

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'enseignement Supérieur Et la Recherche Scientifique
UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA
Institut d'Aéronautique et des études spatial

MEMOIRE DE MASTER

Spécialité : CNS/ATM

Thème :

Débruitage radar météorologique par la méthode des ondelettes a seuillage adaptatif

Présenté par :

Yahmi Khaled

Berehal Mohamed Adel

Encadrée par:

Mr. Lagha Mohand

Promotion , 2014

DEDICACE

Je dédie ce mémoire a
A mon cher père qui a souffert pour me voir grandir
et instruit.
A ma chère mère qui m'a donnée tant d'affection et
de tendresse, qui m'a soutenue à tout moment, et
qui est
à l'origine de tous mes succès.
A tous mes frères, mes soeurs et leurs
époux.
A tous mes neveux et nièces.
A mes amis: noufel, hichem, amir, fares, amer,
hamza, et tous ceux qui je n'ai pas pu citer sans
exception.
Et à tous ceux qui me connaissent ou que je connais
du prêt ou du loin.

khaled

DEDICACE

Je dédie ce mémoire a
A mon cher père qui a souffert pour me voir grandir
et instruit.
A ma chère mère qui m'a donnée tant d'affection et
de tendresse, qui m'a soutenue à tout moment, et
qui est
à l'origine de tous mes succès.
A ma soeur et sons
épou.
A tous mes neveux et nièces.
A mes amis: Akram, Omar, Salim, Moncef, Seif,
Foued, et tous ceux qui je n'ai pas pu citer sans
exception.
Et à tous ceux qui me connaissent ou que je connais
du prêt ou du loin.

Adel



Remerciements

Nous tenons à remercier monsieur Lagha Mohand, qui a encadré nos travaux dont l'aide efficace et précieuse ce qui nous a permis de mener à bien ce travail, ainsi que tous nos enseignants qui nous ont suivi tout au long de nos études.

Nous tenons aussi, à adresser l'expression de notre sincère reconnaissance aux membres du jury d'examen, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail.

Nos vifs remerciements vont aussi à nos familles qui nous ont témoignés un soutien moral lors de la réalisation de ce travail.

Sans oublier tous nos camarades de l'université de Blida.



ملخص

يتمحور العمل المقدم في هذه المذكرة حول دراسة طريقة تقليل الضجيج في الاشارات المستقبلية من طرف رادار الرصد الجوي نبض دوبلر بواسطة التحليل المتعدد الحلول المعروف عامة بتقليل الضجيج بتقنية الموجات.

الإثبات في البداية يكون عن طريق خوارزميات تقليل الضجيج بالاعتماد على الموجات الكلاسيكية, و في المرحلة الثانية

بالاعتماد على تقنية حديثة مبنية على أساس مبدأ متعدد الحلول تحت تسمية الموجات ذات عتبات متأقلمة لقد بينت نتائج المحاكاة أن خوارزميات تقليل الضجيج الأبيض بطريقة الموجات ذات عتبات متأقلمة أفضل من طريقة الموجات الكلاسيكية

ABSTRACT

This dissertation focuses on a study of denoising received signals of meteorological radar pulse Doppler based on multiresolution analysis using wavelets.

In a first time, the validation will be making via a classical wavelet algorithms. In second time with multiresolution method known as adaptive thresholding wavelet.

The simulation results revealed that denoising by adaptive thresholding wavelet is better than classical wavelet denoising

Résumé

Ce mémoire porte sur l'étude de débruitage des signaux reçus du radar météorologique Doppler pulsé par analyse multirésolution, communément appelé débruitage par ondelettes.

La validation dans un premier temps se fera via les algorithmes d ondelette classiques. En second lieu la méthode multi-résolution dite des ondelettes a seuillage adaptatif.

Les résultats des simulations ont révélé que l'algorithme de débruitage par seuillage adaptatif est plus performant que le débruitage par l ondelette classique.

Table des matières

| | |
|------------------------------------|---|
| <i>Introduction générale</i> | 1 |
|------------------------------------|---|

Chapitre I

Radar météorologique

| | |
|--|----|
| <i>I.1 Introduction</i> | 3 |
| <i>I.2 Types de radars météorologiques</i> | 3 |
| <i>I.2.1 Radars conventionnel</i> | 3 |
| <i>I.2.2 Radar Doppler pulsé</i> | 4 |
| <i>I.2.3 Radar météorologique d'aéroport TDWR</i> | 4 |
| <i>I.2.4 NEXRAD</i> | 5 |
| <i>I.2.5 Radar aéroporté</i> | 5 |
| <i>I.3 Application des radars météorologique doppler</i> | 6 |
| <i>I.3.1 Echos sol</i> | 6 |
| <i>I.3.2 Les structures météorologiques dangereuses</i> | 7 |
| <i>I.4 Composition de base du Radar Météorologique:</i> | 7 |
| <i>Transmetteur</i> | 7 |
| <i>Duplexeur</i> | 8 |
| <i>Antenne</i> | 8 |
| <i>Radome Radar Dôme</i> | 8 |
| <i>Unité de control d'antenne</i> | 8 |
| <i>Récepteur</i> | 8 |
| <i>Processeur du control Radar</i> | 9 |
| <i>Processeur du signal Radar</i> | 9 |
| <i>Interfaces d'affichages et de maintenances des unités de contrôle</i> | 9 |
| <i>I.4 Principe de fonctionnement :</i> | 9 |
| <i>I.5 Équation du radar Météorologique</i> | 10 |
| <i>Surface équivalente volumique</i> | 10 |
| <i>Effet sur l'équation radar</i> | 11 |
| <i>I.6 L'effet Doppler</i> | 12 |
| <i>I.6.1 vitesse radiale Doppler</i> | 12 |
| <i>I.7 MESURE DE DISTANCE</i> | 13 |
| <i>I.8 MESURE DE LA DIRECTION</i> | 13 |
| <i>I.9 Traitement des signaux reçus au niveau du récepteur</i> | 14 |
| <i>I.10 BRUIT ET CLUTTER :</i> | 15 |
| <i>I.10.1 Bruit</i> | 15 |
| <i>I.10.2 Clutter</i> | 16 |
| <i>I.11 CONCLUSION</i> | 16 |

Chapitre II

Sources de bruit et d'interférences

| | |
|---|----|
| <i>II.1 Introduction</i> | 17 |
| <i>II.2 L'effet du bruit sur la chaîne de détection</i> | 17 |

| | |
|---|----|
| II.2.1 Bruit externe..... | 17 |
| II.2.2 Bruit interne..... | 18 |
| II.3 L'effet de clutter..... | 23 |
| II.4 La détection des cibles météorologiques par le radar WSR- 88D..... | 24 |
| II.5 Conclusion..... | 25 |

Chapitre III

Analyse par ondelettes

| | |
|---|----|
| III.1 Introduction :..... | 26 |
| III.2. De l'analyse de Fourier à l'analyse par ondelettes..... | 26 |
| III.2.1 Exemple d'application de la transformée de Fourier FT..... | 27 |
| III.2.1.1 Signal stationnaire..... | 27 |
| III.2.1.2 Signal non stationnaire..... | 28 |
| III.2.2 Transformée de Fourier à fenêtre glissante STFT..... | 29 |
| III.2.2.1. Exemple d'application de la transformée de Fourier à fenêtre glissante STFT..... | 29 |
| III.2.2.2 Limitations de la TF à fenêtre glissante :..... | 31 |
| III.2.2.2.1 Principe d'incertitude..... | 31 |
| III.3 Transformée en ondelettes..... | 32 |
| III.3.1 Définition..... | 32 |
| III.4 La motivation et la portée de la recherche..... | 33 |
| III.5 Caractéristiques ondelettes..... | 33 |
| III.6 L'Histoire d ondelettes..... | 34 |
| III.7 L'évolution de la transformée en ondelettes..... | 34 |
| III.8 Analyse en ondelettes..... | 34 |
| III.9 Transformée en ondelettes (WT)..... | 34 |
| III.9.1 Exemple de l'ondelette de Morlet (Complexe)..... | 35 |
| III.9.2 Transformée en ondelettes continue (TOC)..... | 37 |
| III.9.3 Application de la transformée d'ondelette continue..... | 39 |
| III.9.3.1 En utilisant notre code MATLAB..... | 39 |
| III.9.4 Transformée en ondelettes discrète (TOD)..... | 40 |
| III.9.4.1 Décomposition simple..... | 41 |
| III.9.4.2 Décomposition multi niveaux..... | 42 |
| III.9.4.3 Reconstruction par ondelette..... | 43 |
| III.9.4.4 Décomposition et Reconstruction par ondelette..... | 43 |
| III.9.4.5 Application de la TOD..... | 44 |
| III.9.4.5.1 En utilisant notre code Matlab..... | 44 |
| A- Décomposition simple..... | 44 |
| B- Décomposition multi –niveaux..... | 44 |
| III.9.5. Décomposition par paquet d'ondelettes..... | 46 |
| III.10 Visualisation comparative..... | 47 |
| III.11 Débruitage par seuillage des coefficients d'ondelettes..... | 48 |
| III.12 Seuillage..... | 49 |
| III.12.1 Seuil minimax..... | 50 |
| III.12.2 Seuil universel..... | 50 |
| III.12.3 Seuil SURE..... | 51 |
| III.13 Catégories du seuillage..... | 51 |

| | |
|--------------------------------------|----|
| <i>III.13.1 Seuillage doux</i> | 52 |
| <i>III.13.2 Seuillage dur</i> | 52 |

Chapitre IV

Résultats et simulation

| | |
|--|----|
| <i>III.14 Conclusion :</i> | 53 |
| <i>IV.1 Introduction</i> | 53 |
| <i>IV.2 Génération d'un signal bruité</i> | 53 |
| <i>IV. 3 Filtrage</i> | 54 |
| <i>IV. 3.1 Filtrages classique</i> | 54 |
| <i>IV. 3.1.1 Filtres FIR</i> | 54 |
| <i>IV. 3.1.2 Filtres IIR</i> | 54 |
| <i>IV.3.2 Filtrages moderne a base d'ondelettes</i> | 55 |
| <i>IV.3.2.1 Génération des données des simulations</i> | 55 |
| <i>IV.3.2.2 Méthode de filtrage à base d'ondelettes classique</i> | 57 |
| <i>IV.3.2.3 Méthode de filtrage à base d'ondelette à seuillage adaptatif</i> | 58 |
| <i>IV3.2.4 Comparaison</i> | 59 |
| <i>IV.4 Conclusion</i> | 61 |
| <i>Conclusion générale</i> | 62 |

Liste DES ABRÉVIATIONS:

az: azimut.

C: Célérité.

C.à.d.: C'est-à-dire.

CWT: Continuous Wavelet Transform.

dB: décibel.

DFT: Discrete Fourier Transform.

DWT: Discrete Wavelet Transform.

FFT: Fast Fourier Transform.

FIR: Finite Impulse Response.

IID: Indépendante et Identiquement Distribuée.

max: maximum.

min: minimum.

Radar: Radio Detection And Ranging.

SER: Surface Equivalente Radar.

SNR: Signal to Noise Ratio.

STFT: Short Time Fourier Transform.

TCL: Théorème Central Limite.

TF: Transformée de Fourier.

TFD: Transformée de Fourier Discrète.

TFSD: Transformée de Fourier d'un Signal Discret.

univ: universel.

WS: Wavelet Series.

WT: Wavelet Transform.

TOD : La transformée d'ondelettes discrète

TOC : La transformée d'ondelettes continue

TCL: Théorème Central Limite.

IID: Indépendante et Identiquement Distribuée.

LISTE DES FIGURES:

Chapitre I

| | |
|--|----|
| Figure 1.1 : Radar météorologique Doppler | 3 |
| Figure 1.2 représentation d'impulsion..... | 4 |
| Figure 1.3 : le radar météorologique aéroporté..... | 6 |
| Figure 1.4 : Schéma bloc d'un radar Doppler météorologique..... | 7 |
| Figure 1.5 : l'impulsion d'émission et de réception d'un signal radar..... | 9 |
| Figure 1.6 : Géométrie du faisceau d'un radar conventionnel..... | 10 |
| Figure 1.7 : Mesure de la direction..... | 14 |
| Figure 1.8 : Schéma bloc d'un récepteur de radar Doppler..... | 14 |

Chapitre II

| | |
|--|----|
| Figure 2.1 : La densité spectrale de puissance du bruit blanc..... | 19 |
| Figure 2.2 : Le spectre de bruit dans un récepteur passe bande idéalisé..... | 19 |
| Figure 2.3 : Modèle de bruit pour un dispositif à deux ports en fonction de température de bruit T_D | 19 |
| Figure 2.4. Dispositifs à deux ports connectés en cascade..... | 20 |
| Figure 2.5 : Schéma de principe représentant le gain / perte et la température de bruit de l'antenne, guide d'onde, un amplificateur à faible bruit, et le récepteur..... | 21 |
| Figure 2.6 : Le spectre et la fonction d'autocorrélation de la bande limitée du bruit blanc. (a) Spectre de bruit à bande limité et la fonction d'autocorrélation. (b) Spectre de bruit à bande limité échantillonné au taux d'échantillonnage de Nyquist, et la fonction d'autocorrélation correspondante. (c) Spectre et fonction d'autocorrélation de la séquence de bruit à temps discret..... | 23 |
| Figure 2.7 : Image représentant l'écho radar sur bâtiments..... | 24 |
| Figure 2.8 : Ecran PPI dont l'écho du sol masque les données météorologiques..... | 24 |
| Figure 2.9 : Spectre Doppler en fonction des vitesses non ambigües en présence de clutter fixe..... | 25 |

Chapitre III

| | |
|--|----|
| Figure 3.1 Représentation temporelle vers fréquentielle | 27 |
| Figure 3.2 représentation temporelle et fréquentielle somme de deux sinusoides $F_1 = x_1 + x_2$ | 28 |

| | |
|---|----|
| Figure 3.3 représentation temporelle et fréquentielle succession de deux sinusoïdes | |
| $F_1 = x_1 \oplus x_2$ | 28 |
| Figure 3.4 Représentation temporelle vers STFT..... | 29 |
| Figure 3.5 Représentation temporelle et leur STFT avec taille de fenêtre 0.05..... | 30 |
| Figure 3.6 Représentation temporelle et leur STFT avec taille de fenêtre 0.005 | |
| Succession de deux sinusoïdes | 30 |
| Figure 3.7 Exemple explicatif du principe d'Heisenberg..... | 31 |
| Figure 3.8: Représentation d'une onde (a), et une ondelette (b)..... | 32 |
| Figure 3.9 Représentation temporelle vers ondelettes..... | 32 |
| Figure 3.10 Evolution de la forme d'une ondelette et sa transformée de Fourier (a | |
| .droite)..... | 35 |
| Figure 3.11 Boîtes temps-fréquence des deux ondelettes $\Psi_{u,s}$ et Ψ_{u_0,s_0} | 36 |
| Figure 3.12 quelques formes des ondelettes usuelles..... | 37 |
| Figure 3.13 signal bruit et sa transformée d'ondelettes continue..... | 39 |
| Figure 3.14 Décomposition du signal s en approximations et détails..... | 40 |
| Figure 3.15 Décomposition simple du signal s en approximation et détails | 41 |
| Figure 3.16 Décomposition du signal S en multi-niveaux..... | 41 |
| Figure 3.17 Reconstruction simple d'un signal S..... | 42 |
| Figure 3.18 Algorithme de MALLAT uni/multi dimensionnelles..... | 42 |
| Figure 3.19 Décomposition simple représentant A1 et D1..... | 43 |
| Figure 3.20 décomposition en 3 niveaux représentant A1, D1, D2 et D3..... | 44 |
| Figure 3.21 Représentation du signal original et leur approximation A3..... | 44 |
| Figure 3.22 Décomposition en paquet d'ondelettes..... | 45 |
| Figure 3.23 Représentation des nœuds dans un arbre de décomposition par paquet | |
| d'ondelettes | 46 |
| Figure 3.24 Visualisation comparative..... | 47 |
| Figure 3.25: Schéma synoptique du débruitage par les ondelettes..... | 48 |
| Figure 3.26: Représentation du seuillage..... | 52 |

Chapitre VI

| | |
|--|----|
| Figure 4.1 Génération d'un signal bruité..... | 53 |
| Figure 4.2 Exemple d'un signal sinusoïdal débruité avec filtre FIR..... | 54 |
| Figure 4.3 Exemple d'un signal sinusoïdal débruité avec filtre IIR..... | 55 |
| Figure 4.4 Signal reçu bruité..... | 55 |
| Figure 4.5 Organigramme de génération des données Radar..... | 56 |
| Figure 4.6 Organigramme de débruitage à base d'ondelettes classique..... | 57 |
| Figure 4.7 Organigramme de débruitage à base d'ondelettes à seuillage | |
| Adaptatif..... | 58 |
| Figure 4.8 Signale reçu bruité..... | 59 |
| Figure 4.9 Signal filtré avec des ondelettes classique..... | 60 |
| Figure 4.10 Signal filtré avec des ondelettes a seuillage adaptatif..... | 60 |

Introduction générale

Le radar (*radio detection and ranging*) est un système qui utilise la propriété des ondes électromagnétiques de se réfléchir (en totalité ou partiellement) sur tout obstacle ; ce qui permet ainsi de détecter des objets (ou cibles) situés à l'intérieur de son volume de couverture pour en extraire des informations comme la position et la vitesse de la cible. La position est estimée grâce au temps de parcours du signal, et la position angulaire de l'antenne. La vitesse est mesurée à partir du changement de fréquence du signal par effet Doppler. Le radar est utilisé dans de nombreux domaines tels que le contrôle du trafic aérien, l'aéronautique, la surveillance du trafic routier, l'astronautique et la météorologie.

