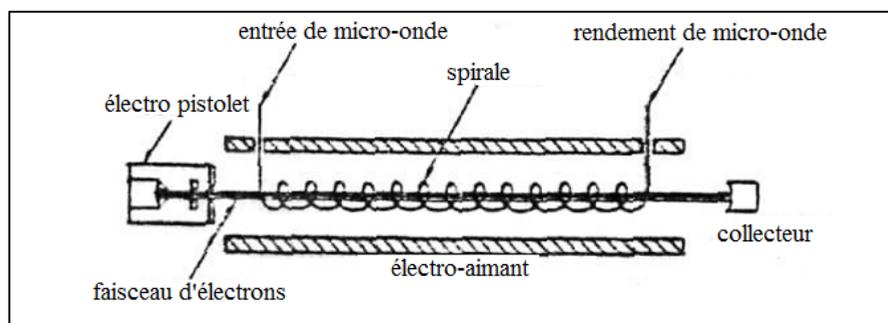


Figure II.8 : Composante d'un tube amplificateur à onde progressive.

Le tube amplificateur à onde progressive quadrillé, (GTWT) est employé dans les radars pulse doppler pour commander aisément et instantanément la cohérence fréquence de répétition des impulsions requises pour l'opération doppler.

II.3.2.1.4. Antenne

L'antenne du radar pulse doppler est d'un type rangée d'éléments dans un plan. Au lieu d'utiliser une entrée centrale qui rayonne pour la transmission de l'onde dans un réflecteur, il se compose d'une rangée de beaucoup de différents radiateurs répartis sur une surface plate. Les radiateurs sont des fentes coupées à l'intérieur les murs d'un complexe des guides d'ondes derrière le visage d'antennes, son alimentation peut être conçue pour distribuer le rayonnement de la puissance à travers la rangée afin de réduire au minimum les lobes latéraux rayonnés.

Des ondes radio sont rayonnées bien que les fentes coupent dedans un complexe des guides à l'intérieur derrière le visage de l'antenne.

II.3.2.2. Partie réception

II.3.2.2.1. Récepteur

Le récepteur du radar pulse doppler diffère à bien des égards de celui d'un radar à impulsions. Au début un préamplificateur à faible bruit en avant du mélangeur augmente la puissance des échos entrants de sorte qu'ils puissent mieux concurrencer le bruit électrique. En second lieu, plus d'une translation de fréquence intermédiaire sont généralement effectuées pour éviter les problèmes des fréquences images.

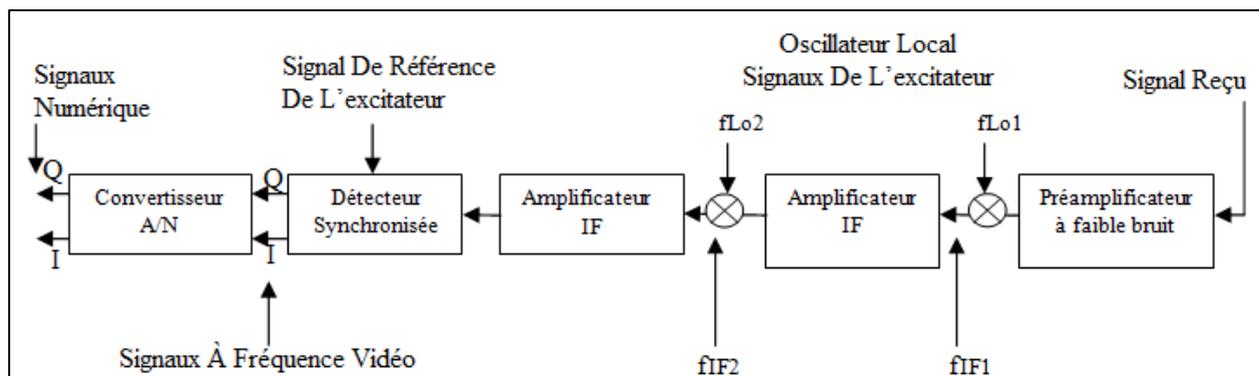


Figure II.9 : Blocs fondamentaux du récepteur.

Un détecteur visuel d'un type spécial appelé détecteur synchrone (Figure II.10) sert à détecter les décalages doppler qui apparaissent impulsion par impulsion, il bat les échos à décalage doppler reçus contre un signal de référence de l'excitateur. Deux sorties vidéo bipolaires sont produites les signaux en phase (I) et les signaux en quadrature (Q), leurs amplitudes sont prélevées à des intervalles sur l'ordre d'une durée d'impulsion.

La somme de vecteur des échantillons I, et de Q, est proportionnelle à l'énergie du signal prélevé que leur rapport indique la phase du signal. Les échantillons sont convertis en nombres par l'analogique-numérique (CAN) et fournis au processeur de signal.

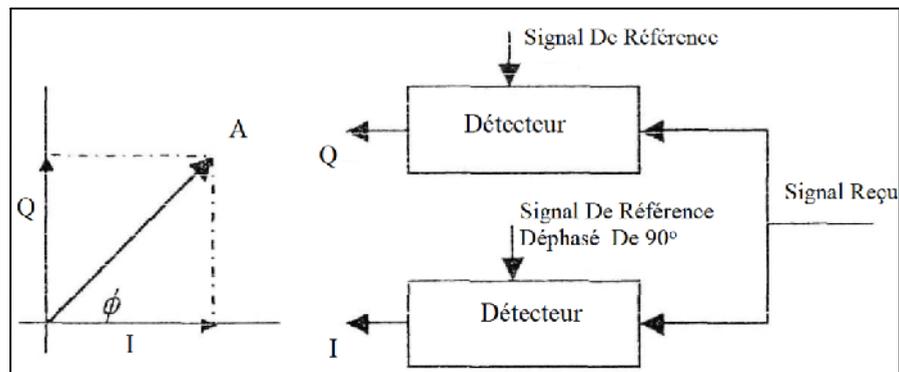


Figure II.10 : Détecteurs synchronisés.

II.3.2.2.2. Processeur du signal

Le processeur du signal est un calculateur numérique spécifiquement conçu pour exécuter efficacement un grand nombre d'additions, de soustractions, et de multiplications répétées requises pour le traitement des signaux en temps réel.

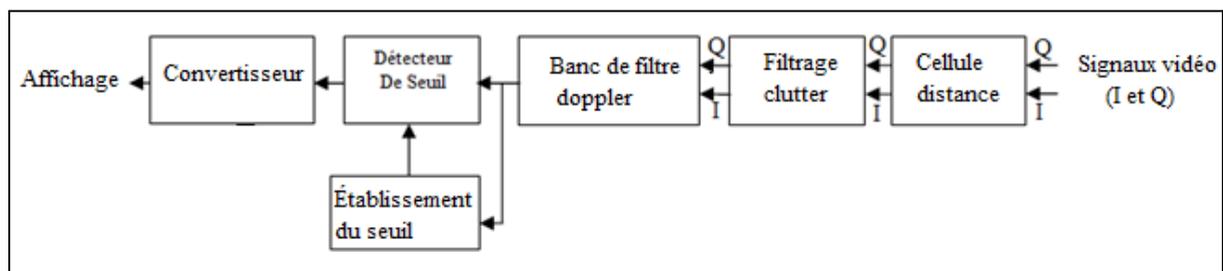


Figure II.11 : Blocs processeur de signal.

Selon les exigences d'un programme adapté au mode de fonctionnement, le processeur du signal (Figure.11) assortit les nombres entrants du CAN par instant d'arrivée, stocke les nombres pour chaque cellule-distance dans des cases mémoires et filtre la partie du fouillis de surface non désiré sur la base de sa fréquence de Doppler. En formant un banc de filtres à bande étroite pour chaque cellule-distance le processeur intègre l'énergie des échos successifs de la même cible, et réduit encore plus le bruit de fond.

En examinant les sorties des filtres, le processeur détermine le niveau du bruit en observant la trace sur un affichage. Sur la base des variations de l'amplitude au-dessus d'un seuil il détecte automatiquement les échos de cible.

II.3.2.2.3. Processeur de données

Le processeur de données est un calculateur numérique d'usage universel, il exécute des calculs courants pour toute l'unité radar (Figure II.12). Il surveille les positions des sélecteurs sur le panneau de commande, et effectue le choix des modes d'opération (recherche à longue portée, poursuite pendant le balayage. Cartographie de SAR, etc.), il stabilise et commande aussi l'antenne pendant la veille et de poursuite. Sur la base des entrées du processeur du signal, il commande l'acquisition d'objectifs, la rend nécessaire pour l'opérateur, avec un symbole sur l'affichage. Pendant le suivi automatique, le processeur de données calcule les signaux d'erreur de cheminement de façon à prévoir les effets de toutes les vitesses et accélérations variables mesurables et prévisibles des avions, les limites dans les quelles la cible peut raisonnablement être prévue pour changer sa vitesse et aussi le rapport signal/bruit.

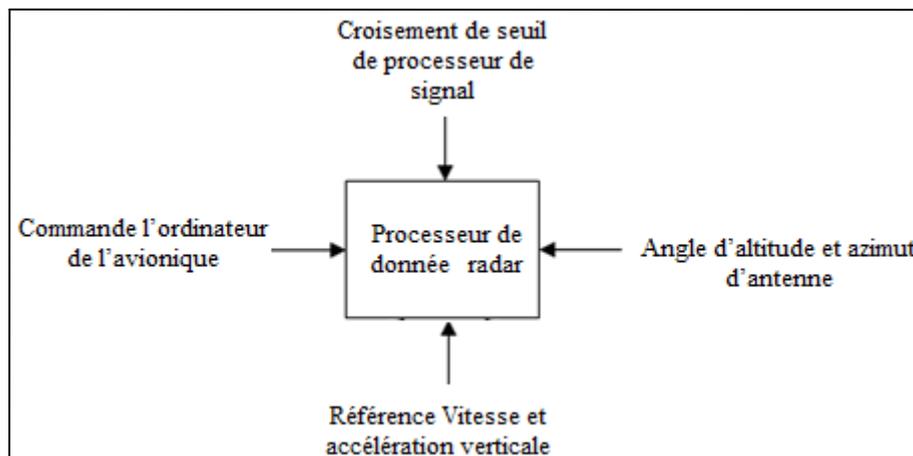


Figure II.12 : Principales entrées du processeur de données.

II.4. PERFORMANCES DU RADAR PULSE DOPPLER

L'intensité des échos réfléchis vers la direction radar varie plus ou moins au hasard, les cibles ne pourront pas être détectées sauf si leurs échos sont assez forts pour être discernés au 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.
- Taille de l'antenne.
- Caractéristiques de réflectivité de la cible.
- Durée de temps pendant laquelle la cible se trouve sur le lobe principal durant chaque balayage.

- Nombre de balayages dans lesquels la cible apparaît.
- Longueur d'onde des ondes radio.
- Intensité du bruit et du clutter.

II.4.1. Choix de la fréquence d'émission

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.

II.4.2. Résolution en Vitesse

La largeur des impulsions est égale à PRF/N , on peut donc mettre N filtres passe-bande de largeur PRF/N dans la bande de largeur PRF autour de la fréquence centrale. Le pouvoir de séparation Doppler du radar est donc $\Delta f_d = PRF/N$. Il lui correspond un pouvoir de séparation en vitesse de :

$$\Delta v = \frac{\lambda \Delta f_d}{2} = \frac{\lambda PRF}{2N}$$

(II.17)

II.4.3. Résolution Angulaire

L'aptitude du radar à résoudre (distinguer) des cibles en azimut et en élévation à la même distance est déterminée ca premier par l'azimut et l'élévation du lobe d'énergie, ceci est illustré par les deux diagrammes sur la figure (Figure II.13).

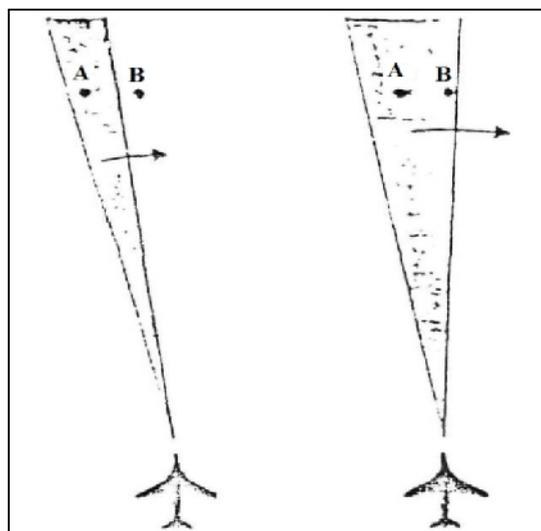


Figure II.13 : Aptitude radar en résolution angulaire.

Dans le premier diagramme, deux cibles identiques 'A' et 'B' a la même distance séparée par plus que la largeur du lobe, alors du fait que le lobe exerce un balayage a 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.

II.4.4. Sélection de la PRF

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

II.4.5. Ambiguïtés distance

Pour que la distance ne soit pas ambiguë 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 :

$$r_{max} = \frac{C}{2.PRF} \quad (II.18)$$

Sous cette condition, la zone jusqu'a r_{max} est une région à distances non ambiguës (déterminées sans erreur).

II.4.6. Ambiguïté doppler (Dilemme Doppler)

Comme dans un radar à impulsions, la modulation de l'onde porteuse est une suite d'ondes carrées à la fréquence de répétition des impulsions PRF . Une analyse spectrale du signal ressemble à un peigne dont les dents se répètent à la fréquence PRF .

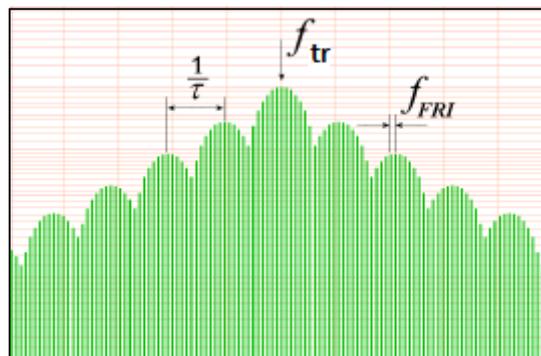


Figure I.14 : Analyse en fréquences d'un signal radar.

Il est impossible de séparer ces harmoniques par leur intensité. À la réception de l'écho de retour, qui peut avoir été modifié par le déplacement de la cible selon l'effet Doppler-Fizeau, le spectre de fréquences ne peut être utilisé que dans une harmonique. Cela veut dire que la différence entre la fréquence entre le signal original et celui du retour ne peut être décalée que de moins de PRF . En utilisant l'équation générale de la fréquence Doppler, la vitesse radiale maximale non ambiguë (V_r) peut être calculée par:

$$PRF < |f_d| = \frac{2.V_r.f_{tr}}{C} \quad \text{et} \quad V_r < \frac{C.PRF.f_{tr}}{2.f_{tr}} \quad (\text{II.19})$$

f_d = la différence de fréquence Doppler.

f_{tr} = la fréquence transmise.

C = la vitesse de la lumière dans le milieu.

Cette équation n'est valide que si le sens du décalage Doppler est connu: s'approchant ou s'éloignant du radar. S'il est inconnu, la vitesse non ambiguë est la moitié:

$$V_r < \frac{C.PRF.f_{tr}}{4.f_{tr}} \quad (\text{II.20})$$

D'autre part, la portée maximale non ambiguë d'un radar est inverse à la fréquence de répétitions des impulsions, plus le temps d'écoute est long plus la portée est grande:

$$R_{max} < \frac{C}{2.PRF} \quad (\text{II.21})$$

En multipliant l'équation (II.20) par l'équation (II.21), on trouve une constante qui ne dépend que de la fréquence de transmission du radar:

$$R_{max}.V_r < \frac{C^2}{8.f_{tr}} \quad (\text{II.22})$$

La variation de la fréquence de répétition des impulsions a donc un effet inverse sur la portée et la vitesse maximale non ambiguës: si on augmente PRF , la vitesse non ambiguë augmente mais la portée diminue, et vice-versa si on diminue PRF . C'est ce qu'on appelle le «Dilemme Doppler».

II.4.7. Ambiguïté vitesse

L'ambiguïté vitesse est le fait de pouvoir assigner différentes valeurs à la vitesse radiale pour une fréquence Doppler donnée. C'est le résultat du caractère périodique du spectre du signal.

Il y aura ambiguïté pour les cibles de fréquences Doppler $f_d \pm k.PRF$. Puisque l'on doit tenir compte des cibles qui s'écartent, aussi bien que de celles qui se rapprochent, la variation de fréquence f_d ne peut excéder $PRF / 2$:

$$\left| f_d \max \right| = PRF / 2 \rightarrow \left| v \max \right| = \frac{\lambda \cdot \left| f_d \max \right|}{2} \quad (\text{II.23})$$

II.4.8. Catégories de la PRF

Le choix de la *PRF* à un immense impact sur la performance radar, trois catégories fondamentales de *PRF* ont été établies; faible, moyenne et élevée.

- Une *PRF* faible est une *PRF* pour laquelle la distance maximale que le radar conçu peut manipuler est dans la zone non ambiguë.
- 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.

II.5. SPECTRE PULSE DOPPLER

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 réfléchié dans beaucoup de directions mais la portion détectable est généralement réfléchié dans la direction ou elle a été rayonnée a l'origine. La détection d'une cible signifie la découverte de sa présence, l'extraction de l'information sur sa position dans l'espace et sa nature est une partie fondamentale de l'opération radar.

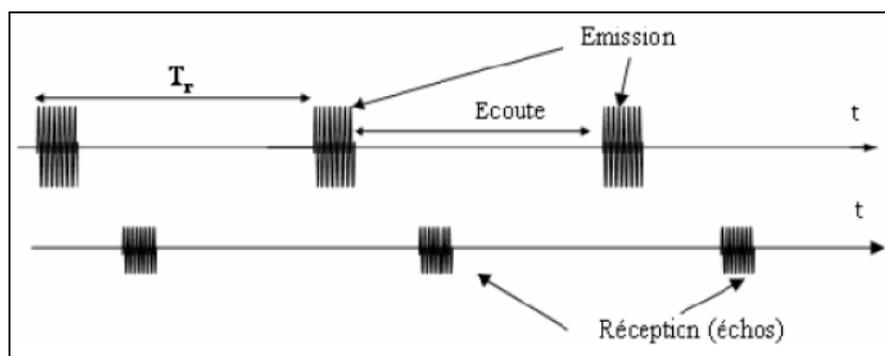


Figure II.15 : Écho radar.

II.5.1. Train d'impulsions

Le train d'impulsions en séries de Fourier s'exprime par :

$$f_1(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \cos n\omega_0 t) \quad (\text{II.24})$$

Avec:

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_r = 2 \cdot \pi \cdot \text{PRF}$$

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

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \cos(nw_0 t) dt = \frac{2\tau}{T} \frac{\sin(n.w_0.T/2)}{n.w_0.T/2}$$

Alors :

$$f_1(t) = \frac{\tau}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n.w_0.T/2)}{n.w_0.T/2} \cdot (\cos n.w_0.t) \right] \tag{II.25}$$

II.5.2. Durée de Modulation des impulsions

$$f_2(t) = 1, \text{ pour } : \frac{-NT}{2} \leq t \leq \frac{NT}{2}.$$

$$f_2(t) = 0, \text{ pour } : t < \frac{-NT}{2} \text{ et } t > \frac{NT}{2}.$$

II.5.3. Porteuse non modulée

$$f_3(t) = A. \cos(w_c.t) \tag{II.26}$$

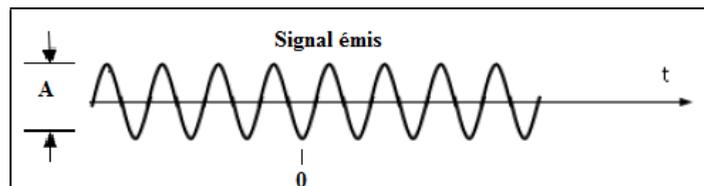


Figure II.16 : Porteuse non modulée.

II.5.4. Porteuse modulée par le train d'impulsions

$$f_4(t) = f_1(t) f_2(t) f_3(t), \text{ pour } \frac{-NT}{2} \leq t \leq \frac{NT}{2}.$$

$$f_4(t) = A \frac{\tau}{T} \left[\cos(w_c.t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n.w_0.T/2)}{n.w_0.T/2} \cdot [\cos(w_c + n.w_0)t + \cos(w_c - n.w_0)t] \right] \tag{II.27}$$

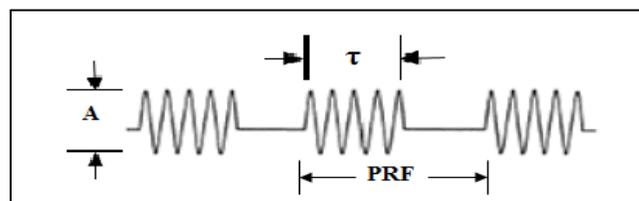


Figure II.17 : Porteuse modulée par impulsions.