L'utilisation de la technologie Doppler a ouvert le chemin pour nombreuses améliorations dans le champ de la météorologie, et a participé significativement au perfectionnement des performances des Radars Météo. Les Radars Météorologiques utilisant l'effet Doppler ont par conséquent la particularité de pouvoir acquérir les données de vitesse et d'étendue en plus aux données de distance, de direction et de réflectivité.

Il n'est pas faut de dire que le radar météo est le seul et indispensable détecteur qui peut fournir une information précise et en temps réel des phénomènes météorologiques les plus dangereuses. Les radars Doppler ont prouvé qu'ils sont extrêmement précieux pour fournir ces données surtout dans les basses couches de l'atmosphère.

Le secteur qui fait l'objet de notre étude est l'aéronautique. La météorologie aéronautique s'occupe de tous les phénomènes concernant ou menaçant directement les pratiques aéronautiques. Ce qui conduit à améliorer la détection des turbulences atmosphériques en développant des moyens très efficace pour la sécurité de l'homme.

Pour cela, Comment se fait l'extraction des cibles météorologiques des autres cibles? Que sera la représentation mathématique des échos reçus? Comment sont extraites les informations météorologiques et que sera l'accessoire à proposer pour une prévision optimale? Ces questions et d'autres seront l'objet de notre travail.

Dans le cadre de ce travail, on a traité la problématique d'améliorer et de perfectionner la qualité des prévisions météorologiques dans le but d'accroître la sécurité de la navigation aérienne, En ayant engagé dans ce thème, on a entamé ce rapport par une vision globale sur le radar Météorologique, ces types, applications ; Puis on a attaqué l'aspect physique du Radar avec les détails. Tous ça est dans le premier chapitre.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons les principes de la télédétection radar météorologique, ainsi que les différentes méthodes de traitement de signal utilisées dans ce domaine.

Ce présent chapitre ouvre le portail au troisième chapitre pour perfectionner l'illumination de bruit et clutter, tout en se basant sur la théorie des ondelettes permettant le débruitage des composantes brutes (I & Q) du signal Radar avant tout traitement. C'est à ce chapitre que réfère toute notre étude.

Le quatrième chapitre étant le dernier, sert comme récapitulatif de tout notre travail avec les deux méthodes de simulations et commentaires des résultats obtenus. Et finalement, c'est la clôture de notre rapport par des conclusions et des perspectives sur l'ensemble du travail effectué.

I.1 Introduction

Dans ce premier chapitre, nous allons présenter quelques notions de base sur le radar météorologique, ses types, son principe de fonctionnement et ses modes d'acquisition et de traitement avec la définition de bruit et Clutter.

La différence majeure entre un radar météorologique et d'autre type de radar est liée à la nature des cibles détectées.

Le radar météorologique Doppler est utilisé pour détecter, traiter, distribuer et mettre en évidence les données météorologiques dans une large étendue.

Des études détaillées sur les radars météorologiques peuvent être trouvées dans plusieurs références spécialisées [1].



Figure 1.1 : Radar météorologique Doppler

I.2 Types de radars météorologiques :

I.2.1 Radars conventionnel

Les radars utilisés le plus couramment sont ceux à balayage horizontal dont le principe est expliqué ci-dessus. Il s'agit de radars utilisant une antenne parabolique de grand format (3 à 10 mètres de diamètre) et qui fonctionnent dans les longueurs d'onde les moins atténuées, soit de 5 à 10 cm. Les services météorologiques nationaux opèrent plusieurs radars de ce type dont les données sont traitées individuellement ou en réseau.

Comme la météo est un sujet important, certaines stations de télévision des États-Unis possèdent des radars météorologiques de plus petite taille et utilisant une longueur d'onde de

3 cm. Les météorologistes engagés par ces stations utilisent ces données pour détailler la zone plus restreinte couverte par leur auditoire [3].

I.2.2 Radar Doppler pulsé

Un radar Doppler pulsé est un radar capable, non seulement de donner le cap, la distance et l'altitude d'une cible, mais aussi de mesurer sa vitesse radiale (portée-vitesse). Pour cela il utilise l'effet Doppler. Le retour des impulsions radioélectriques renvoyées par réflexion sur la cible sont traitées pour calculer le glissement de fréquence entre l'onde émise et celle qui est reçue. Pour cela, le système d'émission doit avoir une excellente stabilité de phase, on dit, dans ce cas, qu'il est « cohérent ».

La nature même des radars pulsés, et la relation qui existe entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de répétition des impulsions radar (ou PRF pour Pulse repetition frequency) font que le spectre de fréquence peut être très complexe et 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 [4].

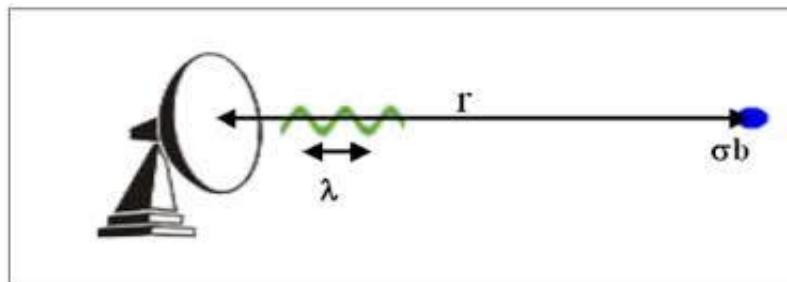


Figure 1.2 : représentation d'impulsion

I.2.3 Radar météorologique d'aéroport TDWR

Le réseau de radars météorologiques d'aéroport TDWR (Terminal Doppler Weather Radar) est un système radar déployé dans les principaux aéroports américains pour les besoins d'information du contrôle du trafic aérien à propos des précipitations et du cisaillement des

vents. En 2009, il y a quarante-cinq de ces radars météorologiques à travers les États-Unis et un à Porto Rico, certains autres ont été achetés par d'autres pays comme Hong Kong (Chine).

Le développement de ces radars a été financé par le Federal Aviation Administration (FAA) et effectué à la fin des années 1980 par (*Lincoln Laboratories*), une composante du Massachusetts Institute of Technology. L'avantage principal des TDWR, par rapport aux radars antérieurs, est sa meilleure résolution, angulaire et en portée, due à son faisceau plus mince et à des algorithmes de traitement du signal [11].

I.2.4 NEXRAD

NEXRAD ou WSR-88D (weather surveillance radar), 1988 de simple polarisation, détecte la précipitation et la direction de celle-ci pour en calculer la vitesse du vent. Le radar effectue un sondage à haute résolution avec une longueur d'onde de 10 cm dont l'atténuation est négligeable dans la pluie forte. Le programme de traitement des données est assorti de différents algorithmes pour l'analyse du potentiel des orages (grêle, tornade, vents) [5].

I.2.5 Radar aéroporté

L'une des utilisations importantes pour la sécurité des passagers des avions est le radar météorologique aéroporté. Il permet au pilote de suivre les précipitations et le cisaillement des vents. En général on retrouve le radar dans le nez de l'avion, mais il peut également se retrouver sous l'appareil, sous l'une des ailes ou à la queue, selon la configuration ou les besoins.

L'antenne d'un radar aéroporté doit être utilisée à des angles variables qui tiennent compte de l'altitude d'un appareil. En effet, ce dernier peut être en montée, en descente ou en virage, et un mécanisme gyroscopique compensateur doit être intégré pour que donner une image constante de l'environnement.

Le défi majeur des radars météorologiques aéroportés est de parvenir à filtrer suffisamment l'écho dû à la proximité du sol (notamment au décollage et à l'atterrissage). Ce dernier est ramené par le lobe principal lorsque le radar pointe vers le sol, mais aussi, par les lobes secondaires, quelle que soit la position du radar. Afin de réduire l'importance de l'écho sol, le lobe principal doit pointer au-dessus de l'horizon. Ainsi, pour réduire la charge de travail des pilotes, les radars de nouvelle génération règlent automatiquement l'inclinaison verticale du radar selon l'attitude de l'avion. Il est par ailleurs possible de régler l'inclinaison de manière manuelle par les pilotes [6].

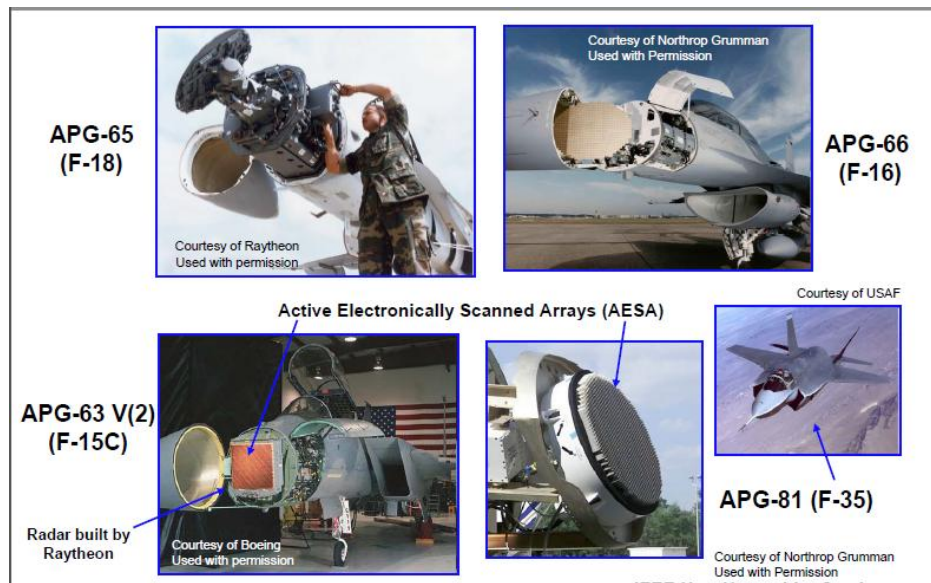


Figure 1.3 : le radar météorologique aéroporté

I.3 Application des radars météorologique doppler

Il existe essentiellement deux sortes d'applications directes du radar Doppler :
La correction des échos de sol et la détection des structures météorologiques dangereuses.

I.3.1 Echos sol

La connaissance de la vitesse radiale est très utile pour différencier les cibles météorologiques des échos de sol (aussi appelés échos fixes). En effet, la vitesse radiale associée à un écho de sol étant théoriquement nulle, tous les échos ayant une vitesse radiale non nulle peuvent être identifiés sans ambiguïté comme des échos météorologiques, biologiques (oiseaux) ou anthropiques (avions).

En pratique, il y a essentiellement deux philosophies qui consistent, l'une à décider, pour chaque point de mesure, s'il s'agit d'un écho de sol ou d'une cible météorologique, l'autre à soustraire, pour chaque point de mesure, la contribution éventuelle de l'écho de sol.

La première stratégie (identification) est souvent mise en œuvre au travers d'un arbre de décision combinant différents critères : caractéristiques de l'écho de sol, tels qu'une vitesse radiale petite, une réflectivité forte, un faible écart type du signal, une certaine proximité du sol, etc.

La seconde approche (élimination) consiste à appliquer, en temps réel, aux spectres Doppler obtenus dans chaque porte de distance un filtre coupe-bande centré sur la raie de vitesse Doppler nulle.

I.3.2 Les structures météorologiques dangereuses

Les données de vitesse radiale sont aussi extrêmement précieuses en tant que données d'entrée pour des algorithmes de détection et de suivi de structures météorologiques potentiellement dangereuses, telles que les vents de rafale, les tourbillons de moyenne échelle, les tornades, les rafales descendantes ou les zones de cisaillement de vent. Toutes ces structures ont en général des signatures très nettes sur la vitesse radiale mesurée à proximité du radar.

I.4 Composition de base du Radar Météorologique:

Principalement, le Radar Météorologique Doppler est un assemblage de fonctions tant matérielles que logicielles. Il est constitué d'un émetteur ou transmetteur générant de signaux hyperfréquences, d'une antenne pour diffuser le signal généré sous formes d'ondes électromagnétiques, ainsi que de recevoir le signal réfléchi écho par les cibles détectées, d'un récepteur servant à détecter et à traiter les signaux reçus à travers des calculateurs et des processeurs, et d'un système d'affichage de données servant comme interface entre le Radar et le Radariste. Ces composants sont exposés avec plus de détails dans la figure I.4.

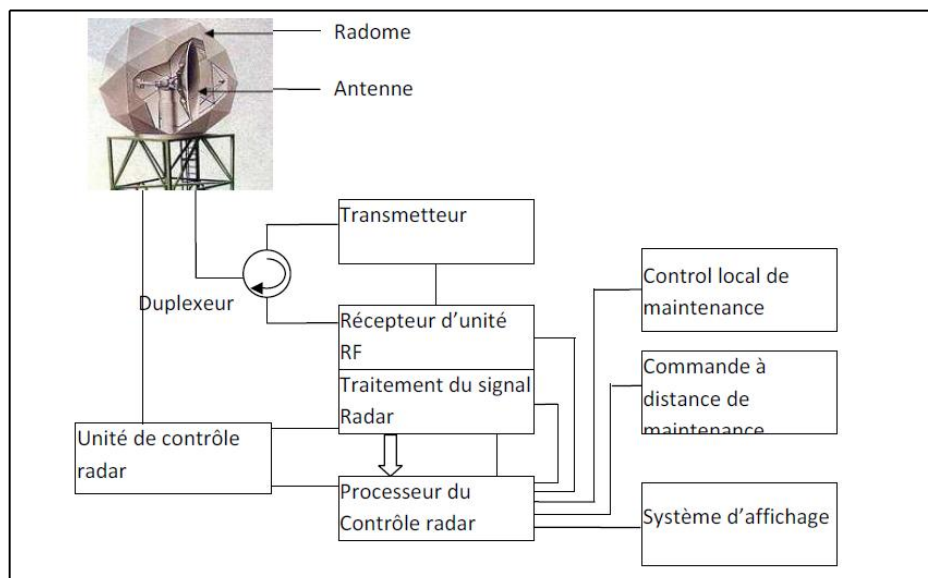


Figure 1.4 : Schéma bloc d'un radar Doppler météorologique.

- **Transmetteur**

Il consiste d'un amplificateur de puissance qui est généralement le klystron, succédant à un oscillateur local pour produire le signal hyperfréquence d'émission, et est commuté par un excitateur pour générer un train d'impulsions cohérentes; chacune de durée τ et de période de répétition T_r .

L'excitateur quand à lui-même, est une collection de deux importants modules: le synchroniseur et le modulateur. Le premier étant le cœur de tout système Radar, sert à harmoniser tout le traitement Radar de l'émission jusqu'à le traitement des échos reçus. Quant

au second, la fonction principale est de délivrer une impulsion de forte puissance pour l'émetteur à chaque coup d'horloge du synchroniseur.

- **Duplexeur**

Dispositif reliant physiquement l'émetteur et le récepteur à l'antenne, et commute celle-ci entre ses fonctions d'émission/réception afin de protéger le circuit récepteur contre les fortes impulsions d'émission.

- **Antenne**

Peut être assimilée à un transducteur servant de convertir le signal généré dans le transmetteur en ondes électromagnétiques pour être diffusées dans l'espace en destination des précipitations, et de capter l'écho revenant pour le faire traiter dans l'étage récepteur. En général, les Radars Météorologiques possèdent d'antennes très directives pour maximiser leurs portées et de moyennes dimensions grâce aux fortes fréquences utilisées.

- **Radome Radar Dôme**

Couverture conçus généralement sous forme de dôme, visant à protéger l'antenne Radar contre les sévères perturbations météorologiques sans aucune dégradation de son fonctionnement.

- **Unité de control d'antenne**

Traite toutes les fonctions concernant le positionnement, le balayage et la vérification de l'état de l'antenne.

- **Récepteur**

Généralement, il se compose d'un élément de protection, un oscillateur local, un mélangeur, un amplificateur FI, et un détecteur synchrone d'enveloppe. Etant donné que le récepteur est très sensible aux signaux un peu puissants, le rôle du dispositif de protection est d'éliminer ces signaux pour qu'il n'y est pas de dommages. L'onde de fréquence $f_e + f_d$ réfléchiée par les cibles est appliquée au mélangeur, qui reçoit également l'onde de fréquence de l'oscillateur local. À la sortie du mélangeur, on retrouve un signal à la fréquence intermédiaire f_I , différence entre $f_e + f_d$ et f_0 .

Ainsi que la somme de ces deux fréquences sera éliminée par un filtre sélectif de bande passante $B = 1/\tau$.

Enfin, les signaux sont passés à travers le détecteur qui mesure leurs amplitudes maximales et identifie les fréquences Doppler de chaque impulsion reçue.

- **Processeur du control Radar**

C'est l'unité responsable du contrôle et de la supervision du système Radar. Il se réagit à chaque anomalie du système selon la gravité de la situation.

• Processeur du signal Radar

C'est l'unité critique du système Radar effectuant le traitement de ses signaux. Elle accomplit généralement trois tâches principales concernant respectivement le déclenchement du système Radar et particulièrement le transmetteur, la modulation en phase et/ou en fréquence du signal porteuse, ainsi que la numérisation et le prétraitement des signaux reçus.

- Interfaces d'affichages et de maintenances des unités de contrôle [7] [13].

I.4 Principe de fonctionnement :

Le radar émet des impulsions de forte puissance et de courte durée (quelques microsecondes) à des intervalles réguliers. Ces ondes se déplacent à la vitesse de la lumière et lorsqu'elles rencontrent un obstacle particulier (pluie, neige, relief ou bâtiment), elles sont rétrodiffusées dans toutes les directions. Une partie de ce signal est rétrodiffusé vers l'antenne du radar qui fonctionne aussi comme un récepteur [5], [9].

Comme illustré sur la figure I.5, le décalage temporel Δt entre l'émission du signal radar et la réception du signal provenant de l'écho permet de calculer la distance r parcourue par l'onde pour faire un trajet aller-retour. C'est ce qui permet de connaître les emplacements des cibles

autour du radar avec :
$$r = \frac{c\Delta t}{2}. \quad (I.1)$$

Où 'C'est la vitesse de la lumière.

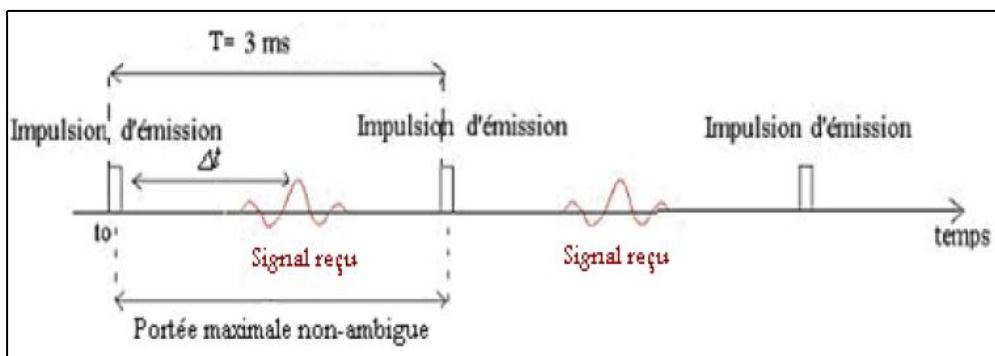


Figure 1.5 : l'impulsion d'émission et de réception d'un signal radar.

Le radar émet avec un angle d'élévation (« site » noté ϕ) et dans un azimut (noté θ). Dès que les signaux émis rencontrent un obstacle à une distance r du radar, ils sont renvoyés vers l'antenne du radar. Pour simplifier, on considère que ces ondes se déplacent en ligne droite, comme c'est illustré sur la figure (3.4), mais les trajectoires sont en réalité légèrement courbées sous l'effet des gradients de l'indice de réfraction [8] [16].

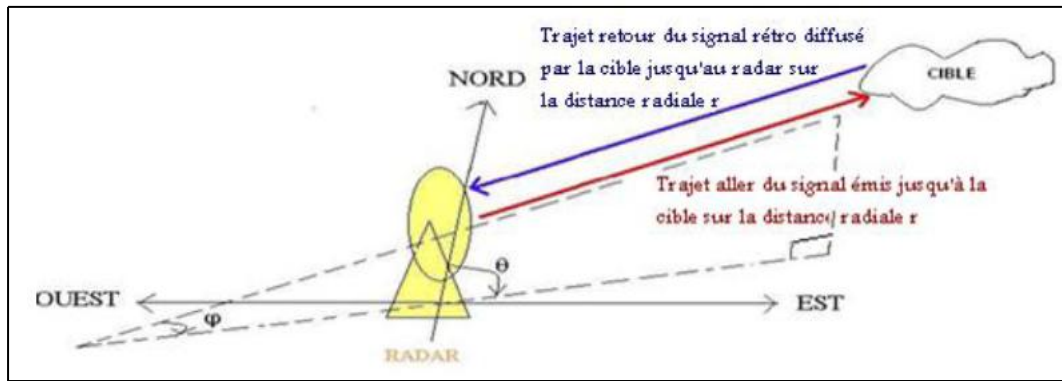


Figure 1.6 : Géométrie du faisceau d'un radar conventionnel.

I.5 Équation du radar Météorologique

L'équation du radar traduit l'influence de phénomènes physiques sur la puissance rayonnée, la propagation de l'onde, et jusqu'à la réception du signal réfléchi (écho). L'équation du radar permet de réaliser une estimation des performances d'un système radar. Elle est aboutie comme suit :

$$P_r = \frac{\beta S_e}{r^4} \text{ ou :} \tag{I.2}$$

β : Constante dépendant des paramètres du système radar.

r : La distance des cibles.

S_e : La surface équivalente radar.

- **Surface équivalente volumique**

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

$$S_e = n v \tag{I.3}$$

ou n est la surface équivalente radar par unité de volume et v est le volume échantillonné par le radar, donc n peut être écrit :

$$n = \sum_{i=1}^n S_{e i} \tag{I.4}$$

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

$$S_{e i} = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |k|^2 D_i^6 \tag{I.5}$$

Où D_i^6 est le diamètre des gouttes et :

$$|k|^2 = \left| \frac{m^2 + 1}{m^2 - 1} \right| \quad (I.6)$$

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

$$|k|^2 = 0.93$$

et pour la phase de glace :

$$|k|^2 = 0.20$$

L'équation (1.4) peut être écrite maintenant comme :

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

Et le facteur de réflectivité total R_f du radar :

$$R_f = \sum_{i=1}^N D_i^6 \quad (I.8)$$

• **Effet sur l'équation radar**

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

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

Le volume est lui-même proportionnel à la distance du radar selon la définition de la cellule de résolution du radar dans le dessin de la figure 1.6. On peut remplacer les valeurs de S_e et du volume pour obtenir :

Figure 1.5 : Relation entre le volume et la réflectivité

d'où θ_{AZ} et ϕ sont l'angle azimut et l'élévation du faisceau, C est la vitesse de la lumière et r la largeur d'impulsion. En remplaçant les équations (1.9).

(1.3) et (1.5) dans l'équation (1.2) donne :

$$P_r = \frac{\beta \pi \theta_{AZ} \phi r^2 c \tau}{8 \lambda^4} \frac{\pi^5}{\lambda^4} |k|^2 \sum_{i=1}^N D_i^6 \quad (I.10)$$

$$= \frac{\beta \pi^6 \theta_{AZ} \phi c \tau |k|^2}{8 \lambda^4 r^2} R_f$$

$$P_r = \frac{\beta' R_f}{r^2}$$

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

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

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \theta_{AZ} \phi c \tau}{512 (2 \ln 2) \pi^2 r^2} \sum_{i=1}^N S_{e i} \quad (I.11)$$

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

En utilisant la relation entre l'équation (1.8) et (1.9) l'équation peut être écrite :

$$P_r = \frac{P_t G^2 \theta_{AZ} \phi c \tau \pi^3 |k|^2 R_f}{512 (2 \ln 2) \pi^2 \lambda^2} \quad [9] \quad (I.12)$$

I.6 L'effet Doppler

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

$$f_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{2v}{\lambda} \quad (I.13)$$

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

I.6.1 vitesse radiale Doppler

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

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

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

Les précipitations ne sont pas des cibles ponctuelles mais plutôt volumiques, ce qui veut dire que la vitesse notée est celle moyenne dans le volume sondé. De plus, les précipitations couvrent de grandes superficies qui permettent de voir la composante radiale de plusieurs directions. Si les précipitations couvrent une bonne partie de l'écran, cela permet d'estimer les vraies directions et intensités du déplacement des gouttes ou flocons.

Comme ils ont une très faible masse, ils se déplacent plus ou moins la vitesse du vent. On peut ainsi estimer que la vitesse et la direction des vents autour du radar par l'analyse de l'image des données Doppler [9] [16].

I.7 MESURE DE DISTANCE

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

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

$$R = \frac{c \cdot \lambda t}{2} \text{ (m)} \quad \text{avec } C \simeq 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad (\text{I.14})$$

I.8 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 est la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction particulière. En mesurant la direction dans laquelle est pointée l'antenne l'instant où elle reçoit un écho, on peut déterminer non seulement l'azimut mais aussi le site de la cible [8].

ϕ : Angle de site

θ : Angle azimut

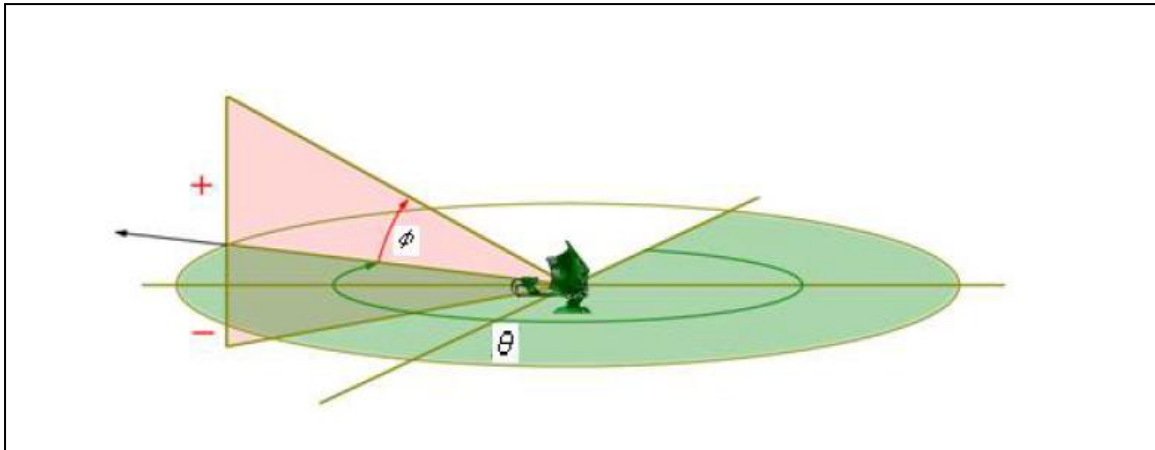


Figure 1.7 : Mesure de la direction

I.9 Traitement des signaux reçus au niveau du récepteur

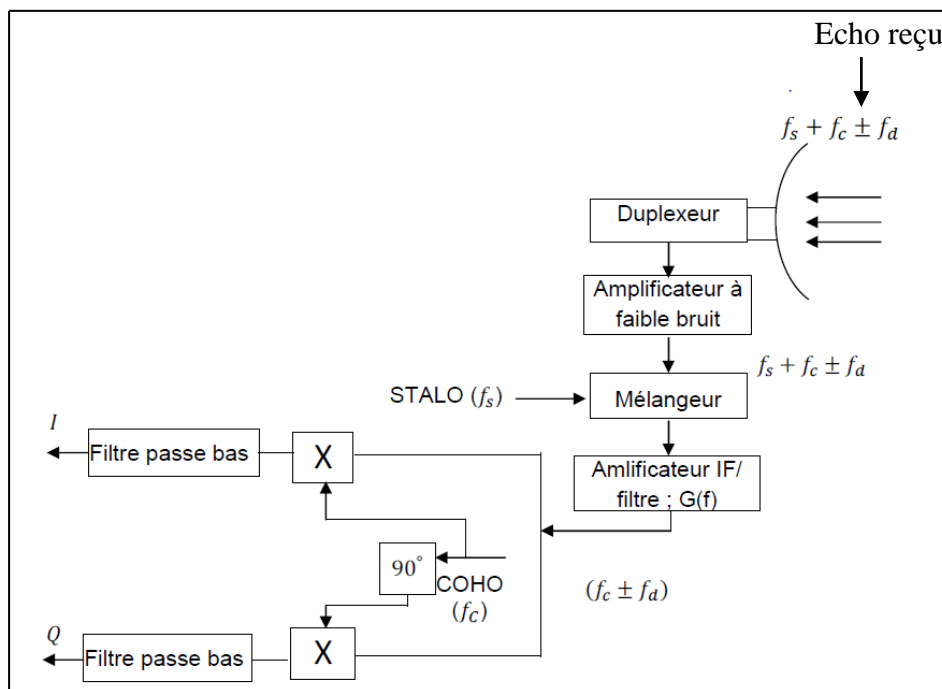


Figure 1.8 : Schéma bloc d'un récepteur de radar Doppler.

La figure I.7 représente un bloc-diagramme simplifié d'un récepteur de radar Doppler. Le signal réfléchi sera de même nature que le signal émis sauf qu'il est décalé avec un retard de t_0 (correspondant au temps de parcours) plus un changement de fréquence appelé fréquence Doppler f_d .

$$s_r(t) = U_{tr}(t - t_0) \exp[j2\pi(f_0 \mp f_d)(t - t_0)] \tag{I.15}$$

Dans le récepteur, la fréquence de STALO (stable local oscillator) fonctionne comme oscillateur local, et la fréquence de COHO (coherent oscillator) correspond à la fréquence intermédiaire FI du récepteur, ce qui forme la référence de phase pour le détecteur (ou en phase/ quadrature de phase (I/Q) référence de démodulation).

Le signal reçu $s_r(t)$ est d'abord amplifié par l'amplificateur à faible bruit (LNA), puis mélangé à la fréquence de STALO pour produire le signal FI, comme dans un récepteur superhétérodyne. Etant donné que la fréquence porteuse $f_0 = f_s + f_c$ Le signal de sortie du premier mélangeur est :

$$s_r(t) = U_{tr}(t - t_0) \exp[j2\pi(f_{FI} \mp f_d)(t - t_0)] \quad (I.16)$$

L'amplification et le filtrage principaux du signal reçu est fait dans la partie FI du récepteur. La fonction de réponse en fréquence de la partie FI du récepteur est donnée par $G(f)$, ce qui est généralement "égale" à la transformée de Fourier de l'enveloppe complexe du $s_r(t)$ ou $U_{tr}(t - t_0)$ Une approximation utile pour les radars pulsés est que la largeur de bande de récepteur FI est égale à la largeur de l'impulsion transmise réciproque $\frac{1}{\tau}$ de l'impulsion transmise réciproque FI est introduit dans le démodulateur de I/Q dont sa fonction est de produire la composante en phase I et en quadrature de phase Q de l'enveloppe du signal reçu, qui est :

$$U_{tr}(t - t_0) \exp[j2\pi(\mp f_d)(t - t_0)] \quad (I.17)$$

Comme illustré dans la figure 2.1, le signal de référence de COHO lié au démodulateur I/Q est déphasé par 90° . Le signal original et déphasé est comparé avec $s_r(t)$ et filtré par filtre passe bas pour former les signaux vidéo I et Q

$$I = U_{tr}(t - t_0) \cos[2\pi(f_d)(t - t_0)].$$

$$Q = U_{tr}(t - t_0) \sin[2\pi(f_d)(t - t_0)] \quad [8], [9].$$

I.10 BRUIT ET CLUTTER :

I.10.1 Bruit

En réalité le signal traité par le détecteur pour décider est toujours accompagné d'un bruit de fond de nature aléatoire, L'existence de ce bruit confère une nature statistique au problème de la détection radar.

Ce bruit de fond est constitué de deux types de bruit , le premier, présent dans tous les dispositifs physiques, est le résultat des interférences de signaux parasites provenant de différentes sources telles que le bruit thermique dans les systèmes de température absolue Supérieure à zéro, le bruit produit par les radiations venant de l'environnement externe, le

bruit généré par les semi-conducteurs, etc. ; le deuxième type de bruit est appelé fouillis (Clutter).

I.10.2 Clutter

Le fouillis (Clutter) désigne les échos produits par des cibles indésirables telles que le sol, la mer.....etc. Il résulte d'une agrégation des échos émanant de petits mais nombreux réflecteurs, telles que les vagues marines, les insectes en nuées, etc. La définition du fouillis dépend du type de cibles recherchées par le radar. Si pour un radar les cibles utiles sont des avions, la pluie est un fouillis pour lui ; par contre, un radar météorologique considère la pluie comme une cible utile et un avion représente pour lui un fouillis [10].

Si l'écho d'une cible est noyé dans un fouillis, le radar risque de rater sa détection comme il risque de donner une série de fausses alarmes en considérant le fouillis comme un ensemble de cibles. La détection dans un environnement de fouillis est un problème primordial des radars modernes et elle continue à faire l'objet de recherches tant que les détecteurs existants actuellement ne sont pas adaptés à toutes les situations et on va traiter ce problème dans le chapitre suivant (LES SOURCES DE BRUIT ET D'INTERFERENCES).

I.11 CONCLUSION

Le Radar Météorologique Pulse Doppler peut être considéré comme étant la révolution du vingtième siècle dans le monde de la météorologie.

En effet, l'exploitation de l'effet Doppler dans les Radars Météorologiques, nous permet non seulement de détecter la présence des échos météorologiques mais aussi de déterminer leurs vitesses rapprochement ou d'éloignement, leurs natures et positions des différentes perturbations [1].