II.5.5. Transformée de Fourier de la porteuse modulée

$$f(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega t} f_4(t) dt = \int_{-NT/2}^{NT/2} e^{-j\omega t} f_4(t) dt \tag{II.28}$$

Alors :

$$f(j\omega) = \frac{ANT}{2} \left[\begin{array}{c} \text{Porteuse} \\ \downarrow \\ \frac{\sin(\omega - \omega_c) \frac{NT}{2}}{(\omega - \omega_c) \frac{NT}{2}} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\sin(n\omega_0 \frac{T}{2})}{n \omega_0 \frac{T}{2}} \right) * \left[\begin{array}{c} \text{Bandes Latérales} \\ \text{Inférieur} \\ \downarrow \\ \frac{\sin(\omega - \omega_c + n\omega_0) \frac{NT}{2}}{(\omega - \omega_c + n\omega_0) \frac{NT}{2}} + \frac{\sin(\omega - \omega_c - n\omega_0) \frac{NT}{2}}{(\omega - \omega_c - n\omega_0) \frac{NT}{2}} \end{array} \right] \end{array} \right]$$

La fonction $f(j\omega)$ représente le transformée de Fourier de la fonction $f_4(t)$ dans le domaine fréquentiel, pour illustrer le spectre d'un radar pulse doppler qui est représenté dans la Figure II.18.

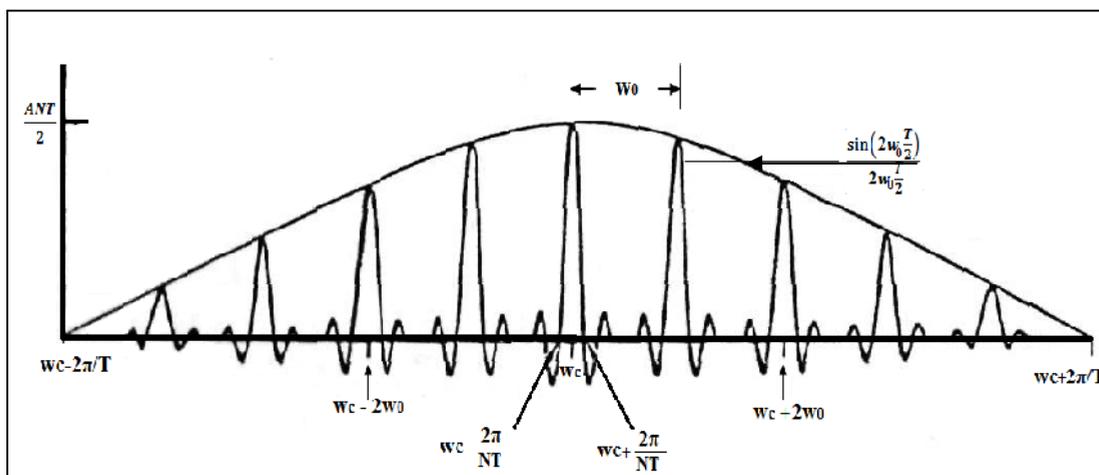


Figure II.18 : Partie des fréquences positives de la transformée de Fourier pour un train de N impulsion rectangulaires.

L'équation finale (II.29), obtenue dans le panneau au-dessus de la Figure II.18 est le transformée de Fourier pour un train de N impulsions rectangulaires ayant pour caractéristiques:

- $\omega_c = 2.\pi.f_c$: fréquence porteuse.
- τ : durée d'impulsion.
- T : intervalle d'impulsions.
- NT : la durée.

La nature des radars pulse doppler et la relation qui existe entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de répétition des impulsions radar rend le spectre pulse doppler très complexe, ce qui risque de conduire à des erreurs. En général pour éviter le repliement de spectre on choisit une fréquence d'impulsion très élevée, mais ce choix peut occasionner des effets secondaires comme l'affichage de plusieurs distances pour une seule cible. Pour éviter cela, on utilise plusieurs fréquences d'impulsions différentes.

II.6. APPLICATIONS DU RADAR PULSE DOPPLER

Le radar pulse doppler a des caractéristiques fondamentales qui le différencient du radar à impulsions classique et du radar à onde continue, ce qui le rend accessible à différentes applications avec amélioration de la détection dans un environnement à fouillis sévère, une plus grande fiabilité et un fonctionnement sans surveillance.

Dans le domaine météorologique des mesures de vitesses instantanées par radar pulse doppler des précipitations à des cellules-distances vers les quelles le lobe d'antenne est pivoté dans le ciel. Le radar pulse doppler radar est également à la base de radars à ouverture synthétique utilisés dans l'astronomie radar, la télédétection et la cartographie. Dans le contrôle de la circulation aérienne, ils sont utilisés pour distinguer les avions de l'encombrement.

Ce type de radar est également indispensable pour les applications militaires telles que la surveillance de l'espace aérien, le ciblage qui permet à de petits objets se déplaçant rapidement à détecter près de terrain et la météo. Il permet la détection de cibles, tout en éliminant l'influence de l'environnement hostile, telles que les réflexions de temps, la surface de la terre, des objets biologiques tels que les oiseaux et les interférences électroniques, qui cachent les signaux réfléchis à partir d'avions, mais qui se déplacent beaucoup plus lent.

Un avantage secondaire en radar militaire est de réduire la puissance d'émission, tout en réalisant des performances acceptables pour améliorer la sécurité de radar furtif.

Outre les applications de surveillance classiques, radar pulse doppler est impliqué avec succès dans les soins de santé tels que l'évaluation des risques de chute et de détection de chute, à des fins cliniques ou infirmiers.

II.7. CONCLUSION

Le radar pulse doppler est un dispositif actif qui fonctionne en détectant les décalages doppler induits par des cibles mobiles afin d'estimer leurs vitesses radiales. Muni d'un récepteur superhétérodyne (à fréquence intermédiaire), après réception de l'écho d'une cible mobile et l'exécution des traitements préliminaires (amplification, réduction du bruit, élimination du clutter et détection) nous sommes en présence d'un signal qui nécessite une résolution en terme de mouvement, c'est-à-dire extraction de l'information à propos de la mobilité de la cible. Dans ce but la conception du radar pulse doppler fait appel aux méthodes de traitement numérique de signal.

III.1. INTRODUCTION

Dans le domaine du traitement du signal on utilise essentiellement des transformations ou des méthodes à fin de passer d'un espace à un autre (temps vers fréquence ou autre) pour la représentation des signaux. L'étude fréquentielle d'un signal consiste à le représenter comme une somme de sinusoides, ce qui permet de vérifier la composition de son spectre (densité spectrale de puissance). Cette tâche est réalisée par le biais de la transformation de Fourier. Une multitude de méthodes existent pour l'estimation du spectre d'un signal. Ces méthodes se divisent en deux catégories, les méthodes non paramétriques qui sont les méthodes classiques d'estimation spectrale et les méthodes paramétriques qui sont une perspective moderne de l'estimation spectrale. L'estimation spectrale moderne (à haute résolution) reposant sur la modélisation des signaux ou l'on attribue un modèle paramétrique qui approche une série de mesures s'ouvre largement aujourd'hui aux grandes applications telle que la technologie pulse doppler.

L'objectif de ce chapitre est de présenter les méthodes de représentation spectrale qui permettent d'établir le spectre pulse doppler avec deux composantes de signal : le signal d'intérêt à décalage doppler et le bruit additif.

III.2. L'ALÉATOIRE EN THÉORIE DU SIGNAL

Dans beaucoup d'expériences pratiques, les phénomènes observés dans des conditions apparemment identiques semblent présenter des variations imprévisibles. On dit que ces phénomènes sont aléatoires. Citons par exemple le bruit de fond d'un récepteur radio. Pour étudier l'évolution des phénomènes aléatoires, on a recours à des modèles probabilistes.

III.3. CLASSIFICATION DES PROCESSUS

III.3.1. Processus déterministes

Un processus déterministe possède une description mathématique dans le domaine temporel et fréquentiel par une fonction de la variable temps :

Signal = $f_x(t)$, avec $t \in \mathbb{R}$.

Les processus déterministes peuvent être continus ou discrets.

III.3.2. Processus Stochastiques

La théorie des processus stochastiques ou aléatoires concerne l'étude mathématique des phénomènes physiques ou autres dont l'évolution est de caractère aléatoire donc imprévisible. 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, et l'autocorrélation.

III.4. REPRÉSENTATION DES PROCESSUS STOCHASTIQUES

III.4.1. Moyenne Statistique

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

Si $x(t : t = i, n)$ les valeurs prises pour une variable aléatoire 'x' au cours de 'n' réalisations indépendantes dans les mêmes conditions. La moyenne stochastique (ou espérance mathématique), est définie par :

$$E[x(t)] = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=i}^n x(t) \text{ à temps discrète.} \quad (\text{III.1})$$

$$E[x(t)] = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \int_i^n x(t) dt \text{ à temps continue.} \quad (\text{III.2})$$

L'espérance mathématique dite aussi le moyen statistique 'm_x' 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 'x'. la moyenne des valeurs obtenue est très proche de E[x(t)].

III.4.2. Variance et Écart-Type

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

$$V[x] = | E (x - E (x))^2 | \quad (\text{III.3})$$

Si la moyen est nulle, E [x] = 0 Alors :

$$V[x] = | E (x)^2 | .$$

C'est la moyenne des carrés des écarts à la moyenne E (x), une analogie avec le moment d'inertie d'une distribution est évidente. Nous rappelons l'écart-type le nombre :

$$\sigma_x = \sqrt{V(x)} \quad (\text{III.4})$$

III.4.3. Moyenne Temporelle

Lorsqu'un processus stochastique a les mêmes propriétés statistiques quel que soit l'origine des temps considérés nous disons qu'il est stationnaire. Un processus stochastique lorsqu'il est stationnaire peut posséder la propriété d'érgodicité qui permet de décrire une variable 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 a 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'ergodicité 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 ergodique sont définies par des intégrales par rapport au temps :

$$x_{\text{moy}} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(t) dt \quad (\text{III.5})$$

Le paramètre de moyenne temporelle possède les mêmes propriétés que celles de moyenne statistique.

III.4.4. Fonction d'autocorrélation

A chaque instant t la grandeur aléatoire $x(t)$ définit une valeur aléatoire x_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 d'un processus du second ordre, pour le cas d'une statistique d'ordre 02, nous concéderons un couple de variable aléatoire ($x_1 = x(t_1)$), et ($x_2 = x(t_2)$) à deux instants différents t_1 et t_2 et nous caractérisons le processus par son espérance mathématique :

$$E [x(t_1) x(t_2)] = R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(t) x(t+\tau) dt \text{ Avec } \tau = (t_2 - t_1) \quad (\text{III.6})$$

Lorsque τ est nul la fonction $R_{xx}(\tau)$ est maximale, elle est égale a la variance σ_x^2 du processus :

$$R_{xx}(0) = \sigma_x^2.$$

L'expression $R_{xx}(\tau)$ est la fonction d'autocorrélation d'un processus stochastique ergodique. C'est une des propriétés les plus remarquables, elle signifie comparaison de la fonction $x(t)$ 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 a puissance moyenne finie, c'est à dire qu'ils possèdent une énergie infinie.

III.4.5. Ergodicité

Un processus aléatoire $x(t)$ est ergodique si toutes ses statistiques peuvent être déterminées à partir d'une fonction échantillon du processus. Ceci signifie que la moyenne d'ensemble est égale à la moyenne temporelle correspondante avec une probabilité de un. Ceci est un processus plus restrictif.

III.4.5.1. Érgodicité en moyenne

Un processus aléatoire $x(t)$ est ergodique en moyenne, si la valeur moyenne en temps de la fonction échantillon $x(t)$ est égale à la valeur moyenne de l'ensemble :

$$E[x(t)] = \langle x(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt \tag{III.7}$$

Où le symbole $\langle \cdot \rangle$ dénote le temps moyen, et $\langle x(t) \rangle$ est définie par :

$$m_x^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T R_{xx}(\tau) d\tau \tag{III.8}$$

Où, $m_x = E[X(t)]$ est la valeur moyenne de $x(t)$.

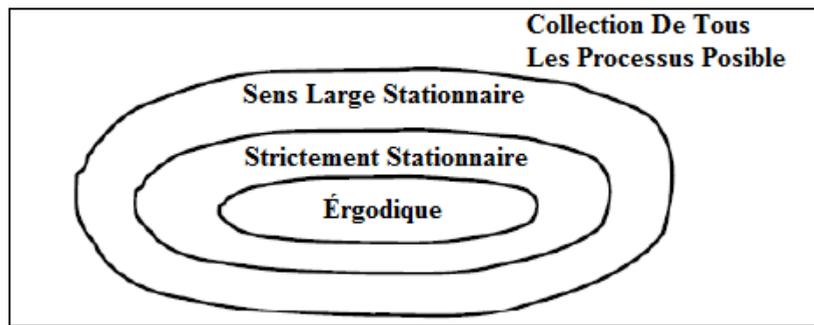


Figure III.1 : Ensembles de différentes classes des processus.

III.4.5.2. Érgodicité en autocorrélation

Le processus aléatoire $x(t)$ est érgodique en autocorrélation et donné par la relation :

$$R_{gg}(\tau) = \langle x(t + \tau) x(t) \rangle.$$

Où $\langle x(t + \tau) x(t) \rangle$ désigne la fonction d'autocorrélation à moyenne temporelle de la fonction échantillon $x(t)$, définie comme :

$$\langle x(t + \tau) x(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t + \tau) x(t) dt \tag{III.9}$$

III.5. REPRÉSENTATION FRÉQUENTIELLE

Un processus stationnaire au sens large $x(t)$ est érgodique en densité spectrale de puissance pour toute fonction échantillon $x(t)$ donnée par :

$$S_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \left| \int_{-T}^T x(t) e^{-2j\pi ft} dt \right|^2 \tag{III.10}$$

Quand le processus est stationnaire au second ordre, on définit sa puissance et son spectre de la façon suivante :

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} (t) e^{-2j\pi ft} dt \quad (\text{III.11})$$

Qui existe si son intégrale converge. La fonction $S(f)$ est également appelée spectre de $s(t)$. En se déplaçant de la description temporelle $x(t)$ à la description fréquentielle $S(f)$, aucune information du signal n'est perdue.

En relation avec les processus aléatoires l'ensemble est supposé existant pour tout temps t . En générale, les fonctions échantillon ne sont pas absolument intégrables. Cependant, puisque on s'intéresse à la notion de spectre, on procède de manière similaire que celle des signaux déterministes d'énergie infinie. On définit $x_T(t)$ comme une fonction échantillon de $x(t)$, tronquée entre $-T$ et T , du processus aléatoire $X(t)$, qui est :

$$X_T(f) = \int_{-T}^T x_T(t) e^{-2j\pi ft} dt = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-2j\pi ft} dt \quad (\text{III.12})$$

On appelle puissance moyennée la quantité « P » de $x_T(t)$, définie par:

$$P = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_T^2(t) dt \quad (\text{III.13})$$

En utilisant le théorème de Parseval, qui est :

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |X_T(f)|^2 df \quad (\text{III.14})$$

La puissance moyenne de $x_T(t)$ est :

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2T} |X_T(f)|^2 df \quad (\text{III.15})$$

Où le terme $\frac{X_T(f)^2}{2T}$ est la densité spectrale de puissance de $x_T(t)$, donc la moyenne d'ensemble de « P_T » est :

$$E[P_T] = \int_{-\infty}^{\infty} E \left[\frac{|X_T(f)|^2}{2T} \right] df \quad (\text{III.16})$$

Ainsi, on appelle densité spectrale de puissance ou spectre d'un processus aléatoire stationnaire au sens large (SSL), à temps continu ou temps discret, la transformée de Fourier de $R_{xx}(\tau)$:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(\tau) e^{-2j\pi f\tau} d\tau \text{ à temps continue.} \quad (\text{III.17})$$

$$S(f) = \sum_{\tau \in \mathbb{Z}} R_{xx}(\tau) e^{-2j\pi f\tau} \text{ à temps discrète.} \quad (\text{III.18})$$

III.5.1. BRUIT BLANC

Le bruit blanc est un processus aléatoire stationnaire au sens large (*SSL*), centré, dont la densité spectrale de puissance est constante le long de l'axe des fréquences. Le mot blanc prend son origine par analogie avec la lumière blanche, dont la puissance est répartie uniformément sur l'ensemble des fréquences optiques.

Si on note $S(f) = \frac{N_0}{2}$ la dsp d'un bruit blanc, sa fonction d'auto-covariance s'écrit :

$$R(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (\text{III.19})$$

Où $\delta(\tau)$ désigne l'impulsion unité dans le cas des signaux à temps discret ($\tau \in \mathbb{Z}$) et la distribution de Dirac dans le cas des signaux à temps continu ($\tau \in \mathbb{R}$).

Le bruit blanc est l'archétype des modèles de bruit rencontrés en pratique. Ainsi, dans les récepteurs il modélise l'ensemble des bruits d'origine thermique qui interviennent dans la chaîne de transmission depuis l'émetteur jusqu'au récepteur.

III.5.2. Transformée de Fourier Discrète (TFD)

Le calcul sur ordinateur de la transformée de Fourier à temps discrète (*TFTD*) à partir des valeurs des échantillons de $x(n)$ impose une charge de calcul infinie puisque la série comporte un nombre infini de termes et que la fréquence f varie continûment sur l'intervalle $[0,1]$. C'est le raison pour laquelle la notion de transformée de Fourier discrète ou *TFD* a été introduite. Son calcul est limité à un nombre fini de valeurs de n et à un nombre fini de valeurs de f . Son intérêt pratique est très largement dû à la découverte d'une méthode de calcul rapide connue sous le nom de transformée de Fourier rapide, ou *TFR* :

$$X(f) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-2j\pi n f} \quad (\text{III.20})$$

Sous Matlab la fonction *fft* met en œuvre l'algorithme rapide de calcul de la *TFD*. Elle a pour syntaxe $x(f) = \text{fft}(x(t), L)$. La séquence obtenue $x(f)$ est la *TFD* de la séquence $x(t)$ de longueur N calculée sur points de fréquence L .

III.6. MÉTHODES D'ESTIMATION SPECTRALE

La mise en œuvre pratique d'un spectre nécessite d'échantillonner le signal $x(t)$ à la sortie d'un 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 de la séquence d'échantillons.

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'autocorrélation $R(m)$ qui sont les versions discrétisées de l'autocorrélation et le spectre $S(f)$ ne peuvent être qu'approximativement connus, ces conditions affectent la qualité du spectre et nous parlons d'estimation spectrale.

III.6.1. 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'autocorrélation et du spectre. La démarche usuelle en estimation spectrale non paramétrique consiste en un estimateur naturel qui est le périodogramme, module carré de la transformée de Fourier de l'échantillon.

III.6.2. Méthodes Paramétriques

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

III.7. PRÉCISION ET RÉOLUTION SPECTRALES

III.7.1. Précision Spectrale

À partir des valeurs de la transformée de Fourier discrète nous ne pouvons avoir qu'une valeur approchée de la fréquence, et sa précision dépend du nombre de points de calcul. Si L désigne le nombre de points de calcul de la *TFD*, la précision en fréquence est égale à $1/L$. Pour des signaux échantillonnés à la fréquence f_e . Cela, donne une précision de $\frac{f_e}{L}$.

III.7.2. Résolution Spectrale

La résolution spectrale est l'aptitude de mesurer des fréquences distinctes connues dans un même signal, c'est le pouvoir de distinguer (résoudre ou séparer) deux fréquences voisines dans un signal. Il est commode de définir la résolution par l'écart minimum en fréquence qui existe entre deux fréquences d'amplitudes différentes pour observer sur le spectre de creux de plus de 3dB entre les deux maxima. En général, la résolution en fréquence est de l'ordre de grandeur de l'inverse du temps total d'analyse.

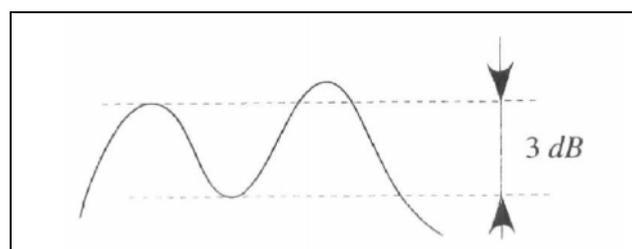


Figure III.2 : Séparation en Fréquence.

III.8. ESTIMATION SPECTRALE NON PARAMÉTRIQUE

III.8.1. Périodogramme

III.8.1.1. Définition

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

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

Ainsi, un estimateur direct de la dsp à un nombre fini de points en ne considérant pas l'espérance mathématique :

$$S_{\text{per}} = \frac{1}{N\Delta t} \left| \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-2j\pi f n \Delta t} \right|^2 \quad (\text{III.21})$$

Il est défini pour l'intervalle fréquentielle $\frac{-1}{2\Delta t} \leq f \leq \frac{1}{2\Delta t}$.

L'utilisation de l'algorithme *fft* permet l'évaluation de l'estimateur précédent à un ensemble discret de N fréquences équidistante :

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

$$\text{Et } \Delta f = \frac{1}{N\Delta t}$$

$$\text{D'où } S_k = S_{\text{per}}(f_k) = \frac{1}{N\Delta t} \left| \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-2j\pi \frac{k}{N} n} \right|^2 \quad (\text{III.22})$$

Si le facteur Δf est incorporé dans S_k , alors :

$$S_k = S_k \cdot \Delta f = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-2j\pi \frac{k}{N} n} \right|^2 \quad (\text{III.23})$$

Cette expression est devenue très populaire, elle est souvent calculée comme périodogramme.