Concernant le prétraitement des signaux radar météorologique traité dans notre projet, on va essayer de réduire le bruit, ce dernier qu'on s'intéresse principalement le long de prochaine chapitre.

II.1 Introduction

Les signaux reçus par un radar météorologique doppler pulsé ne sont pas seulement provoqués par les réflexions des ondes radio transmises vers les cibles éclairées par l'antenne mais sont également issus de diverses sources d'interférences, qui sont considérés comme un facteur limitateur qui est commun à tous les radars. Le système radar doit en effet faire face à ces formes d'interférences pour permettre ainsi la détection des signaux de la cible désirée.

En général, il est possible d'éliminer la plupart des échos fixes du contenu spectral Doppler, mais le bruit de fond, qui est généralement de nature électrique, dans le sens où il a pour origine l'agitation thermique des électrons, ne peut pas être éliminé de la même façon que le clutter, car il est caractérisé par des amplitudes et des fréquences aléatoires.

De faite, l'énergie du bruit est un contribuant substantiel à la puissance totale reçue des signaux. Cette énergie du bruit est souvent considérée comme un facteur limitateur de la distance maximale de détection du radar [12].

Les sources sont classées en deux catégories; bruit et échos fixes (clutter).

II.2 L'effet du bruit sur la chaîne de détection

Généralement la notion de bruit est utilisée pour représenter tous les signaux indésirables qui entrent dans un système de réception. Tous les objets ayant une température physique supérieure à 0 K génèrent un bruit.

Le niveau du bruit présent dans les signaux reçus est un facteur très important qui peut biaiser la détection des cibles météorologiques et l'estimation du spectre doppler reçu des précipitations (vent, masses d'air, gouttes d'eau, etc)

Par conséquent, il est nécessaire d'étudier les différents types de bruit présent dans le récepteur radar, leurs propriétés générales et de voir quelles sont leurs conséquences sur les performances du système radar météorologique.

Il existe de nombreuses sources potentielles de bruit, qui peuvent être externe ou interne [8]. [12].

II.2.1 Bruit externe

Tous les objets entourant les radars rayonnent sans interruption des ondes radio et génèrent de l'énergie thermique, les sources principales extérieures de bruit sont le sol, l'atmosphère et le soleil [9]. Le rayonnement de ces sources est principalement en fonction de leurs températures absolues, mais il est également influencé par d'autres facteurs divers tels que les propriétés d'absorption de la terre et de l'atmosphère. Le bruit externe inclut aussi le bruit d'antenne et des guides d'ondes car leurs contributions sont proportionnelles à leurs températures absolues.

II.2.2 Bruit interne

Ce type de bruit est principalement produit dans les circuits du récepteur et amplifié par le gain de celui-ci, son niveau peut être assimilé à une tension d'une résistance qui est reliée aux bornes d'entrée du récepteur. Cette tension résulte du mouvement thermique aléatoire des électrons libres dans la résistance. En pratique, le bruit interne est réduit en ajoutant un préamplificateur à faible niveau de bruit au niveau du mélangeur qui augmentera l'énergie de l'écho météorologique relativement au niveau du bruit.

La puissance moyenne du bruit P_N peut être estimée en définissant la température de bruit équivalente du système entier T_N , cette puissance moyenne est donnée par l'équation :

$$P_N = K T_N B \quad (\text{II.1})$$

Où K est la constante de Boltzman ($1.38 \times 10^{-23} \text{ W Hz}^{-1} \text{ m}^{-2}$). et B est la largeur de bande total du récepteur en Hz [15] (voir figure 2.2).

En réalité, la puissance du bruit réel mesurée à n'importe quel moment est de nature aléatoire. Lorsque seul le niveau du bruit excède le seuil de détection des cibles, le radar indiquera la présence d'une cible et ceci est connu comme étant une fausse alarme.

Le récepteur radar se compose de plusieurs dispositifs reliés en cascade tels que les amplificateurs, les filtres et les mélangeurs qui génèrent leur propre bruit même en l'absence de tout signal d'entrée. Considérant un dispositif à deux ports (comme un amplificateur ou filtre) caractérisé par un gain G , et une largeur de bande B . soit une source de bruit a température T_N (en Kelvin) est relié a son entrée. La puissance de bruit de sortie est alors donnée par :

$$P_N = GKB T_N + N_D \quad (\text{II.2})$$

Où N_D est la puissance de bruit de sortie produit par le dispositif lui-même l'équation 2.2 peut être écrite sous la forme :

$$P_N = GKB \left(T_N + \frac{N_D}{GKB} \right) = GKB(T_N + T_D) \quad (\text{II.3})$$

T_D Est la température équivalente du récepteur.

La densité spectrale de puissance de bruit blanc (fournie à une charge dont l'impédance est adaptée à la source) est exprimée par (figure 2.1) :

$$S_N(f) = \frac{N_0}{2} = K T_N \quad (\text{II.4})$$

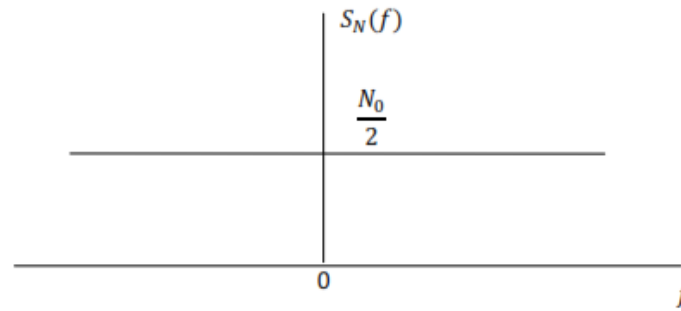


Figure 2.1 : La densité spectrale de puissance du bruit blanc.

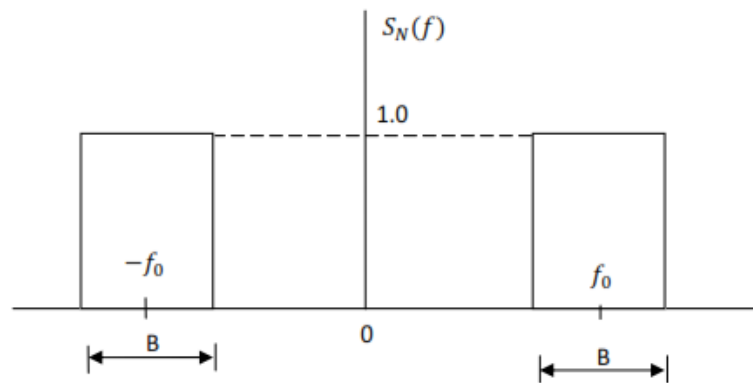


Figure 2.2 : Le spectre de bruit dans un récepteur passe bande idéalisé.

Le bruit produit par le dispositif peut être modélisé par une source de bruit ayant une température de bruit équivalente T_D relié à l'entrée (voir figure 2.3).

Le facteur de bruit (F) est une grandeur qui caractérise le bruit interne généré par un dispositif ou une de réception complète. F peut être déterminé en terme de rapport signal sur bruit a l'entrée ou la sortie d'un appareille ou système.

$$F = \left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right) \tag{II.5}$$

Où SNR est le rapport signal-sur-bruit. Il est équivalent à la puissance de bruit à l'entrée divisée par la puissance de bruit à la sortie. On suppose également que les sources de bruit à l'entrée sont à la température ambiante T_0 (La valeur nominal de T_0 est de 290 K).

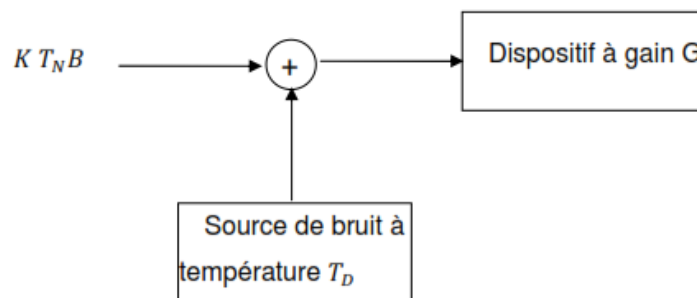


Figure 2.3 : Modèle de bruit pour un dispositif à deux ports en fonction de température de bruit T_D .

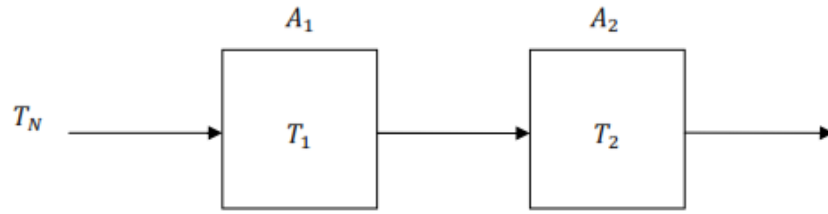


Figure 2.4. Dispositifs à deux ports connectés en cascade.

Le F peut être exprimé comme :

$$F = \left(\frac{GKT_0B + N_D}{GKT_0B} \right) = \left(1 + \frac{T_D}{T_N} \right) \quad (\text{II.6})$$

Par conséquent :

$$T_D = (F - 1)T_0 \quad (\text{II.7})$$

En règle générale, le récepteur radar, comme mentionné précédemment, est constitué d'appareils connectés en cascade tels que filtres, amplificateurs et mélangeur. Considérons un système de deux dispositifs A_1 et A_2 connecté en cascade avec des températures T_1 et T_2 et gain G_1 et G_2 respectivement (figure II.4).

La puissance de bruit P_{N1} à la sortie de A_1 est donnée par (2.3).

$$P_{N1} = G_1KB(T_N + T_1) \quad (\text{II.8})$$

Ce bruit est amplifié par A_2 et la puissance de bruit à la sortie de A_2 est donnée par :

$$\begin{aligned} P_{N2} &= G_2G_1KB(T_N + T_1) + G_2KBT_2 \\ &= G_2G_1KB \left(T_N + T_1 + \frac{T_2}{G_1} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

Le bloc en cascade à un gain G_1G_2 par conséquent il peut être caractérisé par une température de bruit équivalente :

$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1} \quad (\text{II.10})$$

Ce résultat peut être généralisé à la température de bruit équivalente de dispositifs connectés en cascade comme,

$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1G_2} + \dots + \frac{T_n}{G_1G_2\dots G_{n-1}} \quad (\text{II.11})$$

De même, le bruit équivalent de F_e dispositifs connectés en cascade peut être écrit en termes de bruit F_i de i dispositif,

$$F_e = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1G_2} + \dots + \frac{F_{n-1} - 1}{G_1G_2\dots G_{n-1}} \quad (\text{II.12})$$

De (2.11) on peut remarquer que si $G_1 \gg 1$, alors les appareils qui se trouvent après le dispositif A_2 contribuent de façon négligeable à la température de bruit global de la chaîne de réception. Par conséquent, il est extrêmement important d'avoir le premier amplificateur comme un dispositif à faible bruit, généralement considéré comme un amplificateur à faible bruit (LNA) Low noise amplifier, avec un gain suffisant afin de rendre la contribution de bruit des étages suivants dans le récepteur négligeable.

En plus aux dispositifs actifs avec gains, on trouve aussi les pertes ohmiques dans les lignes de transmission comme les guides d'ondes et les câbles coaxiaux. Pour un appareil avec perte L tel que $L > 1$, le bruit de sortie est donné par KT_0B , où T_0 est la température ambiante. Avec $T_N = T_0$ et Gain = $1 / L$, la puissance de bruit est donnée par :

$$P_{N1} = \frac{1}{L}KB(T_0 + T_D) \tag{II.13}$$

Où T_D est la température de bruit équivalente donnée par

$$T_D = (L - 1)T_0 \tag{II.14}$$

En utilisant (2.5), le facteur de bruit F d'un dispositif à perte est :

$$F = L \tag{II.15}$$

Dans de nombreux systèmes radar une partie importante de la ligne de transmission est souvent utilisé pour connecter l'alimentation de l'antenne à l'amplificateur à faible bruit, puis le reste de la chaîne de réception comme illustré par la figure 2.5. La ligne de transmission reliant l'antenne et l'amplificateur à faible bruit LNA présente une perte L , avec température de bruit équivalente $T_1 = (L - 1)T_0$. L'amplificateur à faible bruit LNA est spécifié par le gain (G_2) et la température de bruit (T_2). La température de bruit de LNA varie en fonction de la technologie utilisée. Les amplificateurs paramétriques refroidis par cryogénie ayant des températures de bruit aussi bas que 20-30 K, tandis que d'autres types de LNA peuvent avoir température de bruit aussi haut que 70-100 K. Dans la figure 2.5, la température de bruit équivalente de LNA et le système récepteur est $T_e = T_2 + T_3/G_2$. La puissance du bruit à la sortie de la ligne transmission est donné, à partir de (2.8) par :

$$P_N = \frac{KT_{AB}}{L} + \frac{(L-1)T_0kB}{L} \tag{II.16}$$

$$= KB \left[\frac{T_A}{L} + \frac{(L - 1)}{L}T_0 \right]$$

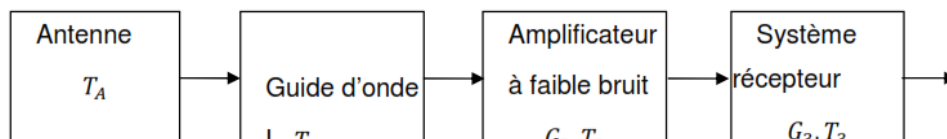


Figure 2.5 : Schéma de principe représentant le gain / perte et la température de bruit de l'antenne, guide d'onde, un amplificateur à faible bruit, et le récepteur.

Par conséquent, la température de bruit T'_A mesurée à la sortie du guide d'ondes est :

$$T'_A = \frac{T_A}{L} + \frac{L-1}{L} T_0 \quad (\text{II.17})$$

Le bruit total de température rapporté à l'entrée du LNA est ainsi :

$$T = \frac{T_A}{L} + \frac{L-1}{L} T_0 + T_2 \frac{T_3}{G_2} \quad (\text{II.18})$$

La perte de la ligne de transmission et la température de l'antenne peuvent être combinées avec la température de bruit de la chaîne de réception pour indiquer une température de bruit équivalente visée à l'entrée de l'amplificateur à faible bruit. Ce point de référence est couramment utilisé pour indiquer la température de bruit du système.

La densité spectrale de puissance du bruit dans les récepteurs de radar est souvent modélisée comme bruit blanc additif de densité spectrale de puissance $N_0/2$ (Voir figure 2.1).

La fonction d'auto corrélation de bruit blanc est donnée par transformation de Fourier inverse de cette densité spectrale de puissance :

$$R_N(\tau) = TF^{-1}\{S_N\} = TF^{-1}\left\{\frac{N_0}{2}\right\} = \frac{N_0}{2} \delta(t) \quad (\text{II.19})$$

L'expression (2.19) signifie que les valeurs que peut prendre un bruit blanc sont mutuellement décorrélées. De plus, si ce bruit est gaussien, ses valeurs seront mutuellement indépendantes ; ce qui fait que le bruit blanc est un phénomène dont les valeurs sont totalement imprévisibles et donc désordonnées.

Le bruit blanc est un concept et n'est pas réalisable physiquement car il a une bande fréquentielle illimitée. Cependant, lorsqu'il est observé par un dispositif à largeur de bande finie tels qu'un récepteur radar donne naissance à un bruit blanc à bande limitée.

La bande limitée de « bruit blanc » est caractérisée par un spectre plat entre $-W$ et W , comme représenté sur la (figure 2.6a). La fonction d'auto corrélation du bruit à bande limitée est donnée par $N_0 W \sin(2W\tau)$. La fonction d'autocorrélation s'annule à $\tau = l/2W$; $l = \pm 1, \pm 2, \dots$ Si le bruit à bande limitée est échantillonné à la fréquence de Nyquist égale à $2W$, ou à la période d'échantillonnage de $T_e = \frac{1}{2W}$ alors la fonction d'autocorrélation obtenue est également échantillonnée à intervalle de temps $T_e = \frac{1}{2W}$ (Voir la figure 2.6b) lorsque les échantillons sont convertie en temps discret, alors la fonction d'autocorrélation est représenté par :

$$R_N[n] = 2W \left(\frac{N_0}{2}\right) \delta[n]. \quad [8] [9] [12]. \quad (\text{II.20})$$

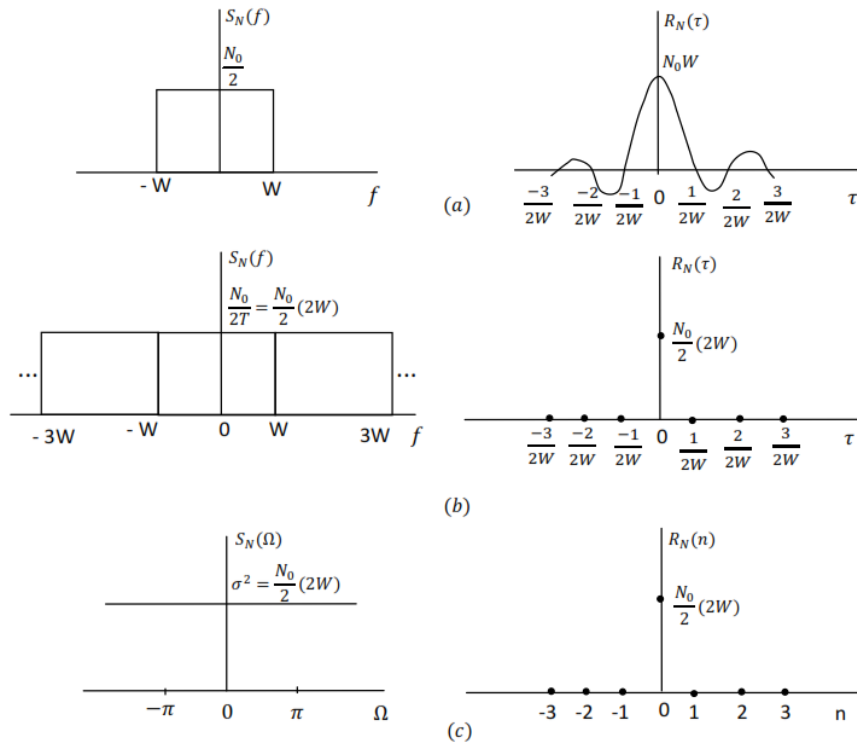


Figure 2.6 : Le spectre et la fonction d'autocorrélation de la bande limitée du bruit blanc. (a) Spectre de bruit à bande limitée et la fonction d'autocorrélation. (b) Spectre de bruit à bande limitée échantillonné au taux d'échantillonnage de Nyquist, et la fonction d'autocorrélation correspondante. (c) Spectre et fonction d'autocorrélation de la séquence de bruit à temps discret.