III.8.2. Périodogramme Moyennée

Pour améliorer les performances de l'estimateur du périodogramme on calcule plusieurs périodogrammes sur des signaux indépendants. La sinusoïde est la même pour les différents signaux mais le bruit est indépendant pour chaque réalisation. On calcule ensuite la moyenne des différents périodogrammes. Cette méthode réduit la variance d'un facteur égal au nombre de périodogrammes calculés.

Le périodogramme moyenné est donc une méthode qui améliore la performance du périodogramme. En introduisant quelques modifications sans perdre l'avantage de son efficacité de calcul. L'ensemble des changements introduit est :

- Fragmentation du segment $x(n)$ de longueur N en P sous-intervalles de longueur L .
- Application éventuellement d'une fenêtre de pondération sur chacun des p sous intervalles, nous obtenons $x_{seg}(n)$.
- Calcul des P périodogrammes.
- Etablissement de la moyenne suivante :

$$S_{kmoy} = \frac{1}{p} \sum_{n_1=0}^{p-1} \left(\frac{1}{L} \left| \sum_{n_2=0}^{L-1} x_{seg}(n_1.L + n_2) e^{-2.j.\pi.\frac{k}{N}.n_2} \right|^2 \right) \quad (III.24)$$

Dans des conditions assez générale S_{kmoy} est un estimateur dont la variance tend vers zéro lorsque N tend vers l'infini contrairement au cas de S_k . En pratique, pouvons réduire la variance en prenant p suffisamment grand, mais à N fixé, le fait d'augmenter le nombre p de périodogramme revient à réduire la taille 'L' de chaque fenêtre d'analyse et par la même occasion réduire la résolution en fréquence et alors choisi de manière à réaliser un compromis entre résolution fréquentiel et variance.

III.9. ESTIMATION SPECTRALE PARAMÉTRIQUE

III.9.1. MODÈLES RATIONNELS LINÉAIRES

III.9.1.1. Définition

La plupart des processus sont bien approximés par un modèle rationnel linéaire. Un modèle général est le modèle Auto –Régressive à Moyenne Mobile $ARMA(p,q)$ défini par l'équation de récurrence suivante :

$$x(n) = - \sum_{k=1}^p a_k . x(n - k) + \sum_{k=0}^q b_k . u(n - k) \quad (III.25)$$

Il peut être vu comme la sortie d'un filtre linéaire (Figure III.3), dont l'entrée est $u(n)$ et la fonction de transfert $H(z)$ telle que :

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \sum_{k=0}^{\infty} h_k . z^{-k} \quad (III.26)$$

Avec :

$$B(z) = 1 + \sum_{k=1}^q b_k . z^{-k}$$

$$A(z) = 1 + \sum_{k=1}^P a_k z^{-k}$$

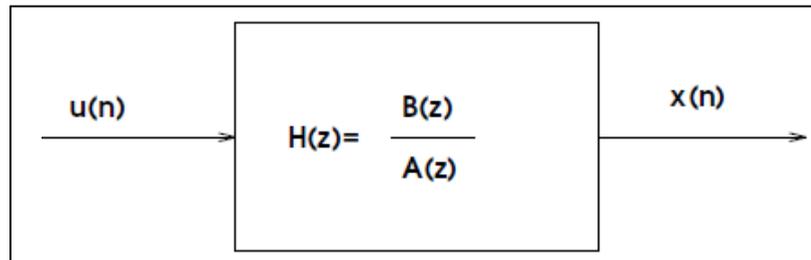


Figure III.3 : Processus ARMA (P, Q) vu comme la sortie d'un filtre linéaire.

Pour assurer que le processus $x(n)$ soit stationnaire, il faut que $H(z)$ soit stable et causale, et que $A(z)$ ait ses zéros à l'intérieur du cercle unité. On considère que l'entrée $u(n)$ du filtre est un bruit blanc et on suppose également en général que $u(n)$ est un processus gaussien.

III.9.2. Processus MA, AR et ARMA

III.9.2.1. Processus à Moyenne Mobile MA d'ordre Q

Pour un signal :

$$x(t) = b_0 u(t) + b_1 u(t-1) + \dots + b_q u(t-q) \quad (\text{III.27})$$

Où $u(t)$ désigne un processus aléatoire réel, centré, stationnaire, blanc, de variance 1. Et b_m une suite de $(q+1)$ coefficients réels. Le processus ainsi construit apparaît comme la moyenne pondérée des $(q+1)$ dernières valeurs des entrées par la suite ' b_m '. Tout se passe comme si on déplaçait cette suite de pondération devant le signal d'entrée. Pour cette raison, on parle de moyenne mobile (MA), et qui a donné son nom à ces processus. Par construction, $x(t)$ est la sortie d'un filtre linéaire dont la réponse impulsionnelle est la suite finie ' b_m '. Ce filtre a donc pour fonction de transfert :

$$H(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_q z^{-q} \quad (\text{III.28})$$

Cette fonction de transfert ne possède pas des pôles. Elle correspond donc à un filtre stable.

III.9.2.1.1. Spectre d'un MA(Q)

Un processus à moyenne mobile MA d'ordre Q peut être vu comme la sortie d'un filtre dont l'entrée est un bruit blanc de variance σ^2 . La densité spectrale de puissance d'un tel processus est exprimée par :

$$S(f) = \left| \sigma^2 b_0 + b_1 e^{-2j\pi f} + b_2 e^{-2j\pi f} + \dots + b_q e^{-2j\pi q f} \right|^2 \quad (\text{III.29})$$

Cette expression permet uniquement de déterminer le module de B ($e^{2j\pi f}$).

III.9.2.2. Processus Autorégressif AR d'ordre P

Pour l'équation de récurrence suivante :

$$x(t) + a_1 x(t-1) + \dots + a_P x(t-P) = u(t) \quad (\text{III.30})$$

Où $u(t)$ désigne un processus aléatoire réel, centré, stationnaire, blanc et a_p est une suite de coefficients réels :

$$H(z) = \frac{1}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_P z^{-P}} \quad (\text{III.31})$$

Le signal $x(t)$ peut être vu comme la sortie du filtre tout-pôle de fonction de transfert :

$$H(z) = \frac{1}{A(z)}$$

On montre que l'équation récurrence précédente admet une solution unique $x(t)$, stationnaire au second ordre, qui s'exprime causalement en fonction de $u(t)$ si et seulement si les racines du dénominateur, c-à-dire les pôles de la fonction de transfert $H(z)$ sont de module inférieur à l'unité.

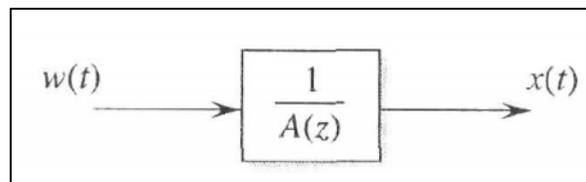


Figure III.4 : Génération d'un processus AR.

Au temps t , ne nécessite que la connaissance de l'entrée présente et des entrées espacées, c'est-à-dire de la suite infinie des valeurs $(u(t), u(t-1), \dots)$. Cette solution a pour expression :

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

Où la suite ' h_k ' est la suite des coefficients du développement en série de Fourier de $H(f) = T(e^{2j\pi f})$:

$$h_k = \int_{-1/2}^{1/2} T(e^{2j\pi f}) e^{2j\pi k f} df \quad (\text{III.32})$$

En particulier $h_0 = 1$. La solution stationnaire causale de l'équation (III.30) a la même forme que la solution causale et stable que l'on obtient pour cette même équation dans le cas des signaux déterministes.

Ajoutons encore que si $u(t)$ est supposé gaussien, alors $x(t)$ est lui-même gaussien, puisque le caractère gaussien se conserve par transformation linéaire.

Par définition un processus autorégressif (en abrégé *AR*) est l'unique solution stationnaire d'une équation de la forme (III.30). N est l'ordre du processus.

L'équation récurrente (III.30) s'écrit encore:

$$x(t) = -a_1 x(t-1) - \dots - a_N x(t-N) + u(t) = x(t) + u(t).$$

Où $E((x(t) - x(t-k)) x(t-k)) = E(u(t) x(t-k)) = 0$ pour $k \in \{1, \dots, N\}$.

En effet $x(t-k)$ s'expriment en fonction de $u(t-k), u(t-k-1), \dots$, puisque la solution est causale et donc $x(t-k)$ est indépendant donc non corrélé de $w(t)$.

On a donc $E(u(t) x(t-k)) = E(u(t)) E(x(t-k)) = 0$. En vertu du principe d'orthogonalité, le terme $x(t)$ peut être vu comme la meilleure approximation de $x(t)$ à l'instant t calculée comme une régression linéaire sur son propre passé $\{x(t-1), \dots, x(t-N)\}$, d'où le terme d'autorégressif donné à ces processus.

III.9.2.2.1. Spectre *AR* d'ordre P

Puisqu'un processus *AR* d'ordre P peut être vu comme la sortie d'un filtre excité par un bruit blanc de variance σ^2 . La densité spectrale de puissance de ce processus est donnée par :

$$S(f) = \frac{\sigma^2}{|1 + a_1 e^{j2\pi f} + a_2 e^{j4\pi f} + \dots + a_P e^{-j2\pi P f}|^2} \quad (\text{III.33})$$

III.9.2.3. Processus *ARMA* (Q, P)

Les processus *ARMA* s'obtiennent en mettant en série une structure *AR* et une structure *MA*, pour l'équation récurrente suivante :

$$x(t) + a_1 x(t-1) + \dots + a_P x(t-P) = b_0 u(t) + b_1 u(t-1) + \dots + b_Q u(t-Q) \quad (\text{III.34})$$

Où $u(t)$ désigne un processus aléatoire réel, centré, stationnaire, blanc de variance 1, et a_n et b_q sont deux suites de coefficients réels. Posons:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_Q z^{-Q}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_P z^{-P}} \quad (\text{III.35})$$

Cette équation récurrente admet une solution $x(t)$, stationnaire au second ordre, unique, qui s'exprime causalement en fonction de $u(t)$, si et seulement si les racines du dénominateur, qui sont les pôles de la fonction de transfert $H(z)$, sont de module inférieur à l'unité. Par définition un processus *ARMA* (Q, P) est la solution stationnaire d'une équation récurrente de la forme (III.34).

III.9.2.3.1. Spectre *ARMA* d'ordre (Q, P)

Le processus *ARMA* (Q, P) peut être vu comme la sortie d'un filtre excité par un bruit blanc de variance σ^2 .

La densité spectrale de puissance de cette processus est donnée par :

$$S(f) = \sigma^2 \frac{|b_0 + b_1 e^{j2\pi f} + \dots + b_q e^{-j\pi f}|^2}{|1 + a_1 e^{j2\pi f} + \dots + a_p e^{-j\pi P f}|^2} \quad (\text{III.36})$$

III.9.3. Relation entre les modèles

Il peut paraître restrictif de supposer qu'un processus ne dépende que d'un nombre fini de paramètres. Toutefois la modélisation *ARMA* correspond à des processus dont le spectre est une fraction rationnelle. Les fonctions de transfert rationnelles apparaissent très naturellement dans les dispositifs électriques, électroniques et même mécaniques. D'autre part, tout processus *ARMA* ou *MA* peut être approché par un *AR* d'ordre suffisamment élevé et tout processus *ARMA* ou *AR* peut être approché par un *MA* d'ordre suffisamment grand. Ce résultat est fondamental en pratique puisque, si l'on choisit parmi ces trois modèles le mauvais modèle, une précision raisonnable peut encore être obtenue en prenant un ordre assez élevé.

III.9.4. Méthodes Haute Résolution

Les méthodes haute résolution sont des méthodes à horizon infini ou plus exactement la précision obtenue après un temps d'observation infini est infinie. Ces méthodes sont efficaces que dans des domaines d'application bien définis à elles. Le terme haute résolution (HR) est utilisé pour désigner les algorithmes qui conduisent à une meilleure résolution que la méthode classique (méthode non paramétrique).

III.9.4.1. Signaux périodiques et équations récurrentes

Un signal harmonique est donné par l'équation suivante :

$$S(n) = \sum_{k=1}^p a_k e^{(2j\pi f_k n)} \quad (\text{III.37})$$

Où a_k est une suite de P amplitudes complexes et f_k une suite de P fréquences toute distinctes. Alors, il existe a_1, \dots, a_p tel que :

Le signal $S(n)$ vérifié l'équation récurrente :

$$S(n) + a_1 S(n-1) + \dots + a_p S(n-P) \quad (\text{III.38})$$

Et l'équation :

$$B(z) = z^p + a_1 z^{p-1} + \dots + a_p \quad (\text{III.39})$$

Réciproquement, si $S(n)$ vérifie l'équation (III.38), et si $B(z)$ à P racines distinctes sur le cercle unité, alors $S(n)$ est de la forme de l'équation (III.37), ou les a_k sont P valeurs complexes quelconques.

Ce résultat est encore vrai pour un signal réel $S(n)$ qui est la somme de P sinusoïde réelle de la forme :

$$\begin{aligned} S(n) &= \sum_{k=1}^p a_k \cdot \cos(2\pi f_k n + \phi_k) \\ &= \sum_{k=1}^p \frac{a_k}{2} [e^{j\phi_k} \cdot \exp(2j\pi f_k n) + e^{-j\phi_k} \cdot \exp(-2j\pi f_k n)] \\ &= \sum_{k=1}^p a_k \cdot \zeta_k^n \end{aligned} \quad (\text{III.40})$$

Où ζ_k^n sont les $2P$ valeurs $\exp(\pm 2j\pi f_k)$.

En effet $S(n)$ apparaît comme la somme de $2P$ exponentielles complexes dont les fréquences vont par paire de valeurs positives et négatives, donc $S(n)$ satisfait une équation récurrente de la forme :

$$S(n) + a_1 S(n-1) + \dots + a_{2p} S(n-2p) \quad (\text{III.41})$$

Où le polynôme $B(z) = z^{2p} + a_1 z^{2p-1} + \dots + a_{2p}$. De degré $2P$, donc à coefficient réels.

III.9.4.2. Méthode de Prony

Nous avons Considéraient le signal harmonique bruité $x(n) = s(n) + u(n)$ ou :

$$S(n) = \sum_{k=1}^p a_k \cdot \cos(2\pi f_k n + \phi_k) \quad (\text{III.42})$$

Et $u(n)$ est un bruit gaussien, centré, blanc, de variance σ^2 . a_k désigne une suite de P amplitudes inconnues, f_k une suite de P fréquences inconnues à valeurs dans $[0,1]$ supposées toutes différentes et ϕ_k une suite de P phases inconnues à valeur dans $[0, 2\pi]$.

Avec l'équation (III.42), cette méthode pour un but à déduire la suite des valeurs b_1, \dots, b_{2p} par la suite des fréquences f_1, \dots, f_p . En posant $\varepsilon(n) = u(n) + a_1 u(n-1) + \dots + a_{2p} u(n-2p)$, et en additionnant $S(n) + b_1 S(n-1) + \dots + b_{2p} S(n-2p) = 0$ au second membre, on obtient :

$\varepsilon(n) = x(n) + a_1 x(n-1) + \dots + a_{2p} x(n-2p)$. On se propose de déterminer la suite a_1, \dots, a_{2p} qui minimise :

$$\sum_n \varepsilon^2(n).$$

Cela revient à minimiser, par rapport à la matrice $a = [1 \ a_1 \ \dots \ a_{2p}]^T$, une expression de la forme:

$$a^T \cdot (D^T \cdot D) \cdot a \quad (\text{III.43})$$

Où D est une matrice obtenue à partir des observations $x(0), \dots, x(N-1)$. Que l'on peut écrire avec des notations évidentes'' $D a = E$ '. Est D une matrice $(T - 2P)$. $(2P + 1)$ constituée à partir des données de b (vecteur à déterminer).

Nous proposons de minimiser le scalaire $E^T E = a^T D^T D a$ sous la contrainte que la première composante de 'b' soit égale à 1. En posant $u = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ et $R = D^T D$ (matrice carré $(2P + 1)$). On doit résoudre:

$$\begin{cases} \min a^T R a \\ a^T u = 1 \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

En utilisant la méthode des multiplicateurs de 'Lagrange', on lui substitue le problème équivalent :

$$\begin{cases} \min \left\{ a^T R a - \lambda (a^T u - 1) \right\} \\ a^T u - 1 = 0 \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

En dérivant la première équation par rapport à 'a' on déduit l'équation ' $R a = \lambda u$ ' dont on tire :

$$a = \lambda R^{-1} u.$$

En exprimant la contrainte on a : $\lambda u^T R^{-1} u - 1 = 0$ dont on déduit λ . Finalement il vient :

$$a = \frac{1}{u^T R^{-1} u} R^{-1} u \quad (\text{III.46})$$

Ainsi, l'algorithme de prony d'estimation de fréquence se résume aux étapes suivantes :

- Construction des matrices D puis $R = D^T D$ et enfin R^{-1} .
- Détermination de la matrice a.
- Théoriquement le polynôme construit à partir des éléments de b a toutes ses racines sur le cercle unité. Pour les obtenir on peut soit calculer directement ses racines à partir de la fonction 'roots' soit évaluer par *fft* l'expression :

$$G(f) = \frac{1}{|1 + a_1 e^{-2j\pi f} + \dots + a_2 p e^{-4p j\pi f}|} \quad (\text{III.47})$$

- Détermination des maxima qui en théorie, devraient être infinis.

III.10. CONCLUSION

De nombreux processus discrets déterministes et aléatoires rencontrés dans la pratique sont bien représentés par les modèles paramétriques à fonction de transfert. Bien que le modèle ARMA est une représentation raisonnable de processus, son application à l'estimation spectrale est complexe par rapport à l'estimation spectrale AR dont la simplicité revient à la résolution d'un système linéaire d'équations. La méthode de Prony permet la résolution d'un système d'équations linéaires pour déterminer le spectre pulse doppler approché par un modèle AR.



IV.1. INTRODUCTION

Le radar pulse doppler fait appel au traitement du signal pour l'estimation de la vitesse d'une cible, le temps de mesure qui limite le nombre d'échantillons enregistrés, l'effet du bruit et la résolution en fréquence sont les facteurs à tenir en considération. Dans ce but nous élaborons une série de simulations pour examiner les performances de chacune des méthodes considérées pour l'estimation du spectre doppler.

La simulation est effectuée sous logiciel 'Matlab', version '7.8.0.347(R2009a)'. Pour notre simulation nous considérons un radar pulse doppler terrestre dont les caractéristiques sont les suivants :

| | |
|--|----------------|
| 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° |
| Taux de balayage azimutal | 30°/s |
| incrémental azimutal | 1° |

Tableau IV.1 : caractéristique du radar terrestre pulse doppler TDWR.

IV.2. GÉNÉRATION DES SIGNAUX

Pour la simulation d'un signal radar pulse doppler nous tenons compte de plusieurs paramètres. La subdivision du temps de réception radar en segments correspondants à la résolution en distance, le fonctionnement du récepteur pulse doppler, la fluctuation de la structure de la cible et le bruit additif qui affectent le signal dans son amplitude et lui attribuent un caractère stochastique.

IV.2.1. Cellules- distance

L'intervalle de temps d'écoute qui sépare les impulsions d'un radar pulse doppler est divisé en segments correspondants à sa résolution en distance $c\tau/2$ appelés cellules-distance (Figure IV.1).

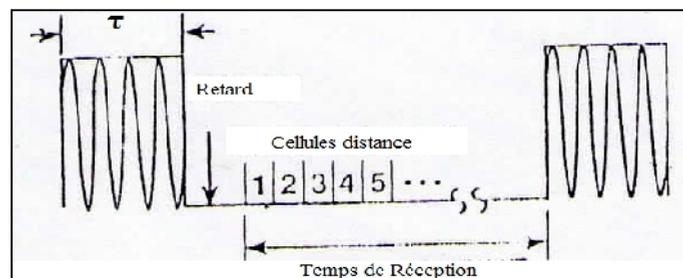


Figure IV.1 : Cellules distance.

Chaque cellule-distance est définie par la résolution distance et le lobe d'antenne (Figure IV.2). Le radar recevant l'écho de chaque cellule-distance génère une séquence d'échantillons complexes dont la partie réelle est acheminée dans une chaîne I (en phase) et la partie imaginaire est acheminée dans une chaîne Q (Quadrature). Chaque paire d'échantillons (I, Q) représente une moyenne de l'énergie incidente au radar dans le volume de la cellule-distance.

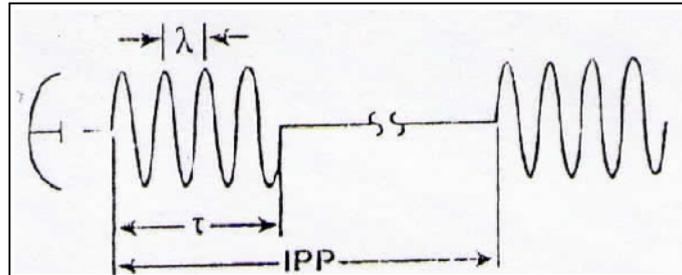


Figure IV.2 : Volume d'une cellule-distance.