II.3 L'effet de clutter

En plus du bruit, les échos des cibles météorologiques sont souvent entachés de réflexions non désirées provenant de divers objets présents sur la terre ou dans l'atmosphère. Ce type d'interférences est connu sous le nom de clutter : ce sont des contributeurs importants à l'énergie globale des signaux reçus par le radar comme indiqué sur la figure

On entend par échos fixes (clutter), des cibles susceptibles d'être détectées mais non désirables, généralement caractérisées par des vitesses presque nulles, leur présence peut nuire à la qualité de la détection des cibles météorologiques d'intérêt, car les signaux provenant des cibles fixes caractérisés par des niveaux forts en énergie peuvent masquer les signaux de faible énergie des cibles utiles (perturbations) [9]. Simplement gênante pour certaines observations qualitatives, sur un écran, devient un problème majeur lorsque des procédures automatiques sont utilisées pour des évaluations quantitatives : c'est notamment le cas des mesures hydrologiques (à site faible, au-dessus d'un terrain accidenté ou comportant des obstacles fortement diffusants comme les pylônes métalliques, etc) (voir figure 2.7).

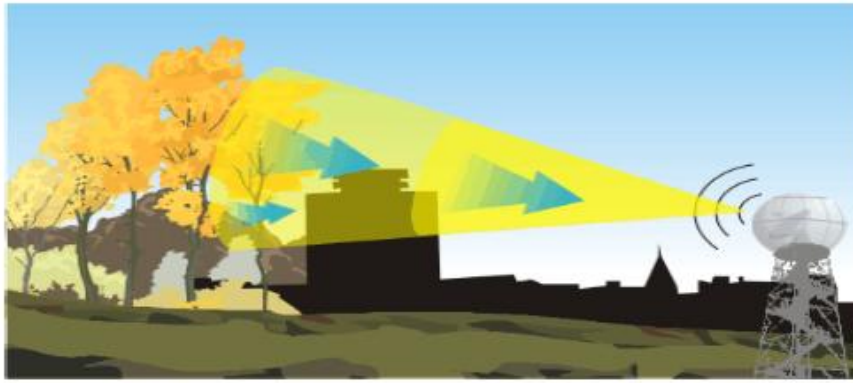


Figure 2.7 : Image représentant l'écho radar sur bâtiments

D'après la figure 2.7 le clutter est survenue quand une partie du faisceau radar rencontre un obstacle (hauts bâtiments, des arbres), qui renvoient des échos parasites et masquent les zones situées au-delà, le clutter donc génère une occultation et les échos du radar représentés dans l'image ci-dessous ne sont pas réels, et ne correspondent pas à des précipitations qui auraient eu lieu, parce que de fortes chutes de neige se produisaient à Toronto et Kitchene au moment où l'image ci-dessous avait été relevée, les échos apparaissaient sur le radar n'étaient que faible et découlent de l'écho de sol (Voir figure 2.8).

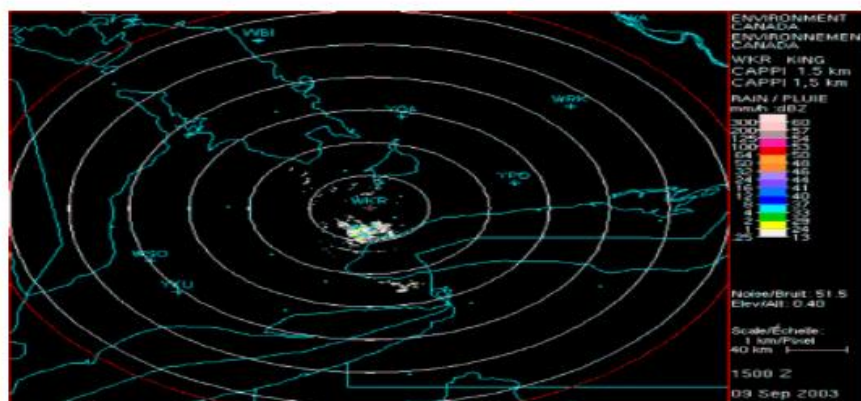


Figure 2.8 : Ecran PPI dont l'écho du sol masque les données météorologiques.

II.4 La détection des cibles météorologiques par le radar WSR- 88D

Les vastes capacités des systèmes radar modernes sont toutes liées à un principe fondamental qui n'est autre que la détection de la présence d'objets basée sur les signaux qu'ils reflètent. Par conséquent il est normal pour commencer l'étude du système radar en déterminant comment une cible (gouttes d'eau, particules de pluie, etc.) sera détectée par l'utilisation des signaux radar reçus. Le récepteur détermine si les signaux reflétés sont provoqués par les cibles fixes (clutter sol, etc.), ou s'il y a en fait un écho d'une cible inclus dans ces signaux [1]. L'estimation de la densité spectrale de puissance permet l'évaluation directe des paramètres spectraux et l'identification plus facile des échos fixes (les artefacts), comme l'illustre la figure 2.9.

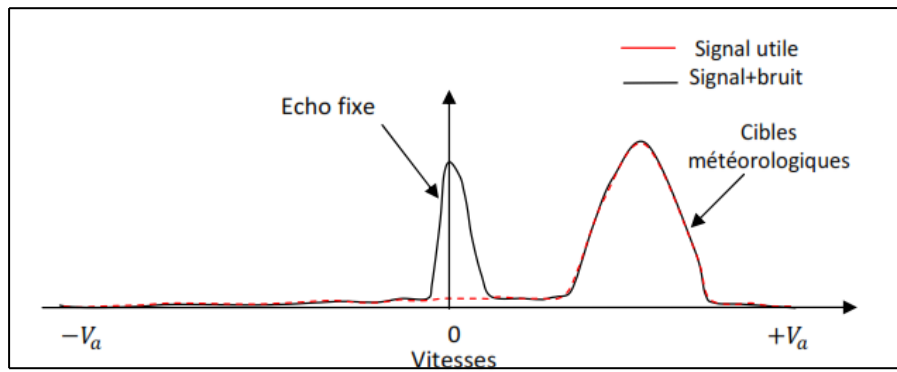


Figure 2.9 : Spectre Doppler en fonction des vitesses non ambiguës en présence de clutter fixe.

II.5 Conclusion

Les mesures effectuées par le radar météorologiques Doppler pulsé sont souvent sujettes à des interférences des bruits et du clutter sol, d'où la nécessité d'un traitement post-réception au niveau du processeur. Ce traitement consiste en l'élimination de bruit et des composantes spectrales de vitesses fixes ($v \approx 0$), ce qui permettra par la suite des estimations peu biaisées des vitesses moyennes des précipitations détectées.

III.1 Introduction :

Les transformations linéaires ont toujours joué un très grand rôle dans le traitement du signal, parmi elles, la plus anciennement étudiée est la transformation de Fourier (1822). Cette transformation permet d'explorer la composition fréquentielle du signal.

Très tôt dans l'histoire du traitement du signal, il s'est avéré que la décomposition obtenue par Fourier n'était pas toujours la plus satisfaisante. Aux années 1940, Gabor découvrait la première forme de la représentation temps-fréquence. Sa technique consiste à découper le signal en différentes plages de longueur fixe ou fenêtre. Chaque segment du signal limité par une fenêtre est étudié séparément des autres par l'analyse de Fourier. L'ensemble de ces transformées localisées forme la transformée de Gabor du signal. L'inconvénient majeur de ce procédé est que la longueur de la fenêtre étant fixée, il n'est pas possible d'analyser simultanément des phénomènes dont les échelles de temps sont différentes. Une autre technique d'analyse qui ne privilégie aucune échelle particulière mais qui généralise à toutes les échelles l'analyse locale des fréquences obtenues par la méthode de Gabor devient plus que nécessaire.

En 1982, J. Morlet ouvre la voie conduisant à la solution en construisant l'analyse en ondelettes, fondée sur un concept quelque peu différent de celui de fréquence: le concept d'échelle. Cette procédure développée par Stéphane Mallat et systématisée par Ingrid Daubechies, porte le nom de multi-résolution et suggère une interprétation différente de l'analyse par ondelettes. Les ondelettes constituent donc un outil parmi les plus récents du traitement du signal et qui datent de quelques décennies seulement. Elles nous permettent d'effectuer une analyse robuste et mènent à de multiples applications [15].

Contrairement à la transformée de Fourier à court terme, la transformée en ondelettes fait appel à la notion de temps-échelle impliquant des fenêtres d'analyse de longueurs dynamiques.

L'objectif de ce chapitre est double. Présenter la théorie d'ondelettes en première étape et en deuxième étape appliquer leur transformée pour l'élimination du bruit et clutter.

III.2. De l'analyse de Fourier à l'analyse par ondelettes :

Pour expliquer ce qu'est le traitement et l'analyse du signal par ondelettes, nous allons faire une petite digression vers l'analyse de Fourier afin de mieux faire comprendre d'où émerge ce concept.

Lorsqu'on observe un signal $f(t)$ au cours du temps, on est en mesure de connaître son début et sa fin et de constater ses éventuelles variations qualitativement. Cependant, il est moins évident de se faire une idée de ses périodicités (ses fréquences).

D'où l'utilisation de la transformée de Fourier afin de décomposer le signal en une fréquence fondamentale accompagné de ses harmoniques (les spectres) [17].

Chaque fréquence correspond à une fonction sinusoïdale. Donc l'analyse de Fourier est une analyse en fréquence d'un signal temporelle $f(t)$.

La figure (3.1) explique le concept de la transformée de Fourier

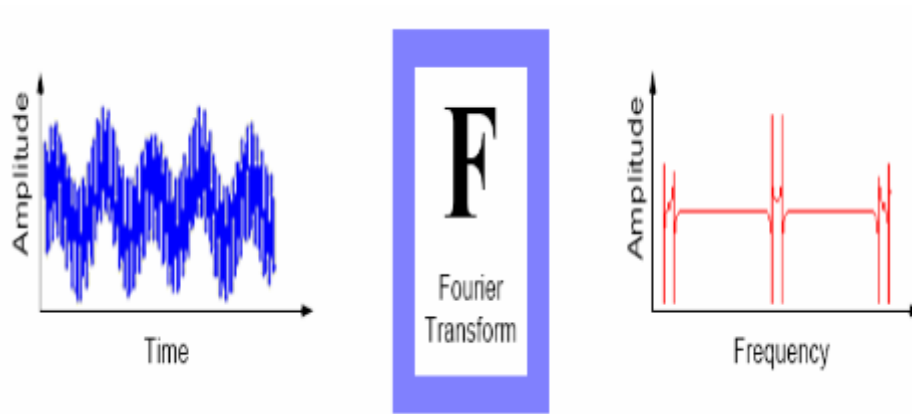


Figure 3.1 Représentation temporelle vers fréquentielle

Si la fonction f est périodique de période T , sa transformée de Fourier est :

$$C_n(f) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-2i\pi \frac{n}{T} t} dt \quad (\text{III.1})$$

Ou, si f appartient à $L'(R)$:

$$\hat{f}(v) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-2i\pi vt} dt \quad (\text{III.2})$$

$\hat{f}(v)$ Donne le contenu fréquentiel de f pour la fréquence $\frac{n}{t}$ ou v

III.2.1 Exemple d'application de la transformée de Fourier FT :

III.2.1.1 Signal stationnaire:

Dans notre exemple schématisé par la figure (3.2) on a appliqué la transformée de Fourier d'un signal stationnaire composé d'une somme de deux sinusoïdes de différentes fréquences et de différentes amplitudes (partie gauche) et le même signal de même amplitude (partie droite).

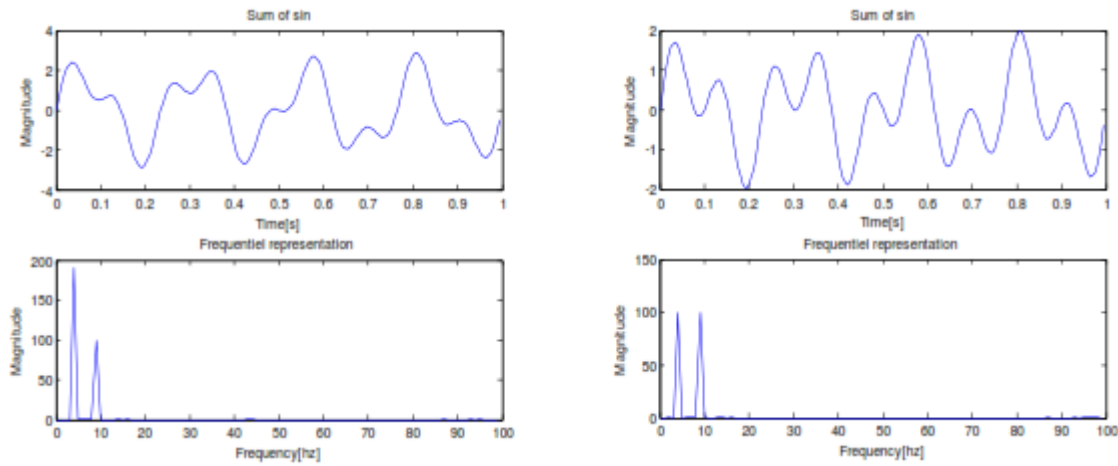


Figure 3.2 représentation temporelle et fréquentielle somme de deux sinusôides $F_1 = x_1 + x_2$

III.2.1.2 Signal non stationnaire:

Dans le deuxième exemple on passe à un signal non stationnaire (succession de deux sinusôides) de déférente amplitude (à gauche) et de même amplitude (à droite).

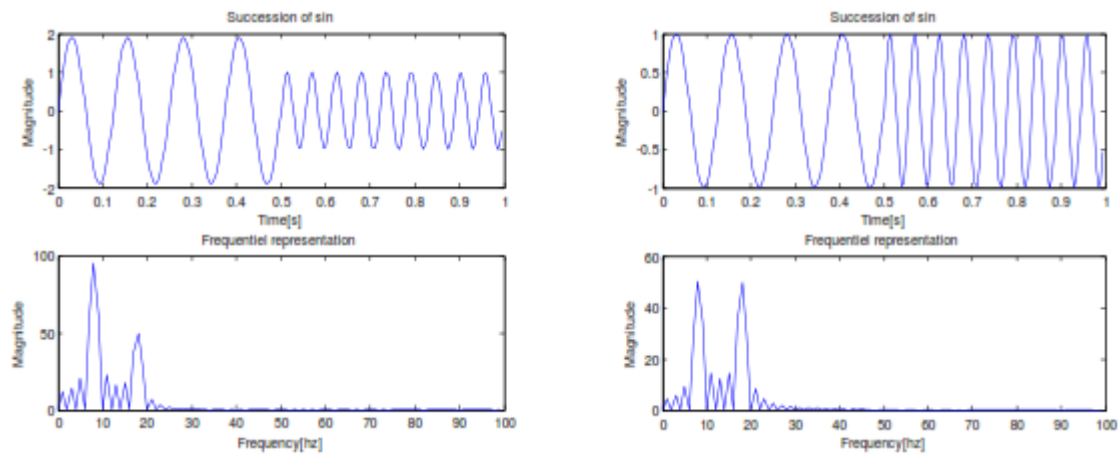


Figure 3.3 représentation temporelle et fréquentielle succession de deux sinusôides $F_1 = x_1 \oplus x_2$

D’après les deux exemples précédents, on remarque que la transformée de Fourier nous donne une bonne connaissance combien de fréquences existe mais sans aucune information où ses fréquences sont localisés dans le temps. Donc l’analyse est global, d’où la difficulté d’obtenir une information localisée dans le temps. Donc on ne peut pas étudier des signaux dont la fréquence varie au cours du temps. (Les signaux non stationnaires). L’idée suivante consiste à représenter notre signal en fonction du temps et de fréquence. On a donc une description directe et une description fréquentielle. On passe alors à la transformée de Fourier à fenêtre glissante STFT [15] [18].