IV.2.2. Fluctuation de la cible

Une cible réelle est un réflecteur très complexe (Figure IV.3). De nombreux éléments participent à la réflexion: les entrées et sorties de réacteurs, les bords d'attaque des ailes et des empennages et en règle générale toutes les irrégularités de structure. Chaque réflecteur élémentaire peut être ramené à un point brillant. De la sorte, le signal perçu par le radar et de la forme :

$$S(t) = \sum_1^n S_i(t) = \sum_1^n p_i \cos(\omega t + \varphi) \quad \text{IV.1}$$

$$S(t) = \sum_1^n X_i \cos \omega t + \sum_1^n Y_i \cos \omega t \quad \text{IV.2}$$

Si le nombre des points brillants est suffisant et si aucun d'entre eux ne joue un rôle prépondérant, la loi des grands nombres s'applique et les sommes des X_i et Y_i tendent vers des variables gaussiennes. Le signal réfléchi par la cible s'écrit alors:

$$S(t) = X \cos \omega t + Y \sin \omega t \quad \text{IV.3}$$

Ou X et Y sont des fonctions aléatoires du temps, indépendantes, gaussiennes, de moyenne nulle, et de variance égale à la puissance S du signal.

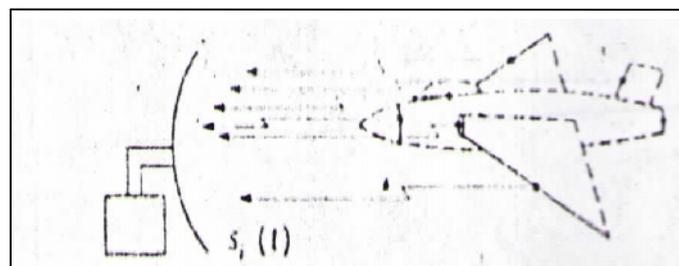


Figure IV.3 : Points brillants d'une cible réelle.

En considérant la détection sur une seule impulsion le signal (écho radar) composite somme du signal d'intérêt $S(t)$ et du bruit additif $b(t)$ a pour expression :

$$S_c(t) = S(t) + b(t)$$

$$S_c(t) = (X+\alpha) \cos wt + (Y+\beta) \sin wt.$$

Avec : $(X+\alpha)$ et $(Y+\beta)$ sont des variables gaussiennes.

IV.2.3. Bruit additif

Le bruit additif est un processus stochastique qui vient s'ajouter à l'amplitude du signal radar. Le bruit est de nature externe et thermique (dû au récepteur radar). À la sortie du récepteur le bruit est également acheminé dans les deux chaînes I et Q. La figure IV.4 illustre le bruit additif de variance 10 et moyenne nulle affectant les chaînes I et Q déphasées de 90° selon le fonctionnement du récepteur. L'instruction 'randn', permet de gérer un processus stochastique en précisant sa variance/écart-type et sa moyenne.

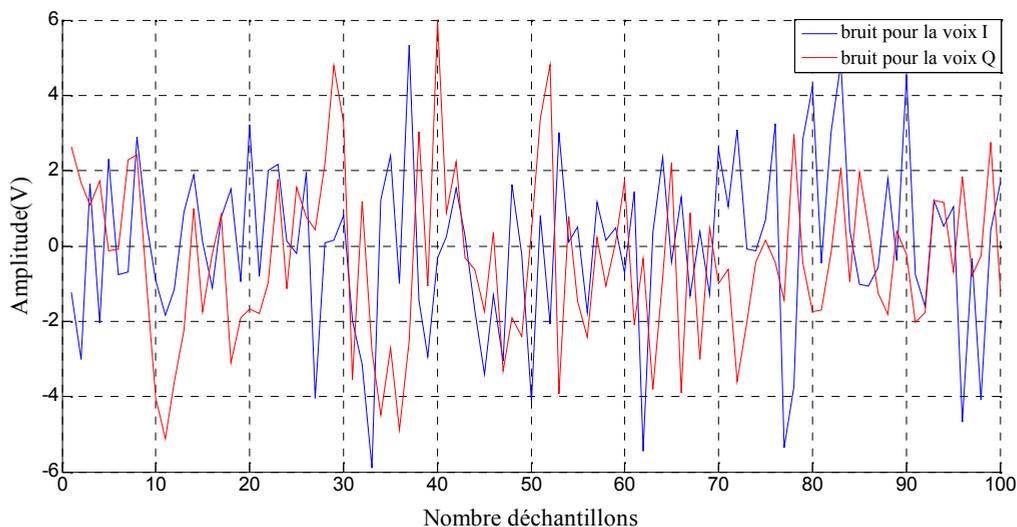


Figure IV.4 : Représentation du bruit additif, SNR=10 dB.

IV.2.4. Signal pulse doppler

Le signal radar pulse doppler à la sortie du récepteur se compose du signal à décalage doppler représenté par une sinusoïde de fréquence doppler f_d correspondant à la vitesse parcourue par la cible et du bruit additif. L'instruction 'sin' permet de générer une sinusoïde à une fréquence et amplitude données. Les figures IV.5-7, illustrent l'allure du signal radar sans et avec bruit additif.

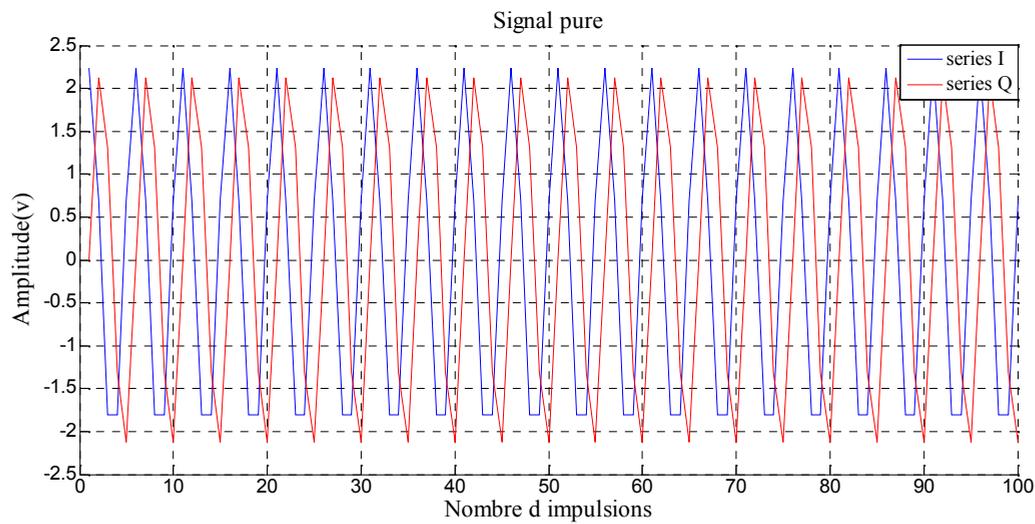


Figure IV.5 : Décalage doppler
 $N = 100$ impulsions, $f_d = 200$ Hz.

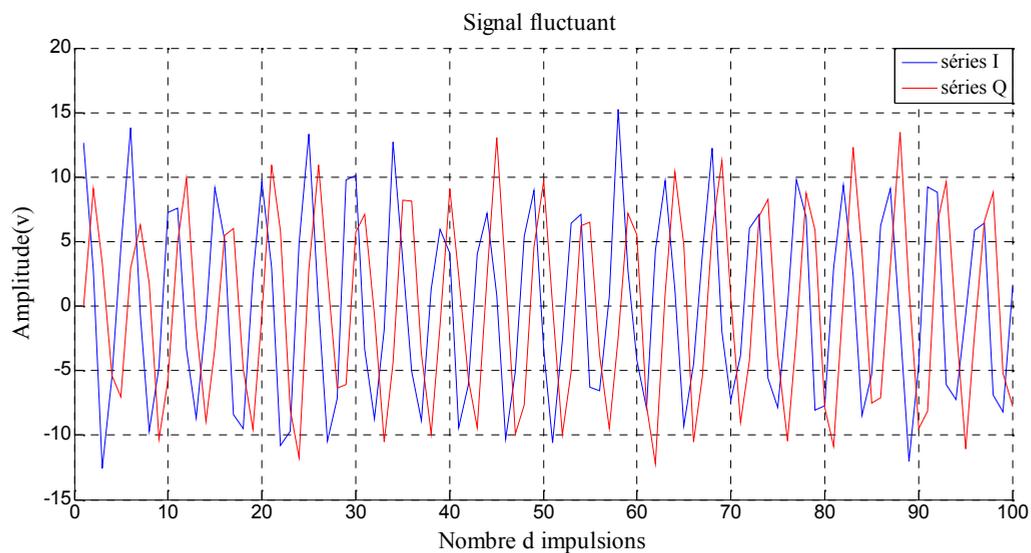


Figure IV.6 : Décalage doppler avec fluctuations de la cible
 $N = 100$ impulsions, $f_d = 200$ Hz.

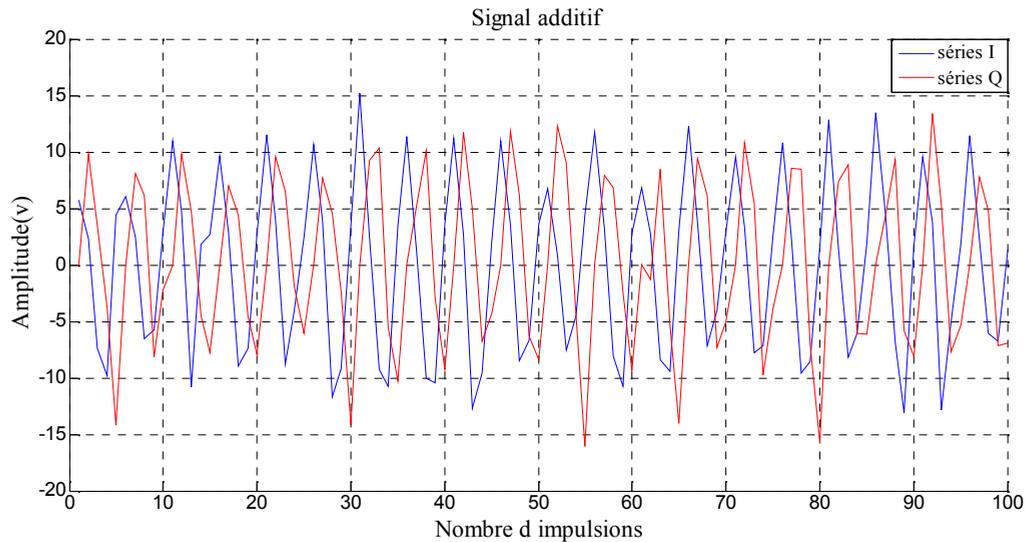


Figure IV.7 : Décalage doppler avec fluctuations de la cible et bruit additif
 $N = 100$ impulsions, $f_d = 200$ Hz, SNR=10 dB.

Deux séquences d'échantillons I et Q à décalage doppler 200 Hz sont représentées dans les figures IV.5-7. Nous constatons le déphasage de 90° des chaînes I et Q. Nous remarquons également l'effet de la fluctuation de la cible (Figure IV.6) et celui du bruit additif (Figure IV.7) sur l'amplitude du signal doppler pure (Figure IV.5). Les fonctions sin et cos permettent de générer des séquences déphasées.

IV.3. SPECTRE DOPPLER DU PÉRIODOGRAMME

Dans cette simulation nous avons estimé le spectre doppler par la méthode du périodogramme qui est une méthode classique. Nous examinons les performances de la méthode en considérant le nombre d'échantillons disponibles N , le rapport signal au bruit SNR, du point de vue précision spectrale, résolution en fréquence et rapidité d'exécution.

IV.3.1. Variation du nombre d'échantillons disponibles N

Dans la figure IV.8 nous présentons une superposition de spectres doppler estimés par la méthode du périodogramme pour un signal idéal (sans fluctuations de la cible et sans bruit additif) et un signal simulé qui tient compte des fluctuations de la cible et du bruit additif pour une séquence disponible de 100 échantillons à un rapport signal au bruit (SNR) de 10 dB. Le spectre du signal réel présente un nombre considérable de fluctuations comparativement au spectre idéal exprimant l'aspect aléatoire des processus du bruit additif et de la fluctuation de la cible.

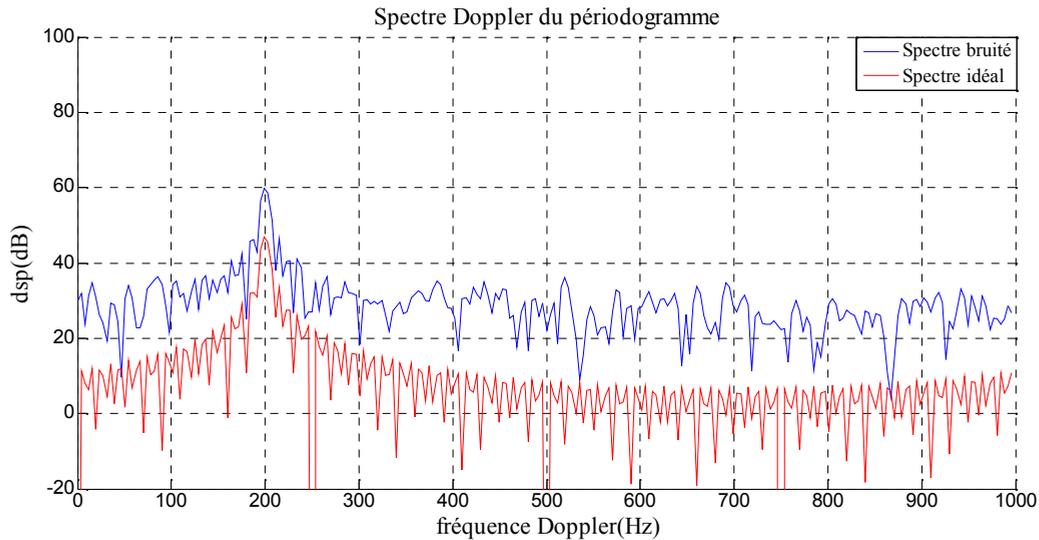


Figure IV.8 : Spectre doppler du périodogramme
 $N = 100$ impulsions, $f_d=200$ Hz, SNR = 10 dB.

Une deuxième estimation du spectre doppler est réalisée pour une séquence disponible de 1000 échantillons (Figure IV.9). Les fluctuations du spectre augmentent mais les performances sont maintenues car une séquence disponible de 100 échantillons est largement suffisante pour une estimation précise. L'augmentation du nombre d'échantillons ne fait que renforcer la précision. Les fluctuations du spectre constituent une perte de puissance par rapport au pic principal (pic d'intérêt).

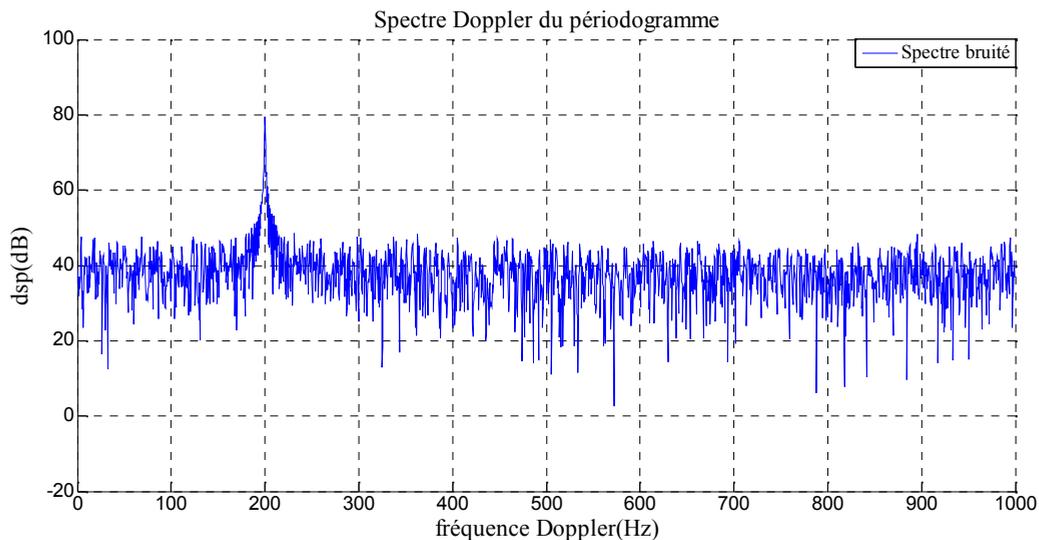


Figure IV.9 : Spectre doppler du périodogramme
 $N = 1000$ impulsions, $f_d=200$ Hz, SNR = 10 dB.

Le tableau IV.2 illustre les différents résultats obtenus :

| Nombre d'impulsions | Temps d'estimation | Précision |
|---------------------|--------------------|-------------|
| 100 impulsions | 0.5118 s | 200.1953 Hz |
| 1000 impulsions | 0.51945 s | 200.1953 Hz |

Tableau IV.2 : Résultats du spectre du périodogramme
SNR=10 dB, $f_d=200$ Hz, N=100/1000 impulsions.

IV.3.2.Variation du SNR

Dans ce qui suit nous avons considéré un échantillon de 100 impulsions sur lequel nous avons varié le SNR entre 10 dB et -2 dB et -3.5 dB pour estimer le spectre doppler à la fréquence 200 Hz.

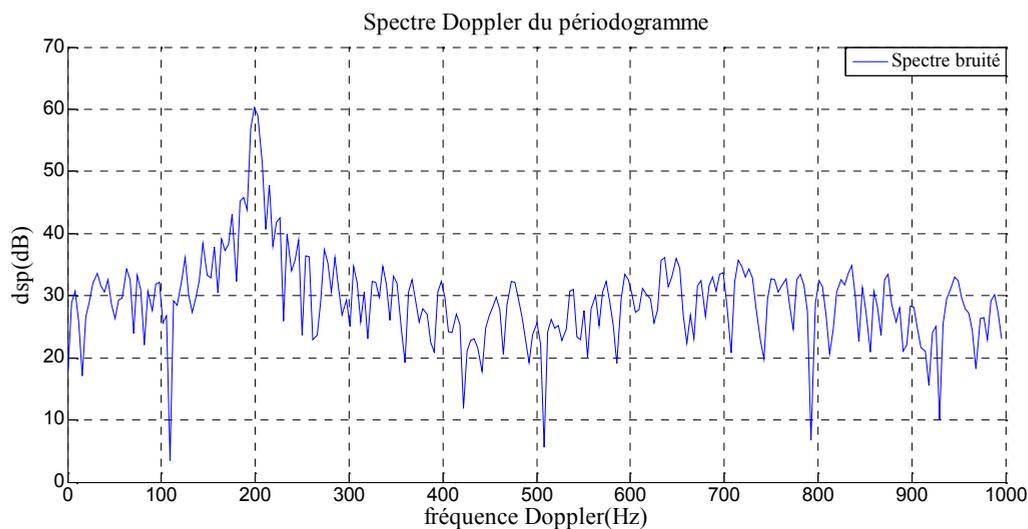


Figure IV.10 : Spectre doppler du périodogramme
N = 100 impulsions, $f_d=200$ Hz, SNR = 10 dB.

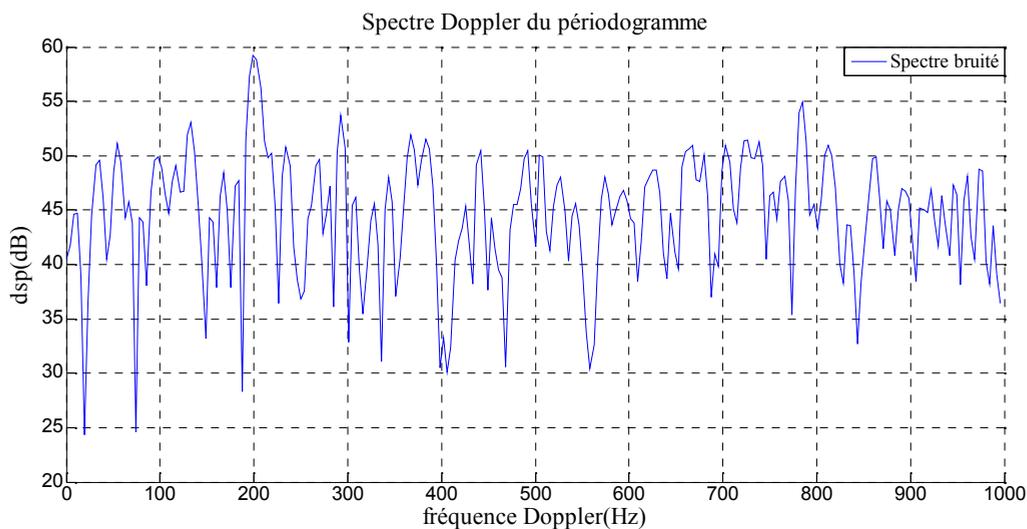


Figure IV.11 : Spectre doppler du périodogramme
N = 100 impulsions, $f_d=200$ Hz, SNR = -2dB.

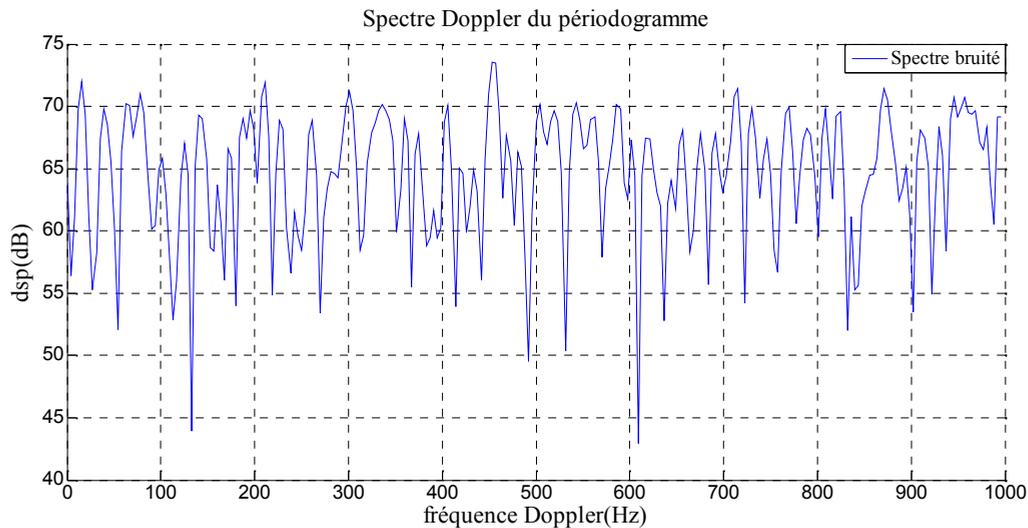


Figure IV.12 : Spectre doppler du périodogramme

$N = 100$ impulsions, $f_d=200$ Hz, $SNR = -3.5$ dB.

Les résultats obtenus montrent la dégradation du spectre du périodogramme avec la diminution du SNR du point de vue augmentation des fluctuations du spectre. À -3.5 dB les fluctuations atteignent le niveau du pic principal et l'information est perdue. La précision de la fréquence doppler estimée se dégrade également avec la diminution du SNR (augmentation de la variance du bruit additif). Le tableau IV.3 récapitule les différents résultats de simulation obtenus :

| SNR | Temps d'estimation | Précision |
|---------|--------------------|-------------------|
| 10 dB | 0.5179 s | 199.2188 Hz |
| -2 dB | 0.5225 s | 200.6836/199.7 Hz |
| -3.5 dB | 0.5221 s | 391.11 Hz |

Tableau IV.3 : Résultats du spectre du périodogramme
 $f_d= 200$ Hz, $N=100$ impulsions, $SNR=10$ dB/ -2 dB/ -3.5 dB.

IV.3.3. Résolution en fréquence

La résolution en fréquence est un paramètre très important en radar qui exprime l'aptitude du radar à distinguer deux cibles différentes ou plus. Dans ce contexte nous examinons l'aptitude du spectre doppler du périodogramme à résoudre deux fréquences proches ($f_{d1}=200$ Hz et $f_{d2}=210$ Hz) pour un échantillon de 100 impulsions.

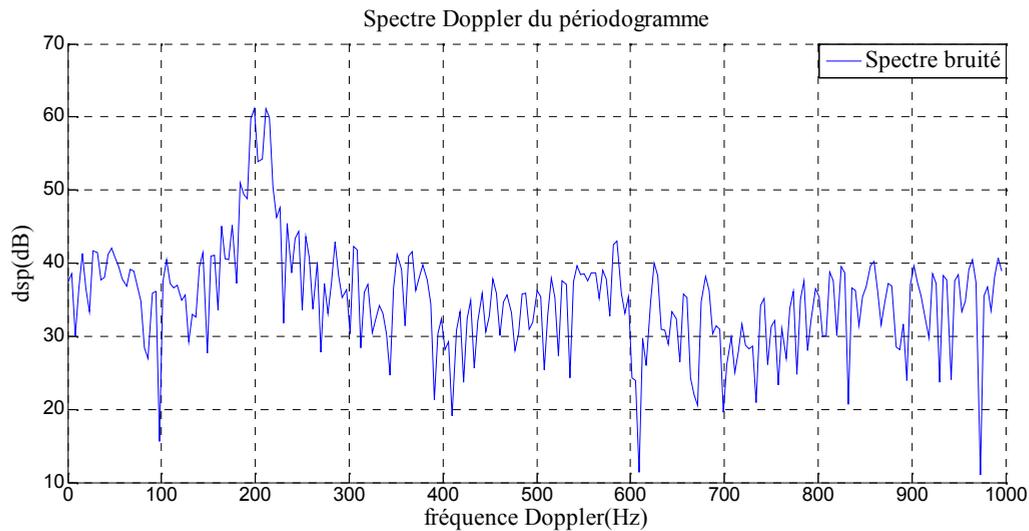


Figure IV.13 : Spectre doppler du périodogramme
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $N = 100$ impulsions, $SNR = 10$ dB.

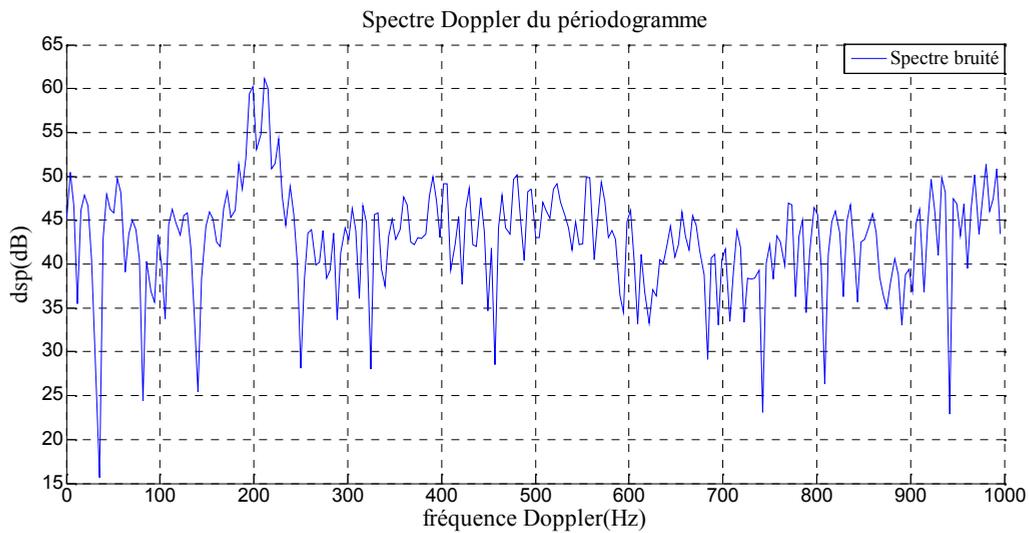


Figure IV.14 : Spectre doppler du périodogramme
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $N = 100$ impulsions, $SNR = 1.3$ dB.

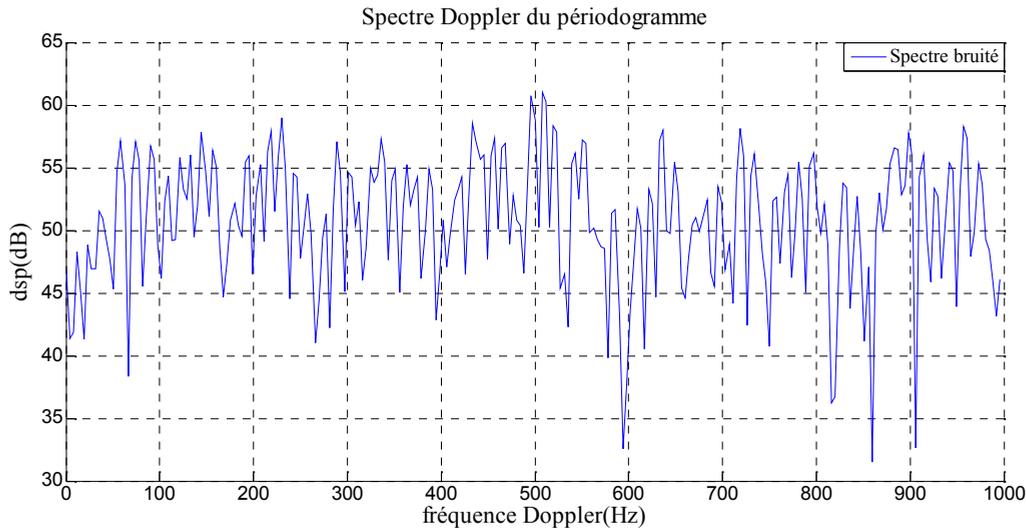


Figure IV.15 : Spectre doppler du périodogramme
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $N = 100$ impulsions, $SNR = 0$ dB.

Pour une séquence disponible de 100 échantillons on constate que la résolution radar se dégrade avec l'augmentation de la variance du bruit. Pour un SNR de 10 dB la résolution est bonne et le spectre peut distinguer les fréquences 210 Hz et 200 Hz. Pour un SNR de 1.3 dB l'écart entre la fréquence générée et celle estimée devient notée jusqu'à perte de l'information à 0 dB. Le tableau IV.4 montre les résultats obtenus :

| SNR | Composition fréquentielles | Temps d'estimation | Précision |
|--------|----------------------------------|--------------------|--|
| 10 dB | $f_1 = 200$ Hz $f_2 = 210$ Hz | 0.5 s | $f_1 = 199.2188$ Hz $f_2 = 210.9375$ Hz |
| 1.3 dB | $f_1 = 200$ Hz $f_2 = 210$ Hz | 0.5 s | $f_1 = 195.3125$ Hz $f_2 = 210.9375$ Hz |
| 0 dB | $f_1 = 200$ Hz $f_2 = 210$ Hz | 0.5 s | $f_1 = 121.0938$ Hz $f_2 = 125$ Hz |

Tableau IV.4 : Résultats du spectre du périodogramme
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $N = 100$ impulsions, $SNR = 10$ dB/ -2 dB/ -3.5 dB.

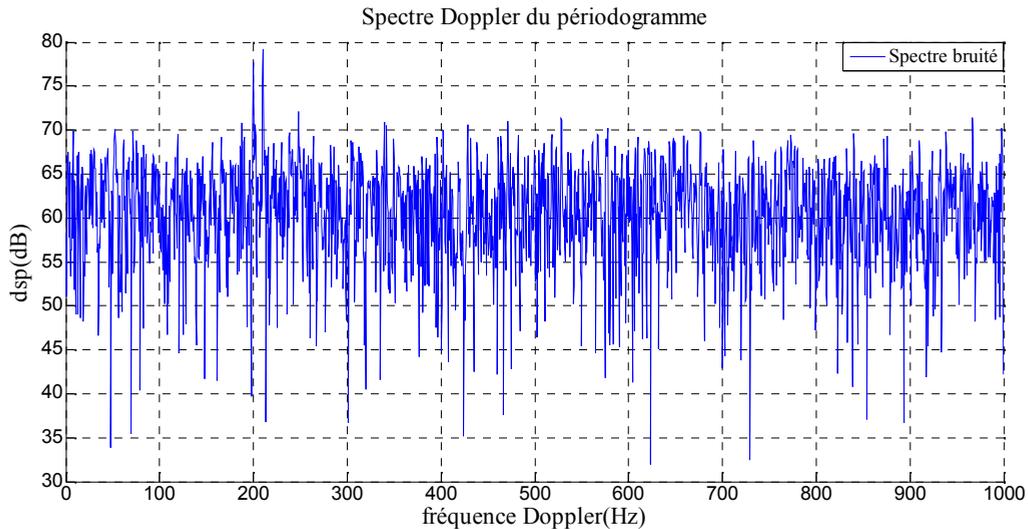


Figure IV.16 : Spectre doppler du périodogramme
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $N = 1000$ impulsions, $SNR = 0$ dB.

En augmentant par contre le nombre d'échantillons à 1000 tout en maintenant un SNR de 0 dB on retrouve la séparation en fréquence deux fréquences générées (Figure IV.15). Les valeurs estimées étant 209.9609 Hz et 200.1953 Hz. Le tableau récapitulatif des résultats est illustré ci-dessous.

| Nombre d'impulsions | Temps d'estimation | Précision |
|---------------------|--------------------|--|
| 1000 impulsions | 0.5359 s | $f_{d1} = 200.1953$ Hz $f_{d2} = 209.9609$ Hz |

Tableau IV.5 : Résultats du spectre du périodogramme
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $SNR = 0$ dB, $N = 100/1000$ impulsions.

Ainsi, pour le spectre du périodogramme on peut conclure que :

L'augmentation du nombre d'échantillons disponible :

- renforce la précision.
- augmente les fluctuations du spectre doppler qui constituent une perte d'énergie par rapport au pic principal.
- et renforce l'aptitude radar de résolution en fréquence.

L'augmentation de la variance du bruit (diminution du SNR) :

- augmente les fluctuations du spectre doppler jusqu'à perte de l'information
- et réduit l'aptitude radar de résolution en fréquence.

IV.4. SPECTRE DU PÉRIODOGRAMME MOYENNÉ

IV.4.1. Organigramme du Périodogramme moyenné

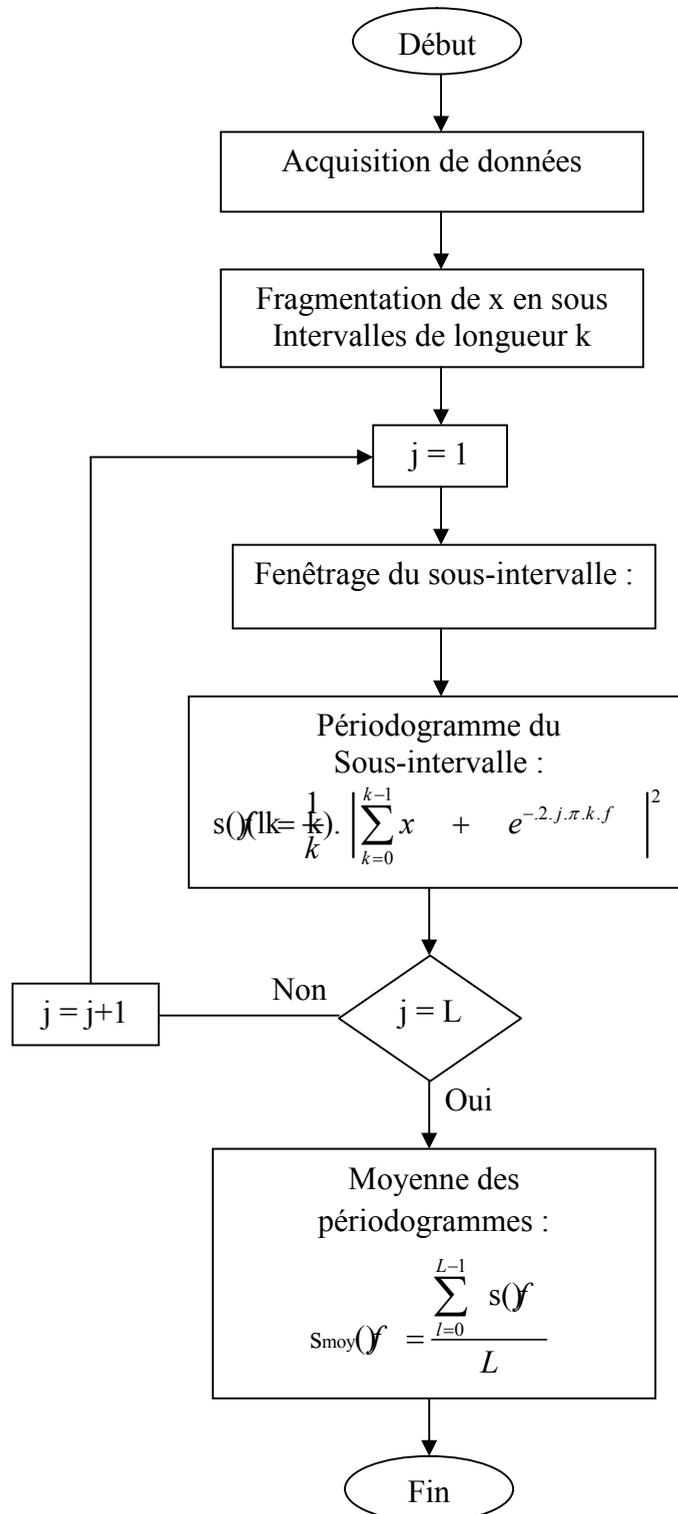


Figure IV.17 : Organigramme de la méthode du périodogramme moyenné.

IV.4.2. Variation du nombre d'échantillons disponibles N

Dans cette partie de simulation on estime le spectre doppler par la méthode du périodogramme moyennée. Le périodogramme moyenné est une version améliorée du périodogramme qui utilise le fenêtrage des données pour obtenir des meilleures performances.

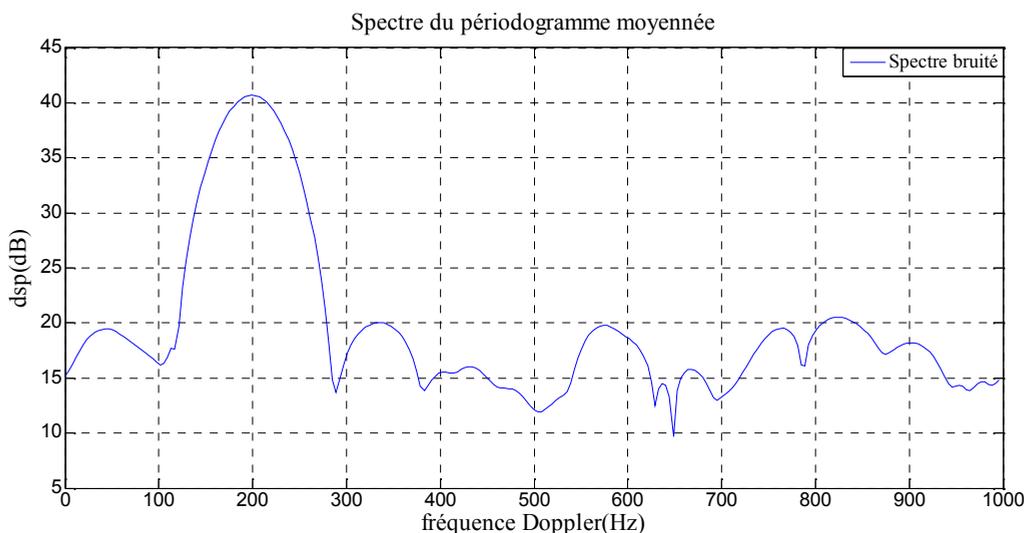


Figure IV.18 : Spectre doppler du périodogramme moyenné
 $f_d = 200$ Hz, SNR = 10 dB, N = 100 impulsions, 5 fenêtres Hamming.

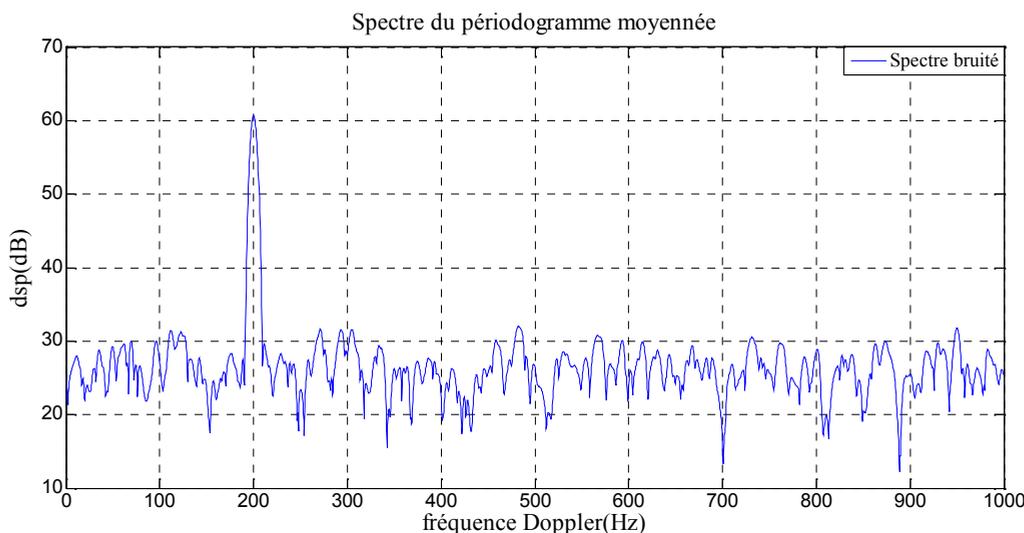


Figure IV.19 : Spectre doppler du périodogramme moyenné
 SNR = 10 dB, N = 1000 impulsions, 5 fenêtres Hamming.

Sur un échantillon disponible de 1000 impulsions et pour une fréquence doppler de 200 Hz nous avons estimé 200.1953 Hz en utilisant 5 fenêtres hamming, nous constatons une réduction importante des fluctuations sur le périodogramme moyenné (Figure IV. 19) par rapport au périodogramme (Figure IV.9), le pic d'information se distingue mieux mais s'élargit par rapport au périodogramme. Il s'élargit encore plus lorsque le nombre d'impulsions est réduit à 100, ceci induit une détection de 199.2188 Hz (Figure IV. 18).