III.2.2 Transformée de Fourier à fenêtre glissante STFT :

Pour réaliser une analyse spectrale locale d'un signal $f(t)$ autour d'un instant arbitraire t_0 , il faudrait calculer une transformée de Fourier (TF) du voisinage immédiat de ce point l'intégrale de Fourier nécessitant un temps d'intégration infini, cela suppose que l'aspect local soit introduit on n'observant le signal que dans un certain intervalle T proche de t_0 , dans lequel on le considère comme stationnaire. Les fonctions sinusoïdales que servent à décomposer le signal dépendent à la fois du temps et de la fréquence. L'un des premiers à avoir appliqué ce principe aux transformées de Fourier est le physicien Dennis Gabor en 1940. On parle alors de transformées de Fourier à fenêtre glissante [18].

L'idée de base consiste à découper le signal en plages temporelles finies. On réalise sur chaque plage, une analyse de Fourier. Cette analyse est donc dépendante de la localisation de la plage, la figure (3.4) donne un aperçu sur ce concept [17].

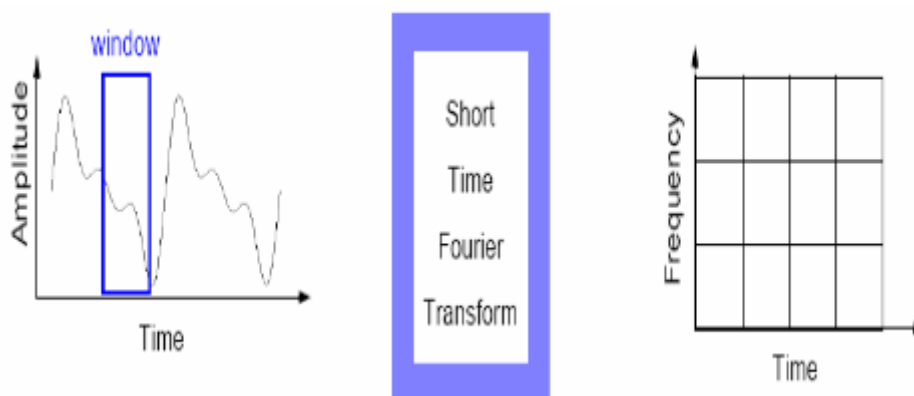


Figure 3.4 Représentation temporelle vers STFT

III.2.2.1. Exemple d'application de la transformée de Fourier à fenêtre glissante STFT :

On peut donner l'algorithme de la transformée de Fourier à fenêtre glissante comme suit [18]:

1. Choisir la fonction fenêtre en un temps fini
2. Placer la fenêtre dans l'axe du signal à $t=0$
3. Tronquer le signal en utilisant la fenêtre
4. Calculer la TF dans la partie tronqué du signal et l'enregistrer
5. Dilater la fenêtre vers la droite
6. Revenir à l'étape 3

La multiplication du signal $f(t)$ par une fenêtre glissante $h(t - t_0)$ et le calcul de la transformée de Fourier de ce produit est donné par la relation mathématique suivante :

$$G_f(v, t_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) h(t - t_0) e^{-2i\pi vt} dt \tag{III.3}$$

Où, t_0 est le temps, v est la fréquence.
 Dorénavant, chaque TF fournit les renseignements spectraux d'une tranche de temps séparée du signal, en fournissant l'information temporelle et fréquentielle simultanément l'exemple suivant schématisé dans la figure (3.5) et (3.6) donne la STFT du signal non stationnaire précédent pour différents tailles de fenêtre.

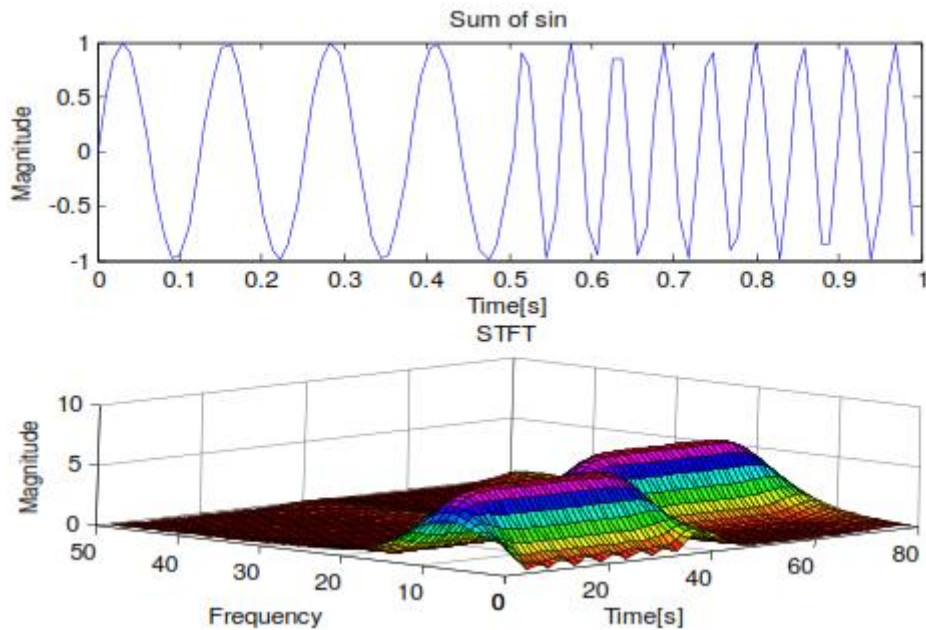


Figure 3.5 Représentation temporelle et leur STFT avec taille de fenêtre 0.05

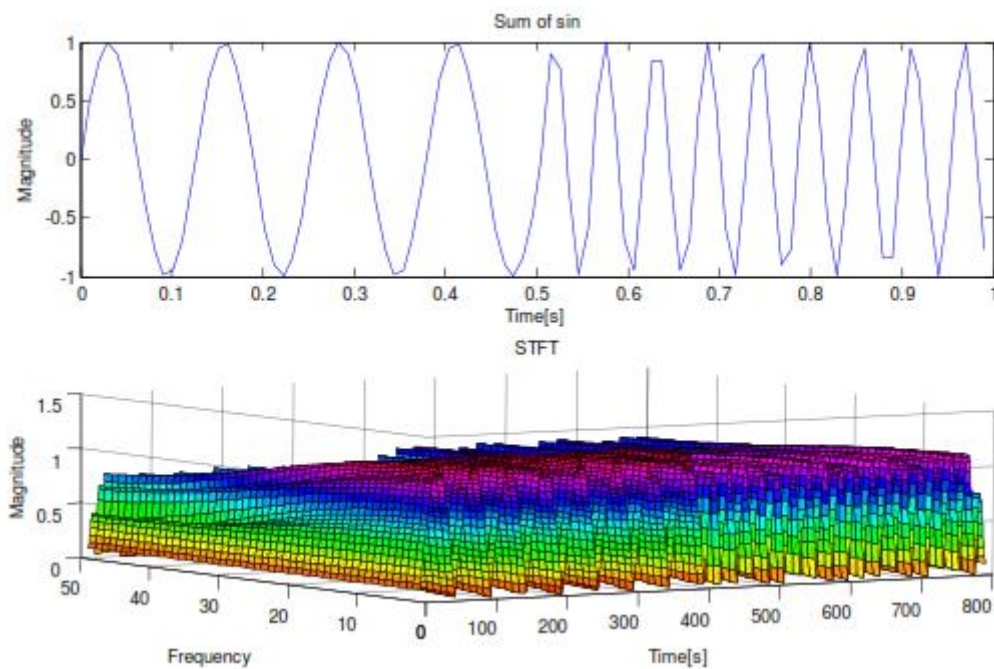


Figure 3.6 Représentation temporelle et leur STFT avec taille de fenêtre 0.005
 Succession de deux sinusoides

Le principal inconvénient de cette technique est que la longueur de la plage (l'échelle) est fixe. Cela peut s'avérer très embarrassant si on fait l'analyse de signaux qui correspondent à des phénomènes avec des échelles de temps très différents [10] [12] [18].

III.2.2.2 Limitations de la TF à fenêtre glissante :

III.2.2.2.1 Principe d'incertitude :

La localisation d'un signal en temps et en fréquence ne peut se faire sur des supports infiniment réduits. En particulier, plus on accroît la précision en fréquence de l'analyse, plus on perd la localisation temporelle, et donc de précision en temps, et réciproquement. Il existe une relation de principe d'incertitude, vient de la mécanique quantique, mais il joue un très grand rôle dans le traitement du signal. Il stipule que l'on ne peut localiser aussi précisément que l'on veut en temps et en fréquence un signal. Mathématiquement on écrit que la moyenne des fluctuations en temps et en fréquence est bornée inférieurement :

$$\sigma_1 \cdot \sigma_2 \geq 1/4\pi \quad (\text{III.4})$$

On peut illustrer cette formule par une fonction particulière appelée gaussienne et qui a la particularité que sa transformée de Fourier est encore une gaussienne [15] [17] :

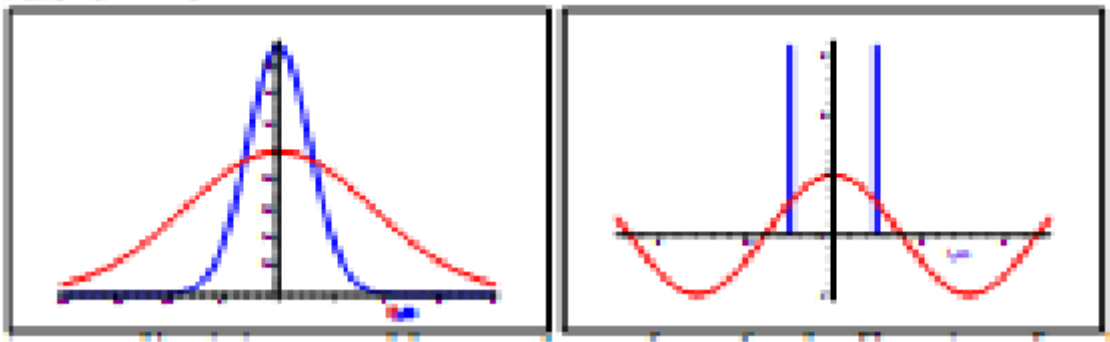


Figure 3.7 Exemple explicatif du principe d'Heisenberg

En rouge, la gaussienne d'origine, en bleu sa transformée de Fourier. La différence entre les deux largeurs montre bien le principe: «Au plus on localise en temps, au moins on localise en fréquence». On peut montrer que la gaussienne a la particularité que

$$\sigma_1 \cdot \sigma_2 \geq 1/4\pi \quad (\text{III.5})$$

La deuxième figure montre un cosinus et sa transformée. On peut remarquer que la transformée est localisée très précisément en fréquence, ce qui découle du fait qu'une sinusoïde est décomposée en une fréquence qui est sa fréquence propre. Donc les deux résolutions temporelles et fréquentielle ne peuvent pas être arbitrairement grande. On ne peut pas connaître précisément à quel instant dans le temps le spectre fréquentielle est localisé. On peut seulement connaître dans quel intervalle de temps l'intervalle des fréquences sont présentée [15] [18].

L'analyse en ondelettes a pour objectif de rendre compte de ces deux phénomènes simultanément, en introduisant une fenêtre dont la taille varie avec la fréquence.

III.3 Transformée en ondelettes :

III.3.1 Définition :

L'ondelette est une forme d'onde qui a une durée limitée et avec une valeur moyenne égale à zéro. La transformation en ondelettes permet d'appliquer une analyse multi-résolution sur le signal étudié. L'analyse multi-résolution de la transformation en ondelettes équivaut à une décomposition atomique temps-échelle. Chacun des atomes peut s'interpréter comme étant une projection locale du signal analysé et est obtenu à partir d'une ondelette $\Psi(t)$ unique par une translation en temps et une dilatation. Partant d'une fonction bien localisée, dans le plan temps-échelle [15].

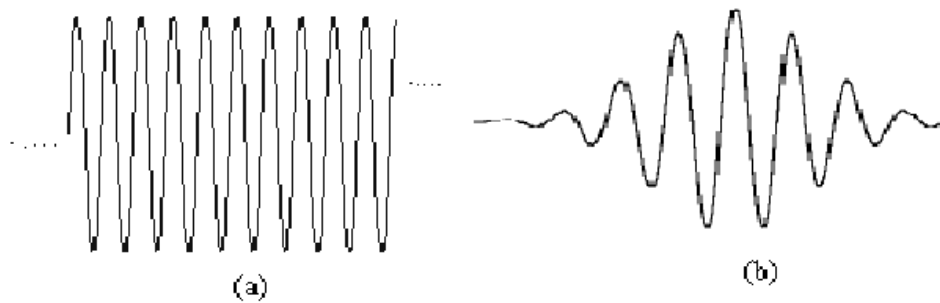


Figure 3.8: Représentation d'une onde (a), et une ondelette (b).

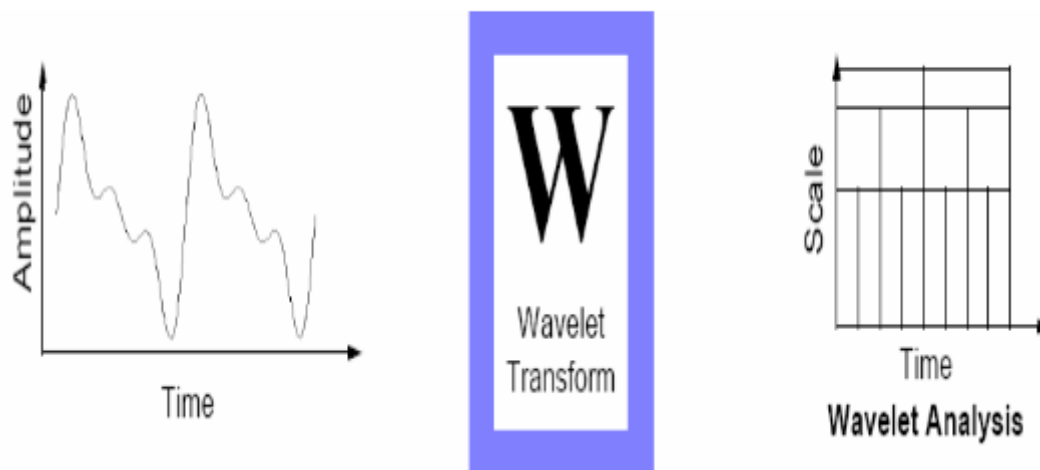


Figure 3.9 Représentation temporelle vers ondelettes

La transformée en ondelettes d'un signal f est la famille $C(s, u)$ coefficients d'ondelettes qui dépend des deux paramètres s et u ou s est l'échelle et u est le facteur de position à analyser. Suivant les besoins de l'analyse du signal f les paramètres (s, u) peuvent être utilisés de façon continue (TOC) ou discrète (TOD). La transformée continue d'ondelettes (s, u) est plutôt utilisée dans l'analyse de l'allure du signal (approximation) tandis que la transformée discrète

d'ondelettes basée exigeant une continuité des valeurs des paramètres beaucoup plus sur l'utilisation de la complémentarité des deux filtres, passe-haut et passe bas, va servir à l'extraction d'informations caractérisant les transitions rapides du signal (détails).

III.4 La motivation et la portée de la recherche :

Bien que la norme DWT est un outil puissante pour l'analyse et le traitement de nombreux signaux du monde réel et des images, il souffre de trois inconvénients majeurs, (1) sensibilité à décalage (2), mais sans direction, et (3) le manque d'information de phase. Ces inconvénients limitent considérablement son champ d'application pour certaines applications signal et des images (par exemple, détection de bord, l'image d'enregistrement / segmentation, estimation de mouvement).

D'autres extensions de DWT standard tel que la transformer d'ondelettes par Paquets (WP) et fixe transformée en ondelettes (SWT) ne réduisent que le premier inconvénient de sensibilité à décalage mais avec le coût très élevé de redondance et impliqué calcul. Des recherches récentes suggèrent la possibilité de réduire de deux ou plusieurs des inconvénients mentionnés ci-dessus en utilisant différentes formes de transformée en ondelettes complexes (CWT) avec seulement limité (et contrôlable) la redondance et la complexité de calcul modéré [15].

III.5 Caractéristiques ondelettes :

La différence entre ondes (sinusoïdes) et ondelettes est représenté dans la figure (3.1). Les vagues sont lisses, prévisible et éternelle, tandis que les ondelettes sont de durée limitée, irrégulière et peuvent être asymétriques. Les vagues sont utilisées comme fonctions de base déterministes dans l'analyse de Fourier pour l'expansion des fonctions (signaux), qui sont constantes dans le temps, ou à l'arrêt. La caractéristique importante des ondelettes est qu'ils peuvent servir de base déterministe ou non déterministe pour la génération et l'analyse de signaux les plus naturels pour fournir une meilleure représentation temps-fréquence, ce qui n'est pas possible avec des ondes à l'aide de l'analyse de Fourier classique [12] [15].