Le tableau IV.6 résume les résultats obtenus :

| Nombre d'impulsion | Temps d'estimation | Précision |
|--------------------|--------------------|-------------|
| 100 impulsions | 0.616468 s | 199.2188 Hz |
| 1000 impulsions | 0.616468 s | 200.1953 Hz |

Tableau IV.6 : Résultats du spectre du périodogramme moyenné
 $f_d = 200$ Hz, SNR= 10 dB, N=100/1000 impulsions.

IV.4.3. Variation du SNR

La variation du SNR est effectuée sur une séquence disponible de 100 impulsions, on fait dégrader le SNR par augmentation de la variance du bruit additif.

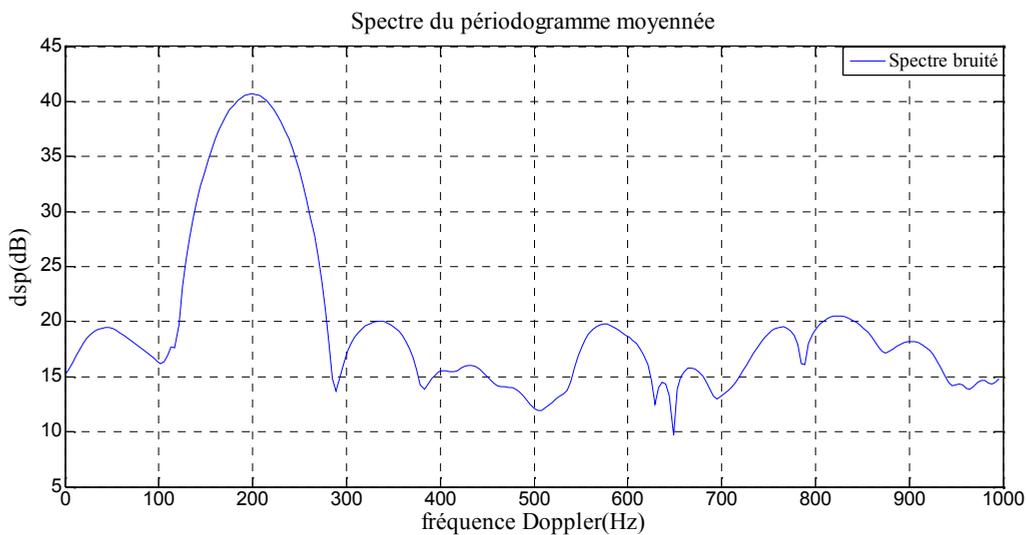


Figure IV.20 : Spectre doppler du périodogramme moyenné
 SNR = 10 dB, N = 100 impulsions, 5 fenêtres Hamming.

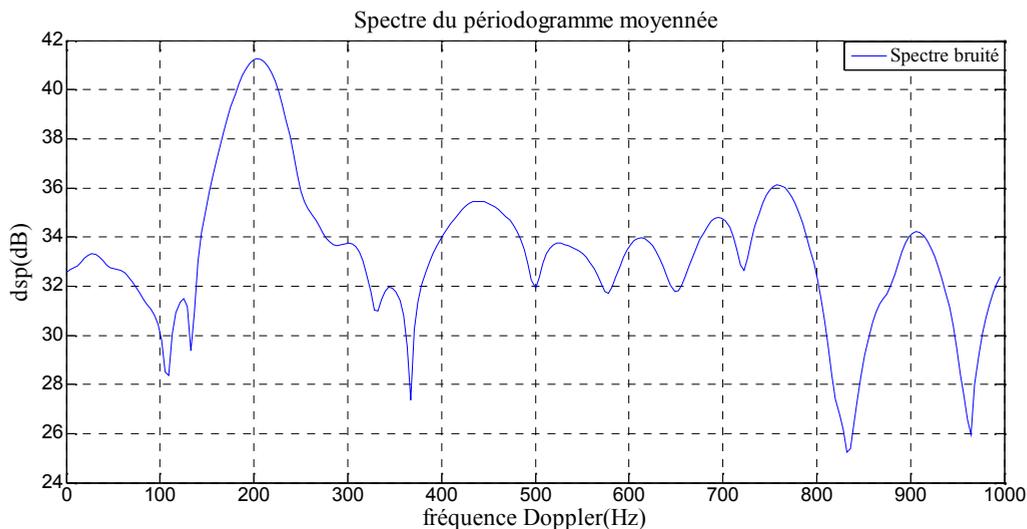


Figure IV. 21 : Spectre doppler du périodogramme moyenné
 SNR = -2.4 dB, N = 100 impulsions, 5 fenêtres Hamming.

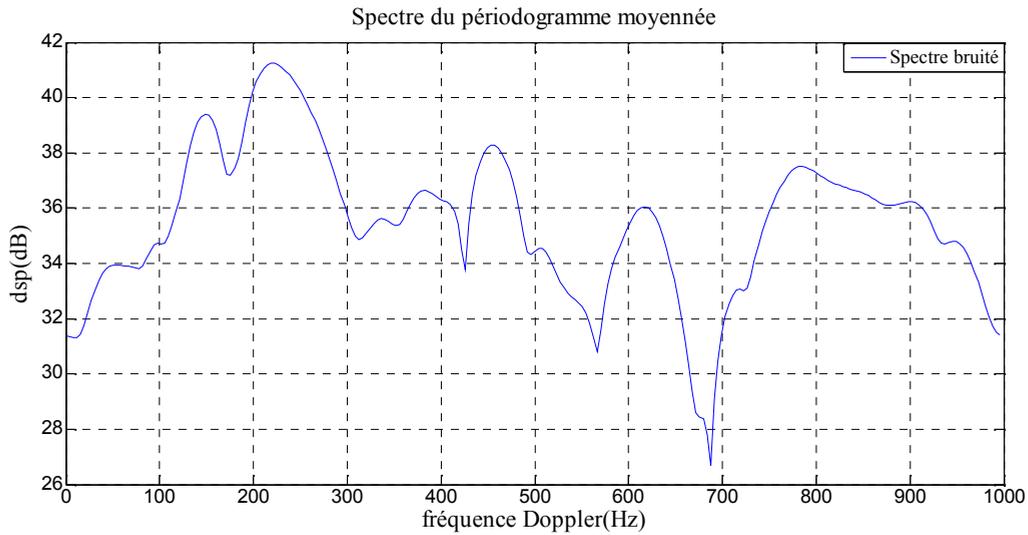


Figure IV. 22 : Spectre doppler du périodogramme moyenné
SNR = -3.4 dB, N = 100 impulsions, 5 fenêtres Hamming.

Plus le rapport signal sur bruit diminue, plus le pic d'information risque de se confondre avec les fluctuations, c'est toujours l'amplitude des fluctuations qui augmente. Le tableau IV.7 montre les résultats obtenus :

| SNR | Temps d'estimation | Précision |
|---------|--------------------|-------------|
| 10 dB | 0.6 s | 199.2188 Hz |
| -2.4 dB | 0.6 s | 203.125 Hz |
| -3.4 dB | 0.6 s | 218.750 Hz |

Tableau IV.7 : Résultats du spectre du périodogramme moyenné
 $f_d = 200$ Hz, N=100 impulsions, SNR= 10 /-2.4/-3.4 dB.

IV.4.4. Variation du nombre de fenêtres

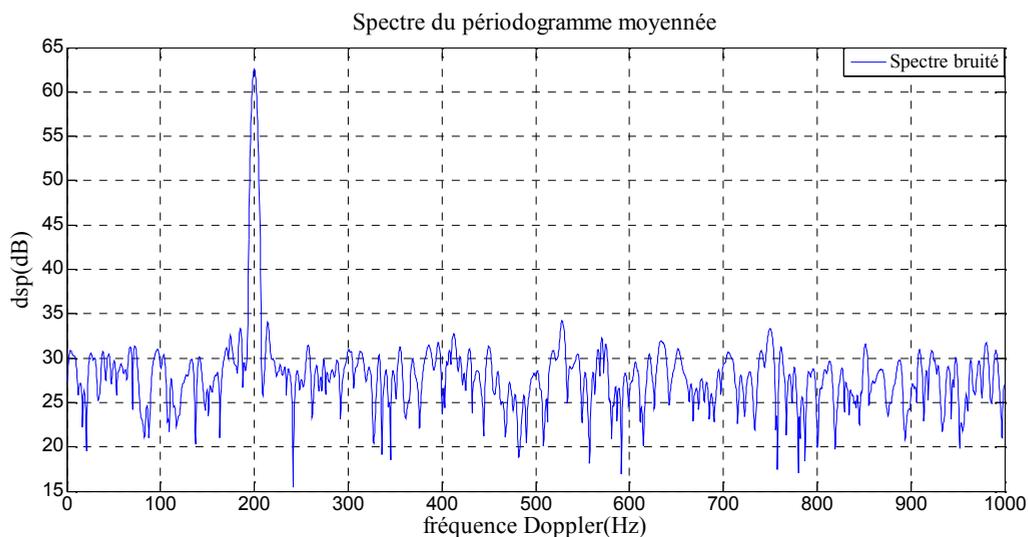


Figure IV.23 : Spectre doppler du périodogramme moyenné
SNR = 10 dB, N = 1000 impulsions, 4 fenêtres Hamming.

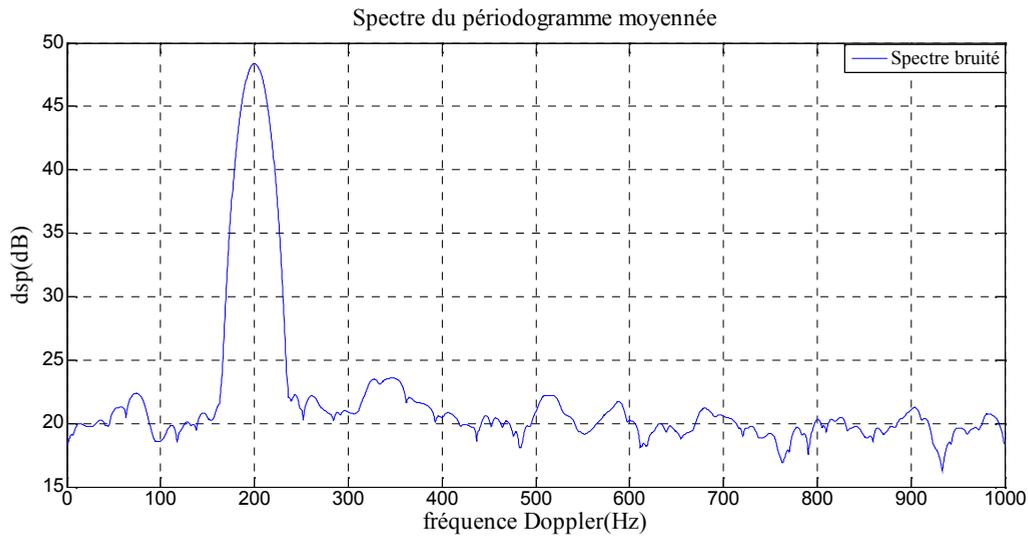


Figure IV.24 : Spectre doppler du périodogramme moyenné
SNR = 10 dB, N = 1000 impulsions, 20 fenêtres Hamming.

Le nombre de fenêtrage effectué sur un échantillon de longueur donnée détermine la longueur de la fenêtre qui ne doit pas être trop courte. Sur ce on effectuant 20 fenêtrages Hamming le pic d'information s'élargit plus (Figure IV. 24), tandis la réduction du nombre de fenêtres fait approcher périodogramme moyenné vers le périodogramme classique (Figure IV.23). Le tableau IV.8 montre les résultats obtenus :

| Nombre de fenêtres | SNR | Temps d'estimation | Précision |
|--------------------|-------|--------------------|-------------|
| 4 fenêtres | 10 dB | 0.6101 s | 200.1953 Hz |
| 20 fenêtres | 10 dB | 0.6164 s | 200.1953 Hz |

Tableau IV.8 : Résultats du spectre du périodogramme moyenné
 $f_d = 200$ Hz, N=1000 impulsions, SNR= 10 dB, 4 / 20 fenêtrages Hamming.

IV.4.5. Résolution en fréquence

Nous considérons également le problème de la résolution en fréquence sur le périodogramme moyenné pour 100 impulsions et 5 fenêtres Hamming.

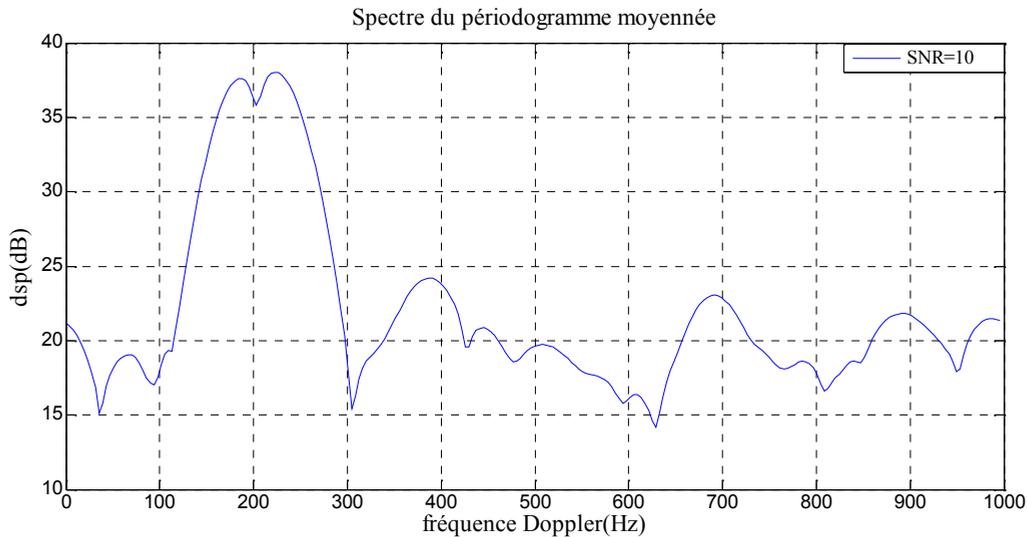


Figure IV.25 : Spectre doppler du périodogramme moyenné
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $N = 100$ impulsions, 5 fenêtres Hamming.

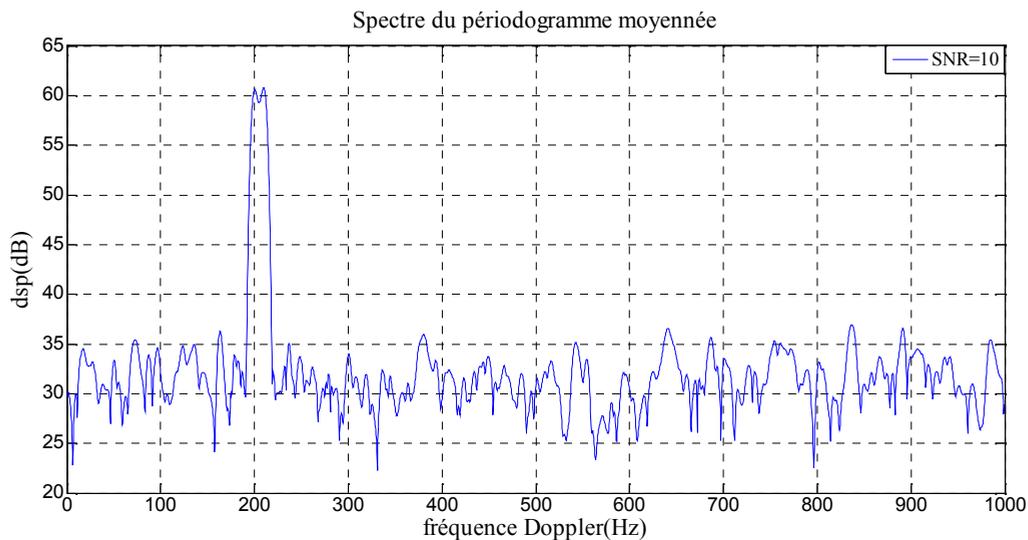


Figure IV.26 : Spectre doppler du périodogramme moyenné
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $N = 1000$ impulsions, 5 fenêtres Hamming.

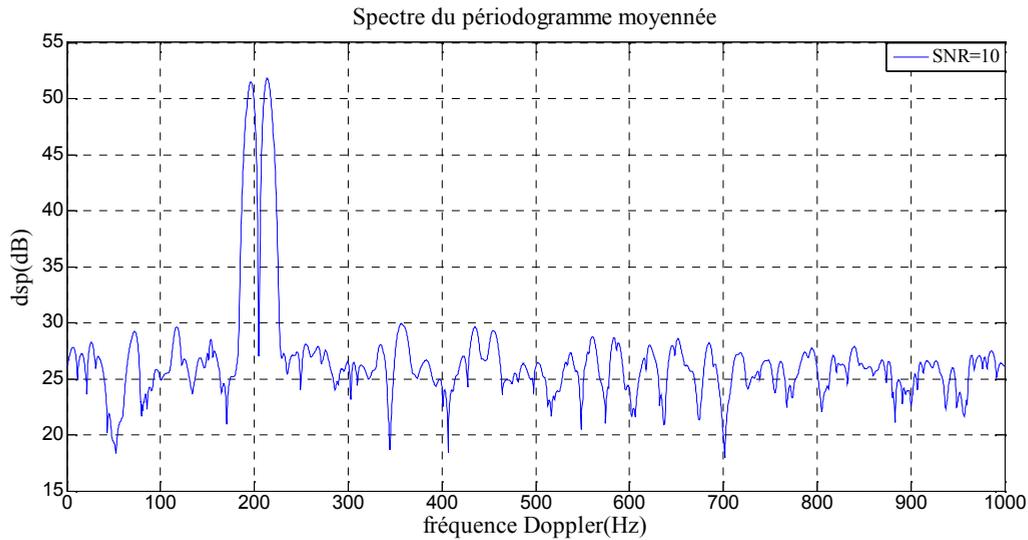


Figure IV.27 : Spectre doppler du périodogramme moyenné
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $N = 1000$ impulsions, 10 fenêtres Hamming.

Nous constatons que les fréquences 200 Hz et 210 Hz ne sont pas facilement résolues sur un périodogramme moyenné pour une séquence d'échantillons disponible de 100 impulsions. On atteint la résolution en augmentant le nombre d'échantillons disponibles à 1000 impulsions. L'augmentation du nombre de fenêtres réduit aussi l'aptitude radar en résolution fréquentielle. Le périodogramme moyenné présente un manque de résolution qui est due à l'élargissement des lobes. Le tableau IV.9 montre les résultats obtenus :

| Nombre de fenêtres | Nombre d'impulsions | Composition fréquentielles | Temps d'estimation | Précision |
|--------------------|---------------------|----------------------------------|--------------------|--|
| 5 fenêtres | 100 impulsions | $f_1 = 200$ Hz $f_2 = 210$ Hz | 0.6113 s | $f_1 = 187.5000$ Hz $f_2 = 222.6563$ Hz |
| 5 fenêtres | 1000 impulsions | $f_1 = 200$ Hz $f_2 = 210$ Hz | 0.6229 s | $f_1 = 200.1953$ Hz $f_2 = 209.4727$ Hz |
| 10 fenêtres | 1000 impulsions | $f_1 = 200$ Hz $f_2 = 210$ Hz | 0.6410 s | $f_1 = 198.2891$ Hz $f_2 = 213.8672$ Hz |

Tableau IV.9 : Résultats du spectre du périodogramme moyenné
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $N = 100/1000$ impulsions, SNR= 10 dB, 5 / 10 fenêtres Hamming.

Ainsi, pour le spectre du périodogramme moyenné on peut conclure que :

L'augmentation du nombre d'échantillons disponible :

- renforce la précision

L'augmentation de la variance du bruit (diminution du SNR) :

- dégrade la précision de l'information

L'augmentation du nombre de fenêtrage des données :

- réduit considérablement les fluctuations secondaires du spectre,
- mais fait élargir le pic principal
- réduit la résolution en fréquence du radar.

IV.5. SPECTRE DE PRONY

La méthode de prony consiste à approximer l'écho radar enregistré par une fonction de transfert AR d'ordre 2P. Cette dernière permet de déterminer le spectre pulse doppler. Nous recherchons dans ce qui suit les performances de cette méthode.

IV.5.1. Organigramme de prony

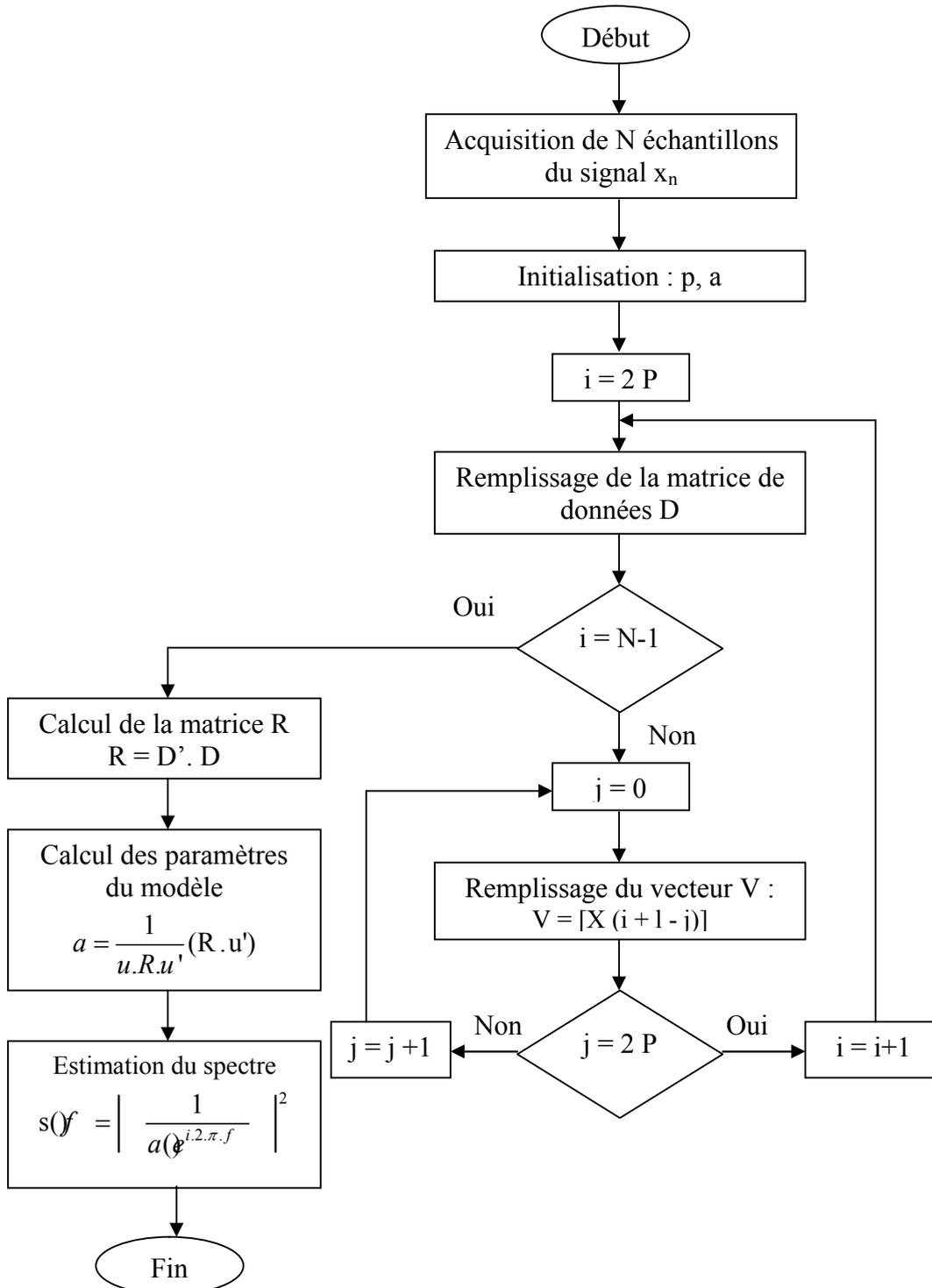


Figure IV.28 : Organigramme de la méthode Prony.

IV.5.2. Variation de la longueur de l'échantillon N

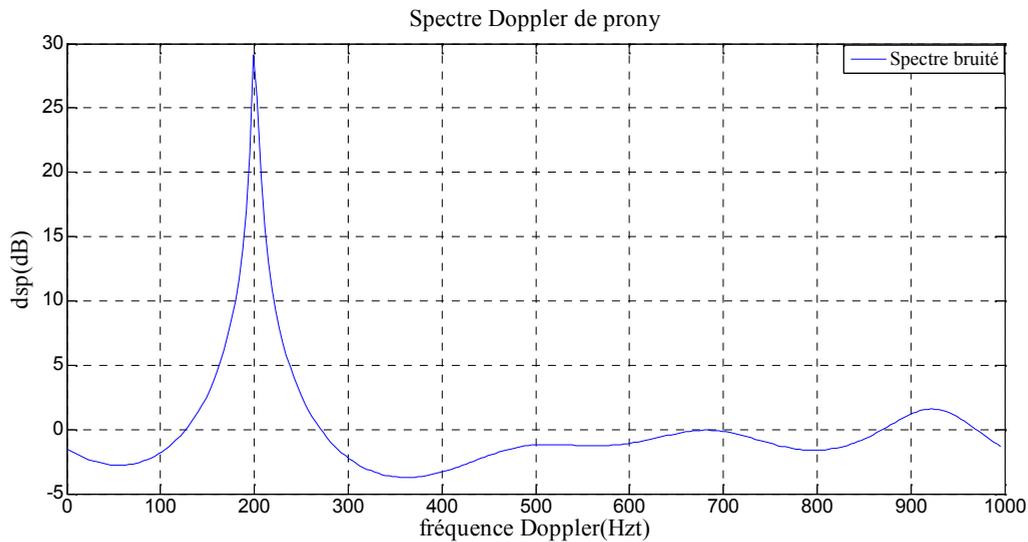


Figure IV.29 : Spectre doppler de prony
 $P = 2$, $SNR = 10$ dB, $N = 100$ impulsions.

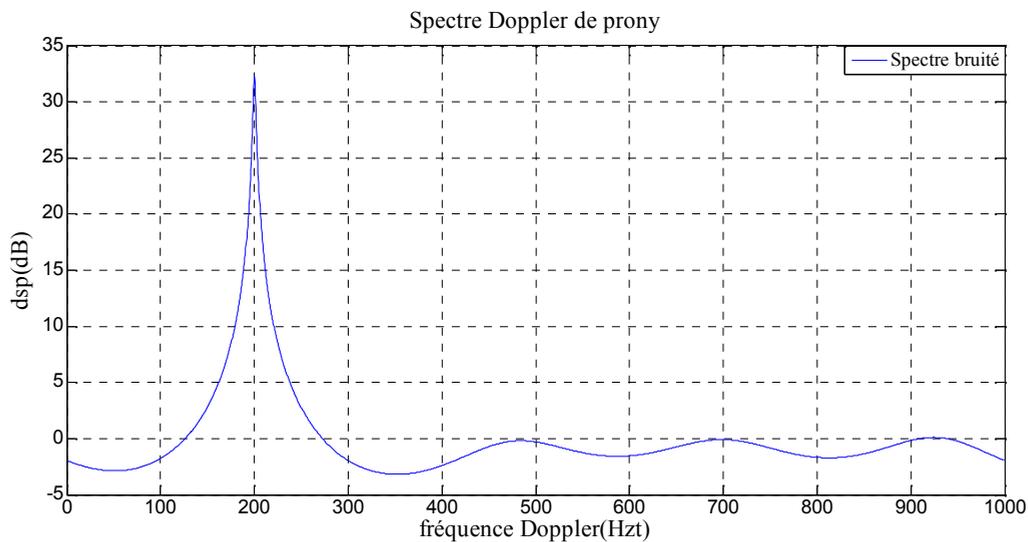


Figure IV.30 : Spectre doppler de prony
 $P = 2$, $SNR = 10$ dB, $N = 1000$ impulsions.

Le spectre de puissance estimé par la méthode de prony pour détecter un décalage doppler de 200 Hz étant disponible un échantillon de 1000 impulsions qu'on approche par une fonction de transfert AR d'ordre 2 à un SNR de 10 dB est un spectre sans fluctuations considérables a pic principal de 200.1953 Hz (Figure IV.29). En réduisant le nombre d'impulsions disponibles à 100 pour le même modèle nous constatons une diminution en précision spectrale.

Le tableau IV.9 montre les résultats obtenus :

| Nombre d'impulsion | Temps d'estimation | Précision |
|--------------------|--------------------|-------------|
| 100 impulsions | 0.4776 s | 199.2188 Hz |
| 1000 impulsions | 0.4748 s | 200.1953 Hz |

Tableau IV.10 : Résultats du spectre de Prony
 $f_d = 200$ Hz, SNR= 10 dB, P=2, N=100/1000 impulsions.

IV.5.3. Variation de l'ordre du modèle

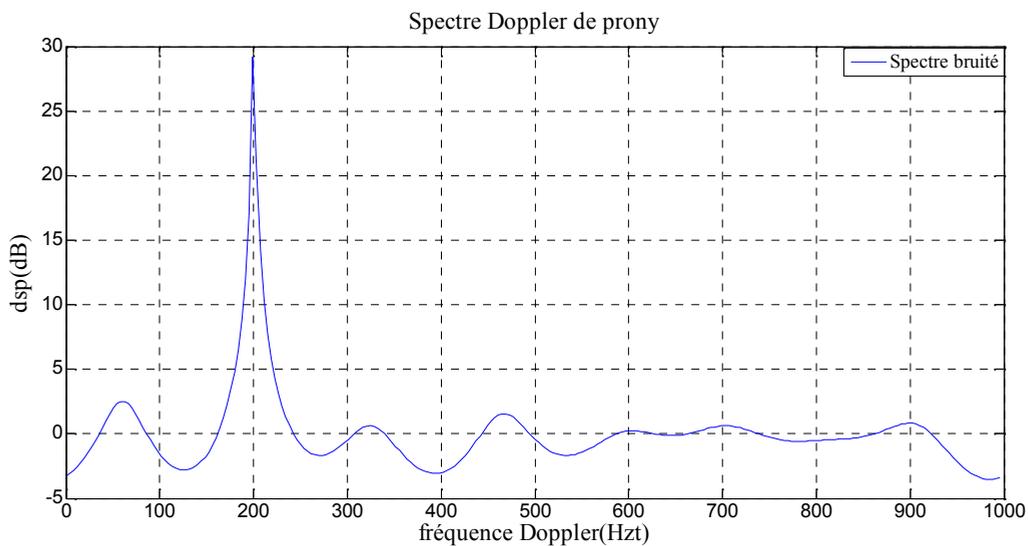


Figure IV.31 : Spectre doppler de prony
 P = 4, SNR= 10 dB, N = 100 impulsions.

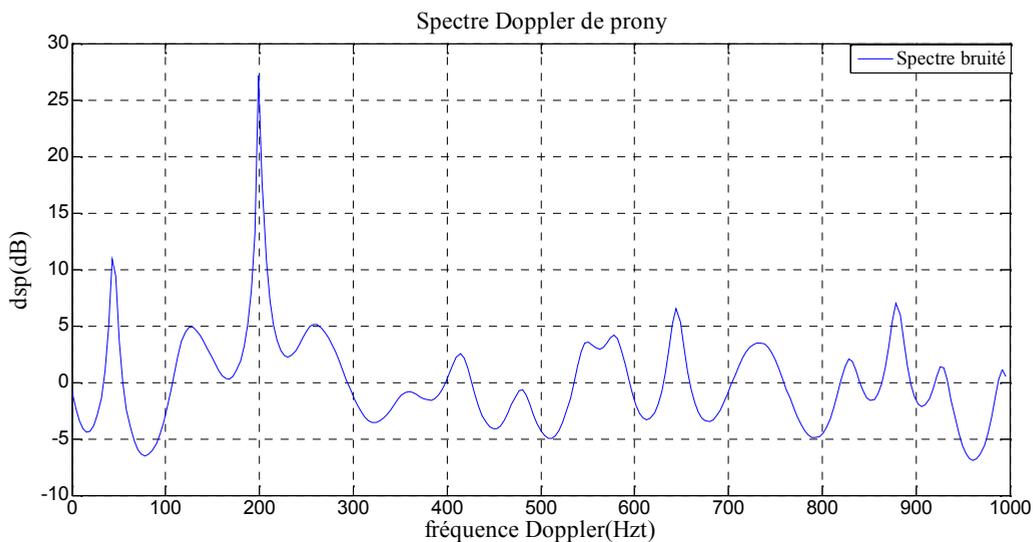


Figure IV.32: Spectre doppler de prony
 P = 10, SNR= 10 dB, N = 100 impulsions.

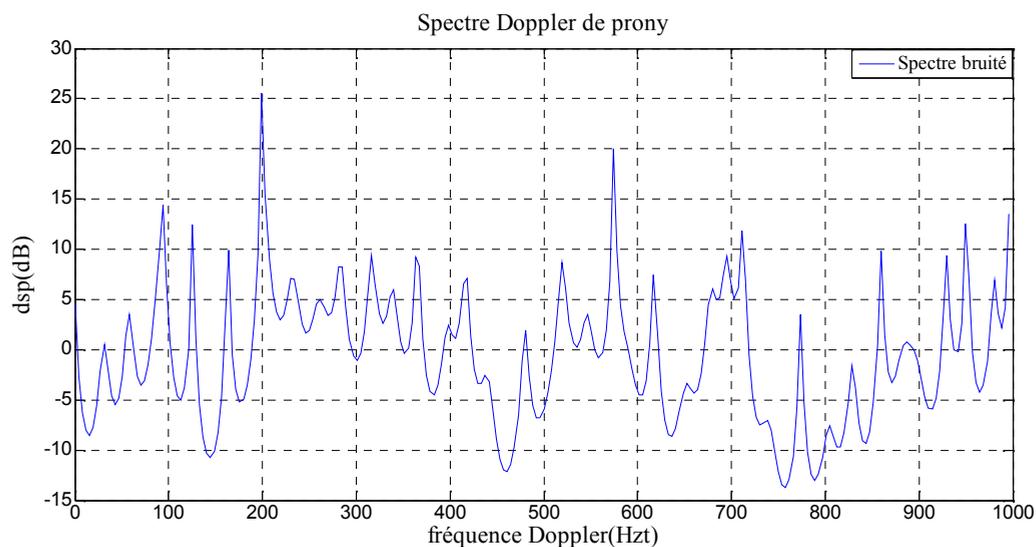


Figure IV.33 : Spectre doppler de prony
 $P = 20$, $\text{SNR} = 10$ dB, $N = 100$ impulsions.

En augmentant l'ordre de la fonction de transfert AR de 2 à 20 pour un SNR de 10 dB et un échantillon de 100 impulsions, il est noté que les fluctuations spectrales deviennent importantes avec l'augmentation de l'ordre sans avoir d'effet sur la précision des résultats. Le tableau IV.11 montre les résultats obtenus :

| l'ordre du modèle | Nombre d'impulsion | Temps d'estimation | Précision |
|-------------------|--------------------|--------------------|-------------|
| $P = 4$ | 100 | 0.4807 s | 199.2188 Hz |
| $P = 10$ | 100 | 0.4814s | 199.2188 Hz |
| $P = 20$ | 100 | 0.4820s | 199.2188 Hz |

Tableau IV.11 : Résultats du spectre de Prony
 $f_d = 200$ Hz, $\text{SNR} = 10$ dB, $N=100$, $P = 4,10,20$.

IV.5.4. Variation du SNR

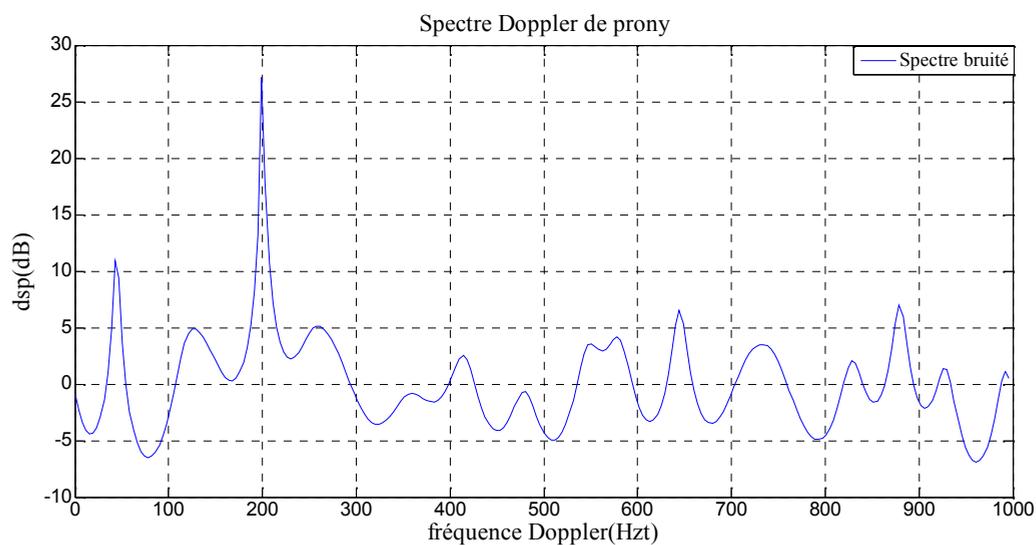


Figure IV.34 : Spectre doppler de prony
SNR= 10dB, P = 10, N = 100 impulsions.

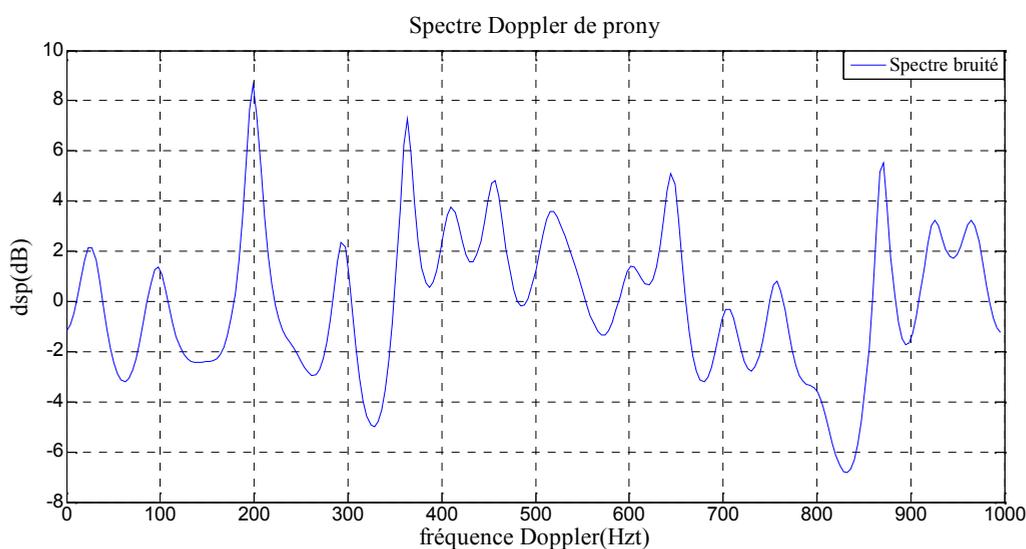


Figure IV.35 : Spectre doppler de prony
SNR= -2 dB, P = 10, N = 100 impulsions.

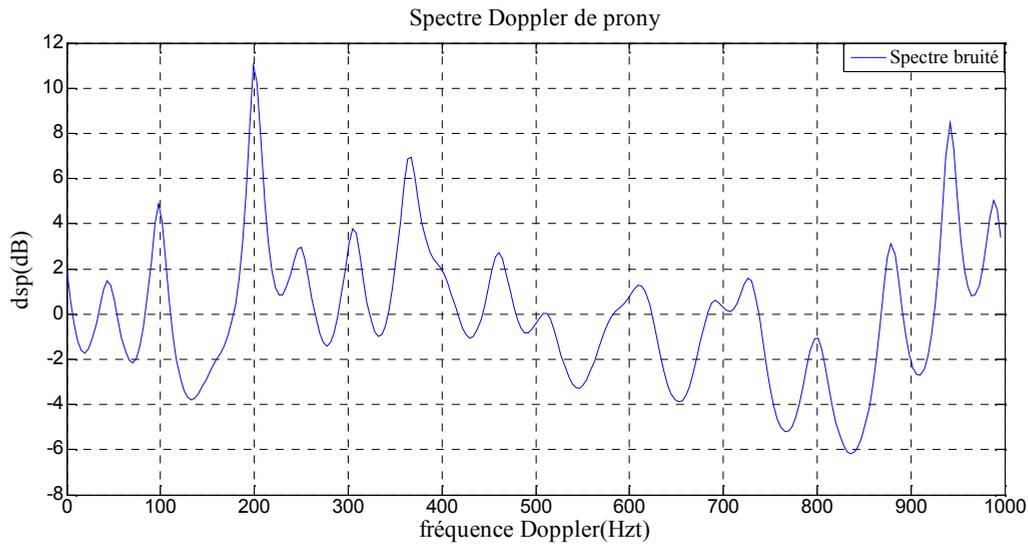


Figure IV.36 : Spectre doppler de prony
SNR= -3 dB, P = 10, N = 100 impulsions.

La diminution du SNR de 10 dB à -3 dB induit également des fluctuations spectrales dans le spectre de prony d'ordre 10. La précision des résultats demeurant acceptable. Le tableau IV.12 récapitule les résultats obtenus :

| SNR | Temps d'estimation | Précision |
|-------|--------------------|-------------|
| 10 dB | 0.4867 s | 199.2188 Hz |
| -2 dB | 0.4874 s | 199.2188 Hz |
| -3 dB | 0.4876 s | 199.2188 Hz |

Tableau IV.12 : Résultats du spectre de Prony
 $f_d = 200$ Hz, SNR= 10,-2,-3 dB, N=100, P = 4,10,20.