III.6 L'Histoire d ondelettes

La théorie des ondelettes a été développée comme un cadre unificateur que récemment, bien que des idées et des constructions similaires aient eu lieu dès le début du siècle. L'idée de voir un signal à différentes échelles et de l'analyser avec de diverses résolutions a en effet vu le jour indépendamment dans de nombreux domaines des mathématiques, de la physique et de l'ingénierie. En milieu années quatre-vingt, les chercheurs de «l'école française» construit des bases solides mathématique autour du sujet et nommés leur travail (ondelettes) [15].

III.7 L'évolution de la transformée en ondelettes

La nécessité de la représentation simultanée et la localisation en temps et en fréquence pour les signaux non-stationnaires (par exemple, la musique, la parole, images) dirigé vers l'évolution de la transformée en ondelettes de Fourier populaire transformer. Différents «représentations temps-fréquence» (TFR) sont très instructives dans la compréhension et la modélisation des WT [15] [12].

III.8 Analyse en ondelettes

La procédure d'analyse par ondelettes est d'adopter une fonction d'ondelette prototype, appelé "analyse par ondelettes" ou "ondelettes mère. L'analyse temporelle est effectuée avec une version de fréquence contractée, haut de l'ondelette prototype, alors que l'analyse de fréquence est effectuée avec une version à faible dilatation, de fréquence de la même ondelette. Formulation mathématique de l'expansion du signal par ondelettes donne la transformée en ondelettes (WT) paire, qui est analogue à la paire transformée de Fourier (FT). Temps discret et version discrète paramètres de WT est nommé comme Transformé d'ondelette discrète (DWT). DWT peut être consulté dans un cadre similaire de transformée de Fourier discrète (DFT) avec sa mise en œuvre efficace par banc de filtres algorithmes rapides similaires Transformé de Fourier rapide (FFT), algorithmes.

III.9 Transformée en ondelettes (WT) :

Résolution fixe limitation de STFT peut être résolu en laissant la résolution Δ_f et Δ_t varient dans le temps-fréquence plan afin d'obtenir une analyse multi-résolution. La transformée en ondelettes (WT) dans son (CoWT) forme continue offre une fenêtre temps-fréquence flexible, qui se rétrécit en observant des phénomènes de haute fréquence et s'élargit lorsque l'analyse du comportement à basse fréquence.

Ainsi résolution temporelle devient arbitrairement bon à hautes fréquences, tandis que la résolution de fréquence devient arbitrairement bonne dans les basses fréquences. Ce type d'analyse est adapté pour les signaux composé de composante haute fréquence à courte durée et de composantes de basse fréquence ayant une longue durée, ce qui est souvent le cas dans les situations pratiques lorsque l'analyse est considérée comme un banc de filtres, le WT, généralement appelée en standard Transformé d'ondelette discrète (DWT), est considérée comme une composition de filtres passe-bande avec une bande passante relative constante (constant-Q) tel que Δ_f / f est toujours constante. Comme avec les fréquences Δ_f change, la résolution temporelle correspondant Δ_t change aussi de façon à satisfaire la condition d'incertitude.

Les réponses en fréquence des filtres passe-bande sont répartis de façon logarithmique la fréquence comme indiqué sur la figure (3.2 b). Une généralisation de la notion de changement de résolution à différentes fréquences est obtenue avec ce qu'on appelle la transformer d'ondelettes par Paquets (WP), où arbitraires résolutions temps-fréquence sont choisies en fonction du signal[12][13][18].

III.9.1 Exemple de l'ondelette de Morlet (Complexe) :

Soit la formule mathématique de l'ondelette Morlet suivante :

$$\Psi_{u,s}(x) = \frac{1}{\sqrt{s}} e^{-\pi\left(\frac{x-u}{s}\right)^2} e^{10i\pi\left(\frac{x-u}{s}\right)} \tag{III.6}$$

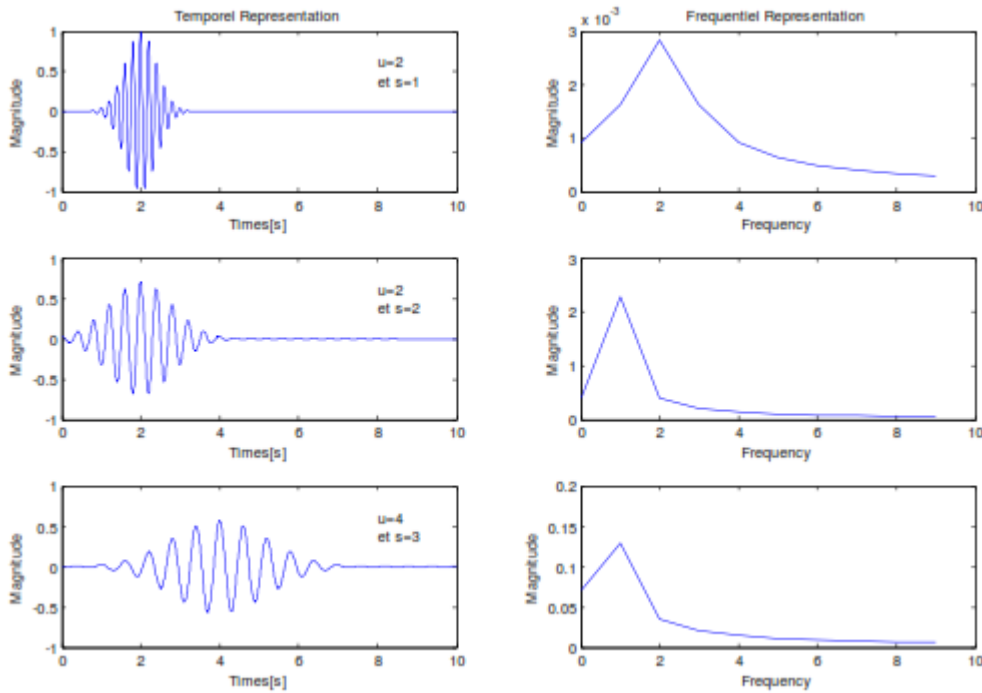


Figure 3.10 Evolution de la forme d'une ondelette et sa transformée de Fourier (a droite).

La transformée en ondelettes de la fonction f à l'échelle s et la position u est calculée en corrélant f avec un atome d'ondelette:

$$Wf(u, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \frac{1}{\sqrt{s}} \Psi * \left(\frac{t-u}{s}\right) dt \tag{III.7}$$

La transformée en ondelettes a donc une résolution temps-fréquence qui dépend de l'échelle s sous la condition :

$$C_\Psi = \int_0^{+\infty} \frac{|\widehat{\Psi}(\omega)|^2}{\omega} d\omega < +\infty \tag{III.8}$$

C'est une représentation complète, stable et redondante du signal; en particulier, la transformée en ondelettes est inversible à gauche. La redondance se traduit par l'existence d'un noyau reproduisant. Comme la transformée de Fourier à fenêtre, une transformée en ondelettes peut mesurer les variations de temps-fréquence des composants spectraux, mais il a une différente résolution de temps-fréquence. Une transformée en ondelettes fait corrélérer f avec $\Psi_{u,s}(t)$ on appliquant la formule de Fourier-Parseval sur l'équation (3.7), on obtient cette dernière écrite comme intégration de fréquence :

$$Wf(u, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \frac{1}{\sqrt{s}} \Psi_{u,s} * (t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} f(\omega) \Psi_{u,s}(\omega) dt \tag{III.9}$$

Le coefficient d'ondelettes $Wf(u, s)$ dépend ainsi des valeurs $f(t)$ et $f(t)$ dans le domaine temps-fréquence ou l'énergie de $\Psi_{u,s}(t)$ et de $\Psi_{u,s}(\omega)$ est concentrée. Des harmoniques variables dans le temps sont détectés a partir de la position et l'échelle des coefficients d'amplitude élevés des ondelettes. En temps, $\Psi_{u,s}(t)$ est centrée a u avec une distribution proportionnelle au s que sa transformée de Fourier est calculée a partir de la relation suivante [15] [17]:

$$\widehat{\Psi}_{u,s}(\omega) = e^{-ju\omega} \sqrt{s} \widehat{\Psi}(s\omega) \tag{III.10}$$

Ou $\widehat{\Psi}$ est la transformée de Fourier de Ψ . Pour analyser l'information d'une phase des signaux, une ondelette analytique complexe est utilisée. Ceci signifie $\widehat{\Psi}(\omega) = 0$ pour $\omega < 0$ son énergie est concentrée dans un intervalle positif de fréquence centré a η . L'énergie de $\widehat{\Psi}_{u,s}(\omega)$ est donc concentrée dans un intervalle positif de fréquence centré a $\frac{\eta}{s}$, dont la taille est mesurée par $1/s$. dans le plan temps-fréquence, un atome d'ondelette $\Psi_{u,s}$ est symboliquement représenté par un rectangle centré à $(u, \frac{\eta}{s})$. La diffusion de temps et de fréquence est respectivement proportionnelle à s et à $1/s$. Quand s change, la longueur et la largeur du rectangle changent mais sa surface reste toujours constante, comme illustré par la Figure 3.9.

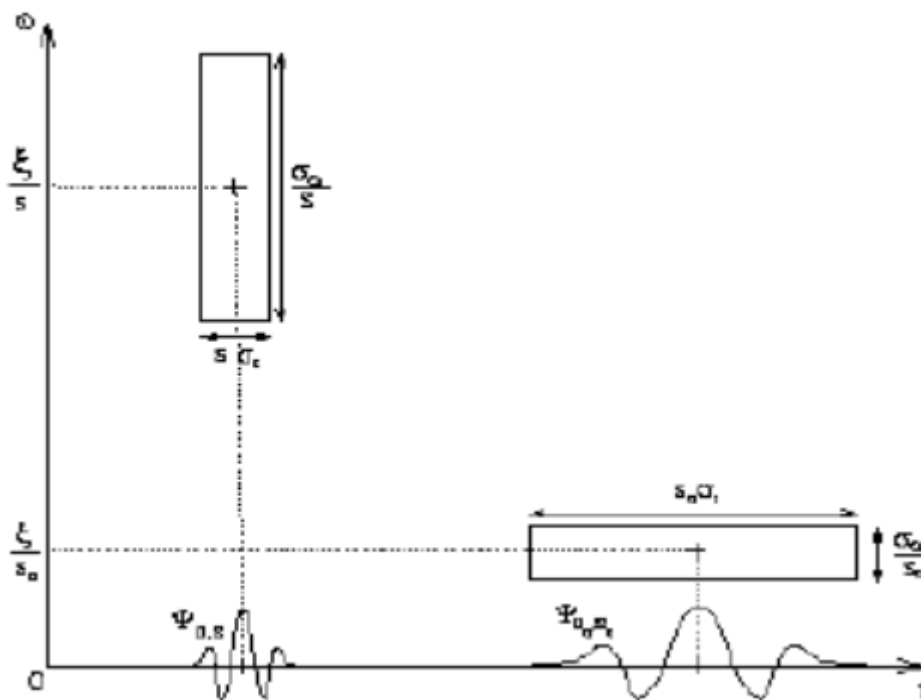


Figure 3.11 Boîtes temps-fréquence des deux ondelettes $\Psi_{u,s}$ et Ψ_{u_0,s_0}

III.9.2 Transformée en ondelettes continue (TOC)

On lui associe la famille d'ondelettes $\Psi_{u,s}(t)$ générées par des translations et des dilatations de $\Psi(t)$ ce dernier est dilatée avec un paramètre d'échelle s , et translatée par u :

$$\Psi_{u,s}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \Psi\left(\frac{t-u}{s}\right) \tag{III.11}$$

L'ondelette $\Psi(t)$ est une fonction de moyenne nulle :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \Psi(t) dt = 0 \tag{III.12}$$

Parmi une grande famille des ondelettes, on trouve: Ondelette gaussienne et gaussienne complexe, Morlet et Complexe de Morlet, chapeau mexicain, Meyer et Meyer avec une fonction auxiliaire et Ondelette complexe de Shannon la figure 3.10 suivante donne quelques formes d'ondelettes usuelles

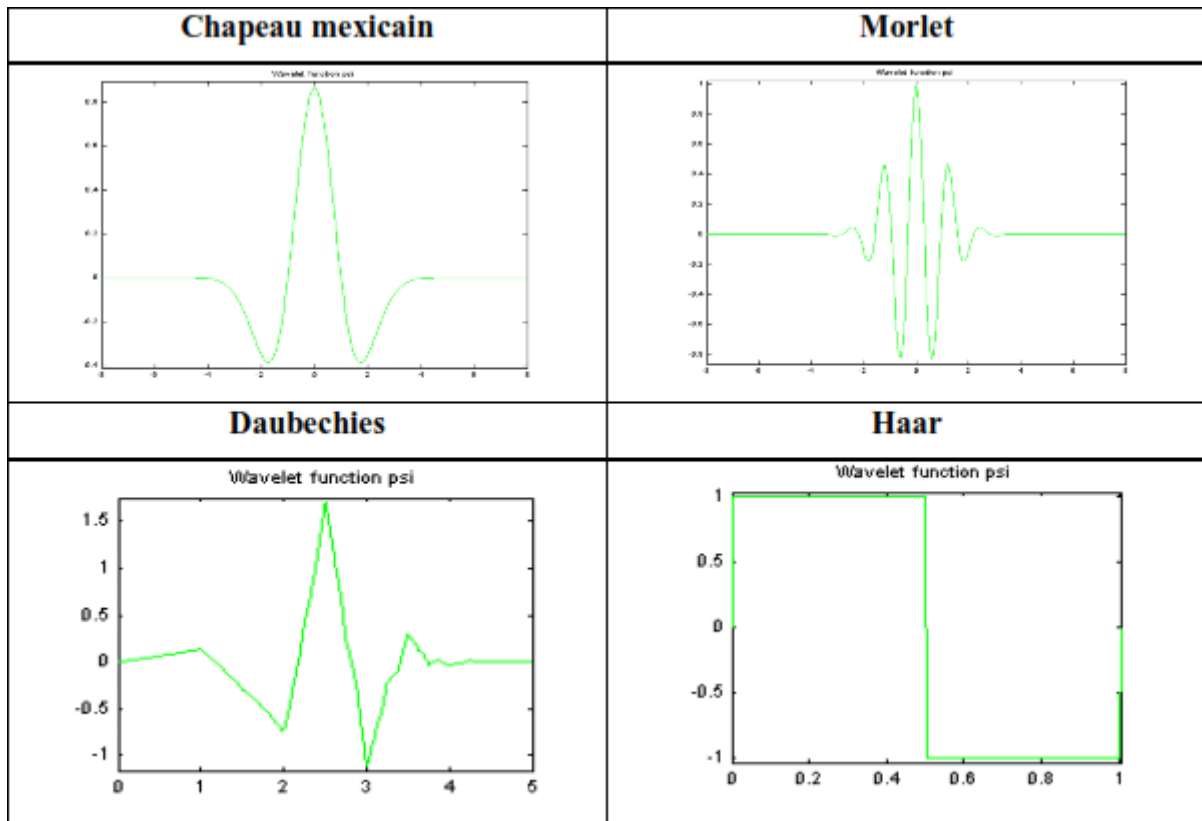


Figure 3.12 quelques formes des ondelettes usuelles

Les ondelettes sont de forme constante mais de taille variable, proportionnelle au paramètre de dilatation « s » (variable d'échelle). La transformation en ondelettes est aussi interprétée comme étant un processus de filtrage du signal analysé par un filtre passe-bande de bande passante variable ; c'est le paramètre « s » qui fixe la valeur de cette bande. A. Grossmann et J.Morlet ont démontré que si $\psi(t)$ est à valeurs réelles, l'ensemble de ces ondelettes peut être considéré comme étant une base orthonormée. Cela signifie que tout signal d'énergie peut s'écrire comme une combinaison linéaire d'ondelettes $\Psi_{u,s}(t)$ et que les coefficients de cette combinaison d'ondelettes sont les produits scalaires $\int f(t)\Psi_{u,s}(t)dt$, $f(t)$ étant le signal étudié.

Ces produits scalaires mesurent, en un certain sens, les fluctuations du signal $f(t)$ autour du point « u » à l'échelle « s ».