IV.5.5. Résolution en fréquence

On vérifie la résolution en fréquence sur un spectre de Prony d'ordre P pour un SNR de 10 dB et une séquence de 100 impulsions.

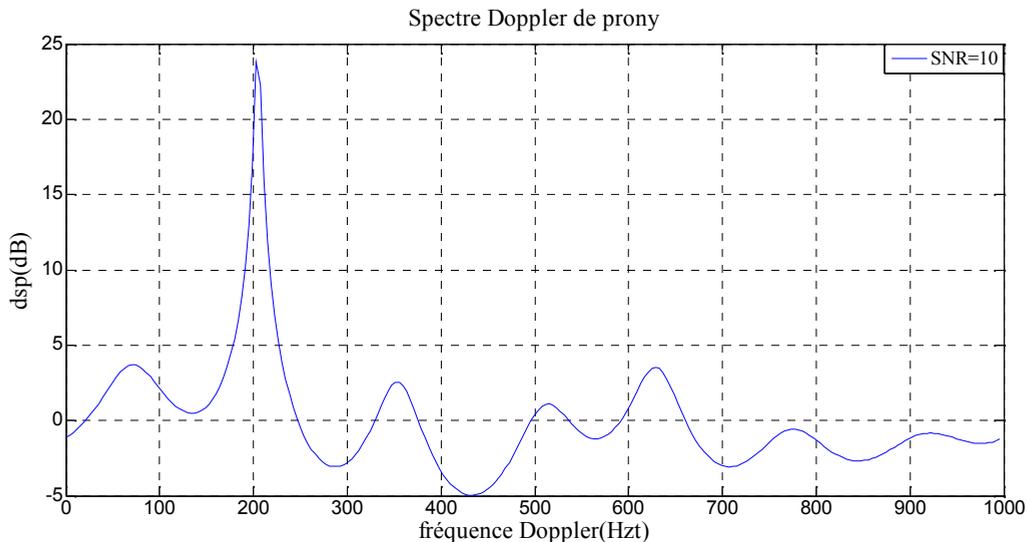


Figure IV.37 : Spectre doppler de prony
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $P = 4$, $N = 100$ impulsions.

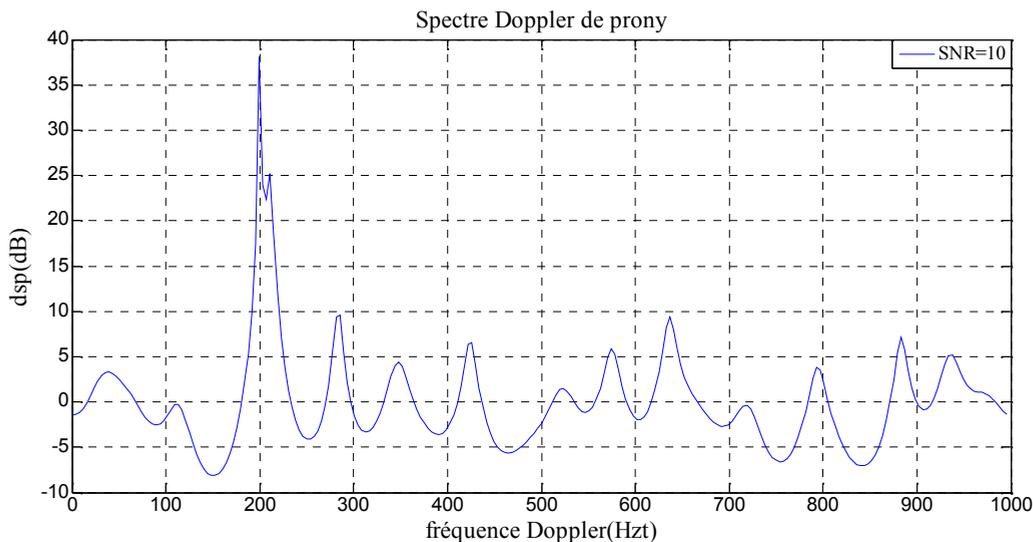


Figure IV.38 : Spectre doppler de prony
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $P = 10$, $N = 100$ impulsions.

Pour un modèle AR de fonction de transfert d'ordre 4 les fréquences 200 Hz et 210 Hz ne sont pas résolues sur la figure IV.37. Les deux fréquences sont confondues en un seul pic. Pour un modèle d'ordre 10 on commence à distinguer les deux pics. C'est un inconvénient qui s'accroît avec la diminution du SNR ou du nombre d'impulsions. Les fréquences 200 Hz et 210 Hz par contre sont bien résolues sur le spectre de Prony (Figure IV. 40) pour le même ordre sur 1000 impulsions et pour un SNR de 2 dB.

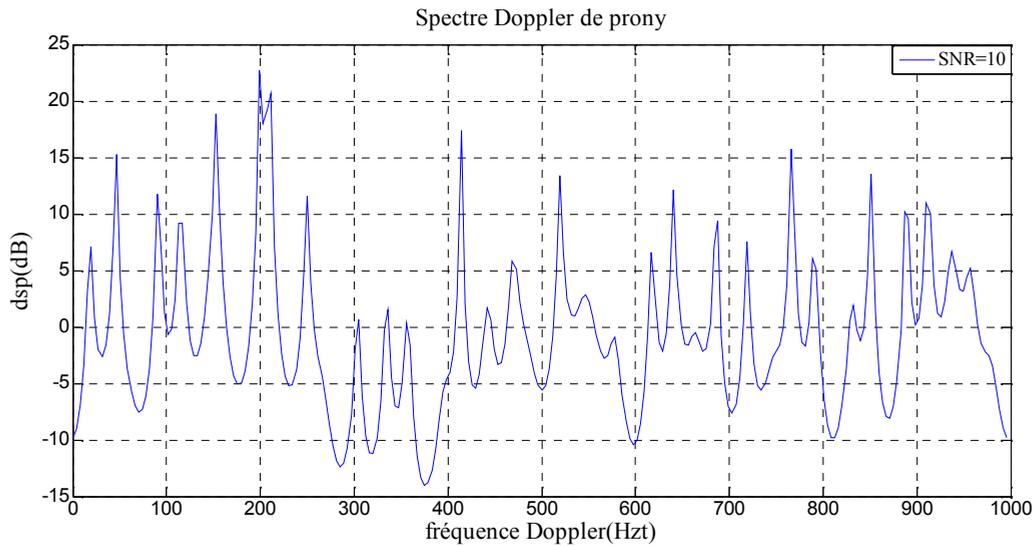


Figure IV.39 : Spectre doppler de prony
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $P = 20$, $N = 100$ impulsions.

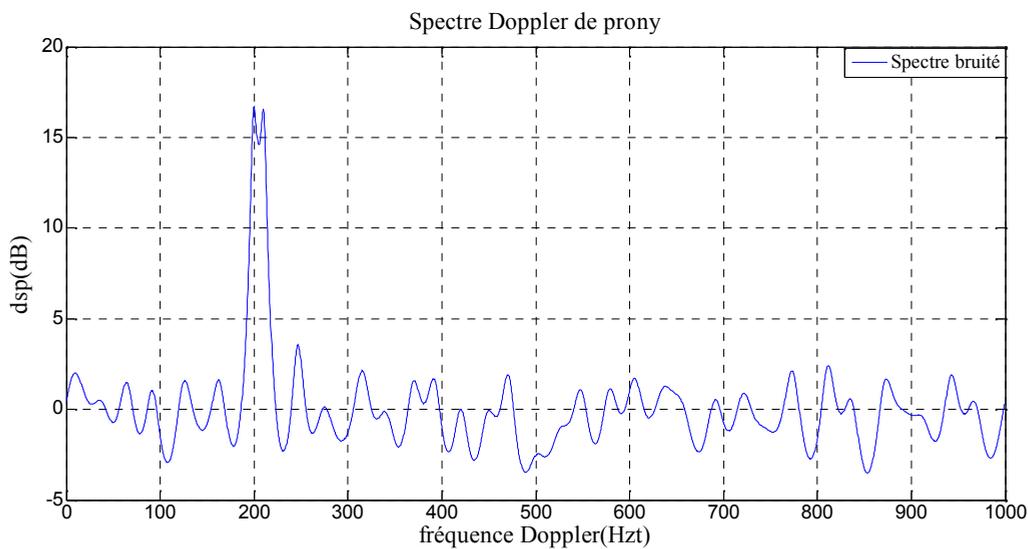


Figure IV.40 : Spectre doppler de prony
 $f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, $SNR = 2$, $P = 20$, $N = 1000$ impulsions.

Ainsi l'ordre du modèle choisi joue un rôle primordial dans la résolution en fréquence. La résolution en fréquence nécessite des modèles d'ordres importants ce qui accentue les fluctuations particulièrement aux faibles SNR pour réaliser un compromis entre la résolution fréquentielle et l'accentuation des fluctuations du spectre. Le tableau au-dessous montre les résultats obtenus :

| Nombre d'impulsion | l'ordre du modèle | SNR | Composition fréquentielles | Temps d'estimation | Précision |
|--------------------|-------------------|-------|----------------------------------|--------------------|--|
| 100 | P = 4 | 10 dB | $f_1 = 200$ Hz $f_2 = 210$ Hz | 0.4011 s | $f_1 = 203.1250$ Hz $f_2 = 207.0313$ Hz |
| 100 | P = 10 | 10 dB | $f_1 = 200$ Hz $f_2 = 210$ Hz | 0.4885 s | $f_1 = 199.2188$ Hz $f_2 = 210.9375$ Hz |
| 100 | P = 20 | 10 dB | $f_1 = 200$ Hz $f_2 = 210$ Hz | 0.4420 s | $f_1 = 199.2188$ Hz $f_2 = 210.9375$ Hz |
| 1000 | P = 20 | 2 dB | $f_1 = 200$ Hz $f_2 = 210$ Hz | 0.4890 s | $f_1 = 200.1953$ Hz $f_2 = 209.9609$ Hz |

Tableau IV.13 : Résultats du spectre de Prony

$f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, SNR= 10 dB/2 dB, N=100/1000 impulsions, P = 4/10/20.

Ainsi, pour le spectre de la méthode de Prony on peut conclure que :

Les fluctuations rencontrées dans les méthodes classiques sont considérablement réduites.

L'augmentation du nombre d'échantillons disponible :

- renforce la précision
- renforce la résolution en fréquence

L'augmentation de la variance du bruit (diminution du SNR) :

- induit des fluctuations sans dégradation remarquable de la précision spectrale

L'augmentation de l'ordre du modèle :

- induit des fluctuations secondaires dans le spectre (Figure IV.39).
- renforce la résolution en fréquence

IV.6. ÉTUDE COMPARATIVE

Nous clôturons cette simulation par une étude comparative entre les trois méthodes pour un échantillon de 1000 impulsions pour résoudre deux fréquences de 200 Hz et 210 Hz à SNR 10 dB.

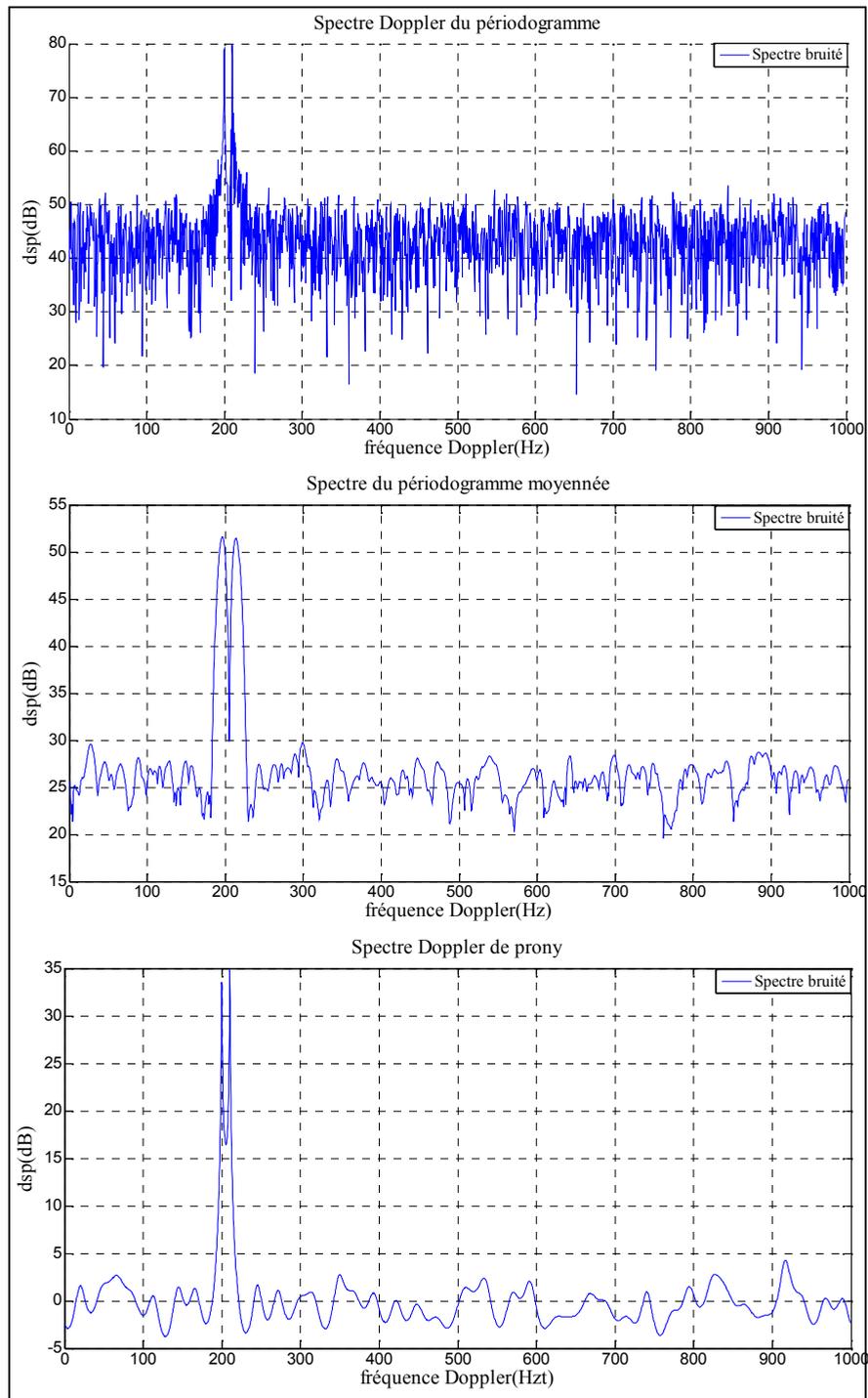


Figure IV.41 : Étude comparative
SNR=10 dB. N=1000 impulsions, 10 fenêtre Hamminng, p=20.

| Nombre d'impulsion | l'ordre du modèle/Nombre de fenêtres | SNR | Composition fréquentielles | Temps d'estimation | Précision |
|--------------------|--------------------------------------|-------|----------------------------------|--------------------|--|
| 1000 | | 10 dB | $f_1 = 200$ Hz $f_2 = 210$ Hz | 0.5011 s | $f_1 = 199.2188$ Hz $f_2 = 209.0313$ Hz |
| 1000 | 10 fenêtres | 10 dB | $f_1 = 200$ Hz $f_2 = 210$ Hz | 0.6005 s | $f_1 = 199.2188$ Hz $f_2 = 210.9375$ Hz |
| 1000 | $P = 20$ | 10 dB | $f_1 = 200$ Hz $f_2 = 210$ Hz | 0.4420 s | $f_1 = 199.2188$ Hz $f_2 = 209.9375$ Hz |

Tableau IV.14 : Résultats pour l'étude comparative

$f_{d1} = 200$ Hz, $f_{d2} = 210$ Hz, SNR= 10 dB, N=1000 impulsions, P = 20, 10 fenêtres Hamming.

La séquence de 1000 impulsions est suffisante pour réaliser une résolution en fréquence pour les trois méthodes. Néanmoins, nous constatons sur la figure IV.41. Que le périodogramme fournit un spectre fluctuant, ce comportement fluctuant est amorti dans un spectre de périodogramme moyenné mais au détriment d'un élargissement considérable des pics d'intérêt. Le spectre de Prony par contre est moins fluctuant avec des pics d'intérêt bien pointus.

IV.7. CONCLUSION

Les méthodes classiques d'estimation spectrale permettent d'estimer un spectre doppler par calcul direct de la fft d'une séquence d'échantillons disponibles. L'inconvénient majeur de ces méthodes réside dans les fluctuations spectrales induites, ces dernières sont accentuées avec l'augmentation du nombre d'échantillons ou diminution du SNR, ce qui peut avoir des effets indésirables sur la précision spectrale ou la résolution fréquentielle. Les fluctuations spectrales sont réduites par le périodogramme moyenné mais les lobes d'intérêt s'élargissent, ce qui est également indésirable. La méthode paramétrique de prony permet l'estimation d'un spectre doppler par attribution d'un modèle AR (fonction de transfert d'ordre P) à la séquence d'échantillons disponibles. Cette méthode réduit d'une manière remarquable le problème des fluctuations supplémentaires. La précision spectrale et la résolution en fréquence sont préservées par la méthode de prony malgré la nécessité des modèles d'ordre élèves qui induisent des fluctuations spectrales modérées.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce modeste travail nous a permis de se familiariser avec le principe et les applications du radar pulse doppler. Le radar pulse doppler est une technologie qui apporte de nouvelles solutions aux problèmes de contrôle du trafic aérien. Dans le processeur de signal du récepteur pulse doppler sont associées les techniques radars et celles de traitement numérique du signal pour la détection des vitesses radiales de cibles mobile.

La détermination de la vitesse radiale d'une cible est fondée sur une estimation du spectre pulse doppler. La théorie du traitement numérique du signal met à notre disposition une variété de méthodes d'estimation spectrale. Un choix judicieux de la méthode à implémenter sur un radar pulse doppler est judicieux. Dans ce contexte vient l'élaboration de cette modeste recherche. Au cours de laquelle on a pu :

- Approfondir nos connaissances dans le domaine radar, en particulier la technologie du radar pulse doppler.
- Aborder la théorie classique de l'estimation spectrale (périodogramme).
- Aborder les perspectives modernes de l'estimation spectrale fondées sur la modélisation par fonction de transfert (modèles AR).
- Mener une simulation sous logiciel Matlab qui nous a permis de mettre en œuvre les méthodes d'estimation spectrales abordées et faire une comparaison en terme de précision spectrale et résolution en fréquence.
- La comparaison effectuée a tenu en compte les conditions de fonctionnement du radar pulse doppler, à savoir séquences de mesures disponibles (longueurs d'échantillons), intensité du bruit (variation du SNR) et résolution en fréquence (présence de cibles multiples).
- Pour une estimation classique du spectre doppler nous avons considéré la méthode du périodogramme et sa version améliorée en périodogramme moyenné. Ces méthodes présentent l'inconvénient des fluctuations secondaires du spectre qui s'accroissent avec l'augmentation du nombre d'échantillons et l'intensité du bruit et peuvent avoir des effets indésirables sur la précision spectrale et la résolution fréquentielle. Le périodogramme moyenné réduit légèrement le problème des fluctuations du spectre mais élargit considérablement les pics d'intérêt.
- Pour l'estimation spectrale à haute résolution nous avons considéré la méthode de prony. Cette dernière approche une séquence de données enregistrée par un modèle de fonction de transfert AR. La méthode de Prony est facile à implémenter, elle élimine le problème des fluctuations présentes dans les méthodes classiques et présente des performances prometteuses en précision spectrale et résolution en fréquence.
- Grâce à l'association de la technologie doppler au traitement numérique du signal, la communauté de la navigation aérienne acquiert de jour en jour de nouveaux progrès.

D'autres méthodes plus performantes existent dans la théorie du traitement numérique du signal doivent être appliquées dans le domaine du radar pulse doppler en vue d'une amélioration efficace des performances.



RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **Skolnik, Merrill Ivan:** "Introduction to Radar Systems," 2^{ème} Edition, Company, New York, 1984, chapitre 1.
- [2] **Robert J. Serafin:** "Pulse Doppler radar", Radar handbook by Merrill 1. Skolnik, National Center for Atmospheric Research, Second Edition, 1990, chapitre 1.
- [3] **Victor C. Chen:** "the micro-Doppler effect in radar", Edition Artech House 2011, chapitre 1.
- [4] **George W. Stimson:** "Introduction to airborne radar", SCITECH publishing, INC. New Jersey, chapitre 18.
- [5] **Gérard Blanchet et Maurice Charbit :** "Signaux et Images Sous Matlab", Edition Hermes, Science Publications 2001.
- [6] **Jacques Darricau :** "Radars : Traitement du signal" Techniques de l'ingénieur, E 6660, chapitre 1.
- [7] **Jacques Darricau :** "Radars : Principes et éléments de base" Techniques de l'ingénieur, E 6650.
- [8] **Gérard Blanchet et Maurice Charbit :** "Traitement numérique du signal/simulation sous Matlab" Edition Hermes, Science Publications 1998.
- [9] **Barkat Mourad:** "Signal detection and estimation" by Artech House radar library, Second Edition, 2005, chapitre 3.