La transformée continue par ondelette est définie donc par le calcul des coefficients :

$$C(u, s) = \frac{1}{\sqrt{s}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \Psi\left(\frac{t-u}{s}\right) dt \quad (\text{III.12})$$

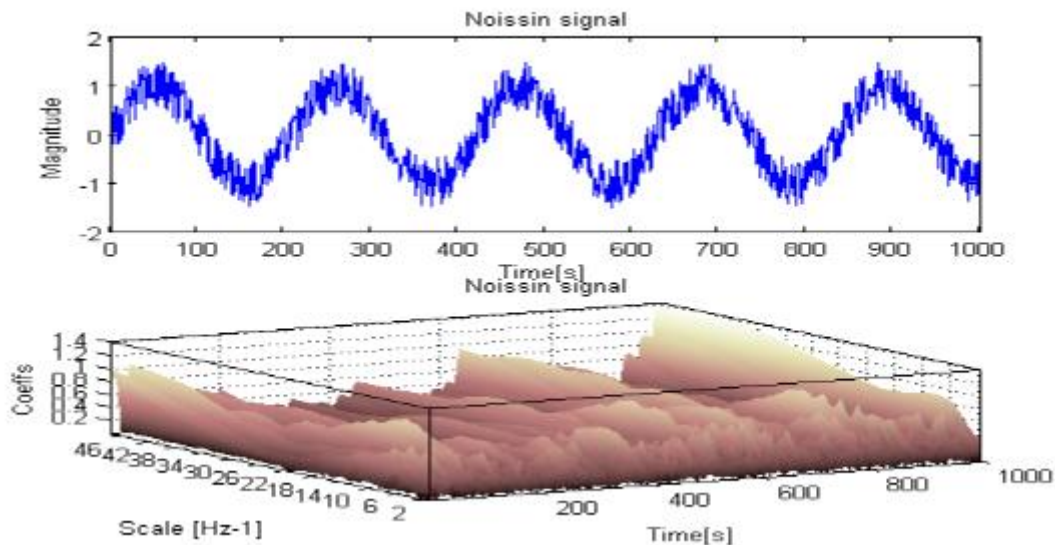
Le paramètre s est un facteur d'échelle, inversement proportionnel à la fréquence. La représentation temps-échelle n'est pas une limitation de la transformation en ondelettes, mais elle est une autre manière d'aborder l'analyse du signal par un regroupement d'information fréquentielles et temporelles. Il est à noter que la durée de l'ondelette est directement proportionnelle au paramètre d'échelle s . Dans sa formulation, la transformée en ondelettes peut s'interpréter comme une analyse à banc de filtres à surtension constante.

Dans un tel banc, chacun des filtres (passe-bande) peut se déduire d'un gabarit unique par une dilatation ou compression en fréquence [15] [18].

III.9.3 Application de la transformée d'ondelette continue:

II.9.3.1 En utilisant notre code MATLAB :

Dans cette partie en va utiliser comme exemple un signal bruit chargé à partir de Matlab la figure suivante donne deux cas différentes de la transformée d'ondelette continue correspond au changement d'échelle



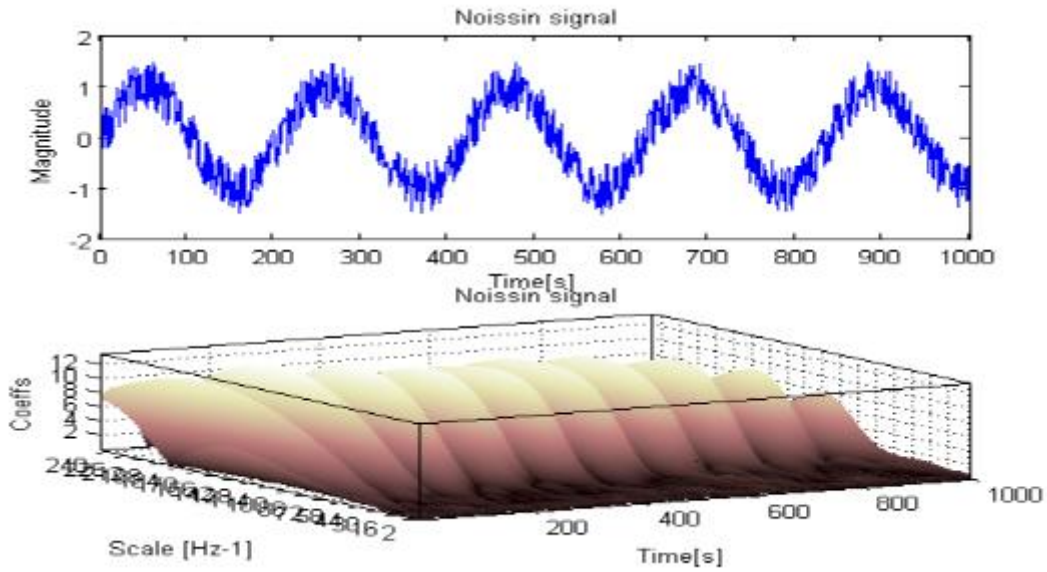


Figure 3.13 signal bruité et sa transformée d'ondelettes continue

Cette figure donne bien une image claire sur quoi se passe avec le signal et met en évidence les périodicités [12].

III.9.4 Transformée en ondelettes discrète (TOD):

La transformée en ondelettes discrète est issue de la version continue, à la différence de cette dernière, la TOD utilise un facteur d'échelle et une translation discrétisée. On appelle transformée en ondelettes discrète dyadique toute base d'ondelettes travaillant avec un facteur d'échelle $= 2^i$. Il est clair que la transformée en ondelettes discrète est pratique en implémentation sur tout système numérique (PC, DSP, CARTE à $\mu P...$).

Il est à noter que la transformée en ondelette continue TOC est aussi implantable sur les systèmes digitaux avec un lourd calcul provenant de la nature continue du facteur d'échelle et de la dilatation (toutes les valeurs sont possibles). L'analyse en multi-résolution permet d'analyser un signal en différentes bandes de fréquences, ce qui permet une vue de la plus fine à la plus grossière. Soit ϕ la fonction échelle. Elle doit être dans L^2 et ayant une moyenne non nulle.

On forme une base de fonctions d'échelle pour tout $i \in \mathbb{Z}$ comme suit :

$$\varphi_{i,j}(t) = 2^{-i/2} \varphi(2^{-i}t - j) \tag{III.13}$$

Et de la même manière la base d'ondelette :

$$\Psi_{i,j}(t) = 2^{-i/2} \varphi(2^{-i}t - j) \tag{III.14}$$

Le facteur d'échelle dyadique mène à :

$$\phi(t) = \sum_j 2h(j)\varphi(2t - j) \tag{III.15}$$

$$\Psi(t) = \sum_j 2g(j)\varphi(2t - j) \tag{III.16}$$

Les équations (III.16) et (III.15) représentent la décomposition de la fonction échelle et de l'ondelette en combinaisons linéaires de la fonction échelle à la résolution haute directement. On note que $h(j)$ et $g(j)$ sont les filtres passe bas et passe haut respectivement lors d'une décomposition par ondelettes.

La transformation en ondelettes peut aussi être considérée comme un processus de décomposition du signal en approximations et en détails. Le signal d'origine $S(t)$, traverse deux filtres complémentaires, passe-haut et passe-bas, et émerge en tant que deux signaux respectivement le signal d'approximations A et le signal de détails comme le montre la figure (3.14) [18].

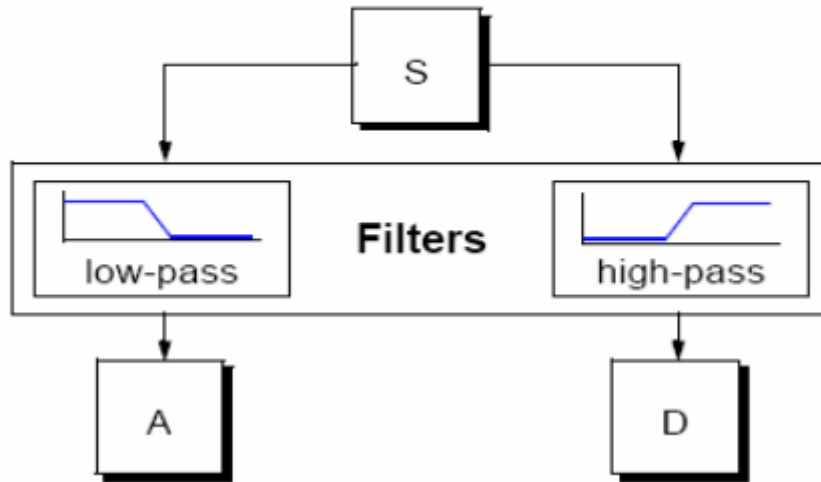


Figure 3.14 Décomposition du signal s en approximations et détails

Pour plusieurs signaux, la partie dans les basses fréquences est la partie la plus importante. Ce qui donne au signal son identité.

La partie dans Les hautes fréquences, attribue saveur ou nuance.

Dans l'analyse d'ondelette, on parle seulement des approximations et détails.

➤ L'approximation : est la partie grand échelle, basse -fréquence du signal.

➤ Le détail : est la partie petit-échelle, haute-fréquence du signal.

III.9.4.1 Décomposition simple :

Comme on a dit précédemment le signal S , est divisé en deux signaux mais, actuellement pour faire cette opération dans un signal réelle, on trouve deux signaux de même taille que le signal original.

Supposé, pour l'instant, que le signal original S contient 1000 échantillons donc le résultat des deux signaux à 1000 échantillons pour chaque signal, le total est 2000 échantillons

Pour donner deux vecteurs respectivement CA (Coefficients ondelette d'approximation) et CD (Coefficients ondelette de détails). Tous deux sont de taille approximativement égale à la moitié du vecteur d'origine. Ceci est due au fait de l'opération de décimation par 2 (down sampling).

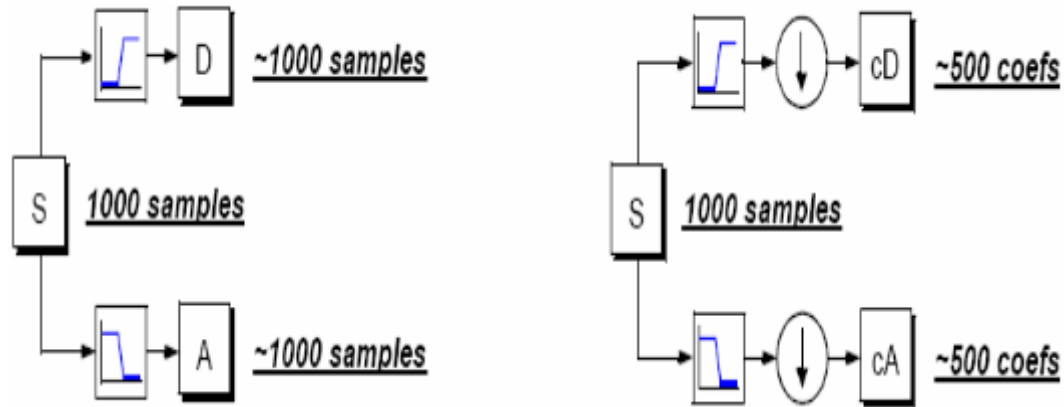


Figure 3.15 Décomposition simple du signal s en approximation et détails

III.9.4.2 Décomposition multi niveaux :

L'algorithme de Mallat permet de décomposer le signal S en plusieurs niveaux comme illustré à la figure (3.15). Le processus de décomposition peut être réitéré, avec des approximations successives étant décomposées alternativement, de sorte qu'un signal soit décomposé en beaucoup de composants de hautes résolutions. Ceci s'appelle l'arbre de décomposition en ondelettes. Puisque le processus d'analyse est itératif, dans la théorie il peut être continué indéfiniment. En réalité, la décomposition peut procéder seulement jusqu'à ce que les différents détails se composent d'un échantillon ou d'un Pixel simple.

Dans la pratique, on choisira un nombre approprié de niveaux basés sur la nature du signal à décomposer, ou sur un critère approprié tel que l'entropie.

Le signal $S(n)$ est un signal de temps discret pour être décomposé en ses versions approximatives et détaillées en utilisant l'analyse multi-résolution. Les premiers coefficients de décomposition sont A_1 et D_1 , où A_1 est la version approximative du signal original $S(n)$ et D_1 est la représentation détaillée du signal original $S(n)$ qui est défini dans la figure (3.14)[18]

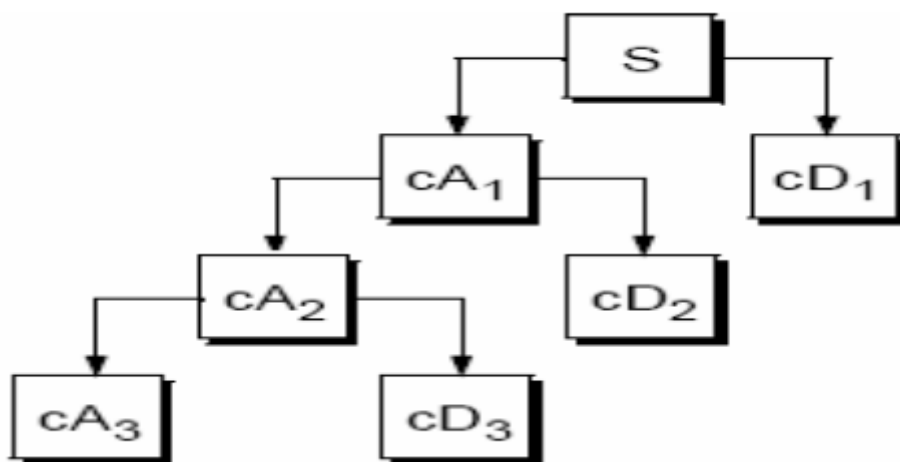


Figure 3.16 Décomposition du signal S en multi-niveaux

III.9.4.3 Reconstruction par ondelette :

On a appris précédemment comment la TOD peut utiliser pour analyser, ou décomposer le signal. La deuxième partie de l'histoire est comment peut assembler ces composants pour revenir au signal original sans perdre l'information. Cette procédure est appelée la reconstruction, ou la synthèse. La manipulation mathématique qui fait cette opération est appelée (TODI) [17] [15] [13].

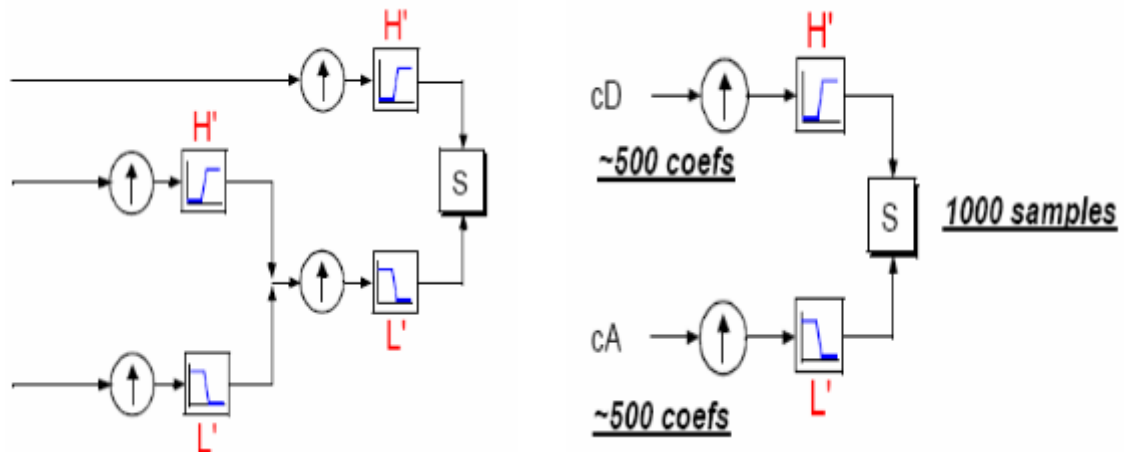


Figure 3.17 Reconstruction simple d'un signal S

III.9.4.4 Décomposition et Reconstruction par ondelette :

Cette opération est appelée l'algorithme de Mallat schématisé par la structure suivante :

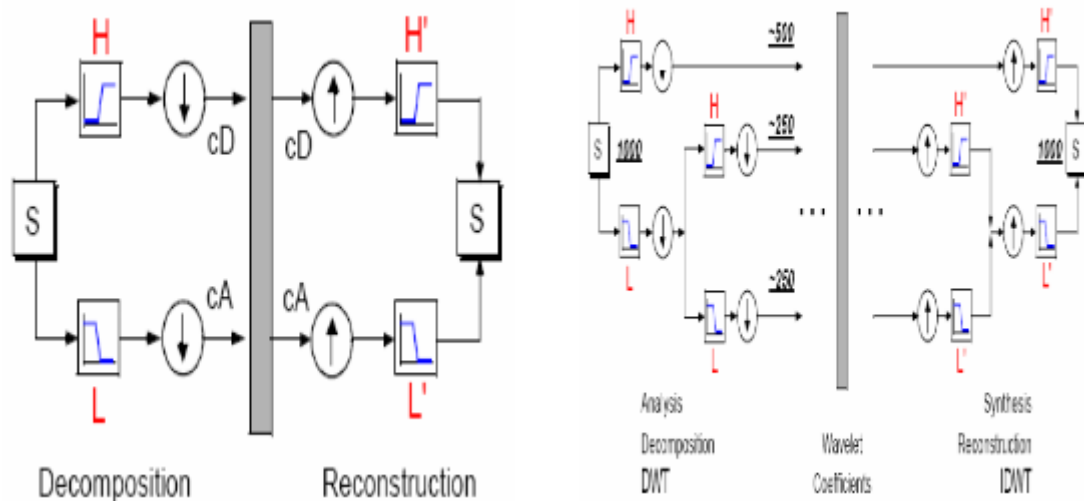


Figure 3.18 Algorithme de MALLAT uni/multi dimensionnelles

III.9.4.5 Application de la TOD :

III.9.4.5.1 En utilisant notre code Matlab :

A- Décomposition simple :

Dans cet exemple on a fait une décomposition simple d'un signal (lelecum) chargé de Matlab on observe clairement le signal approximation (gauche) et le signal détail (droite).

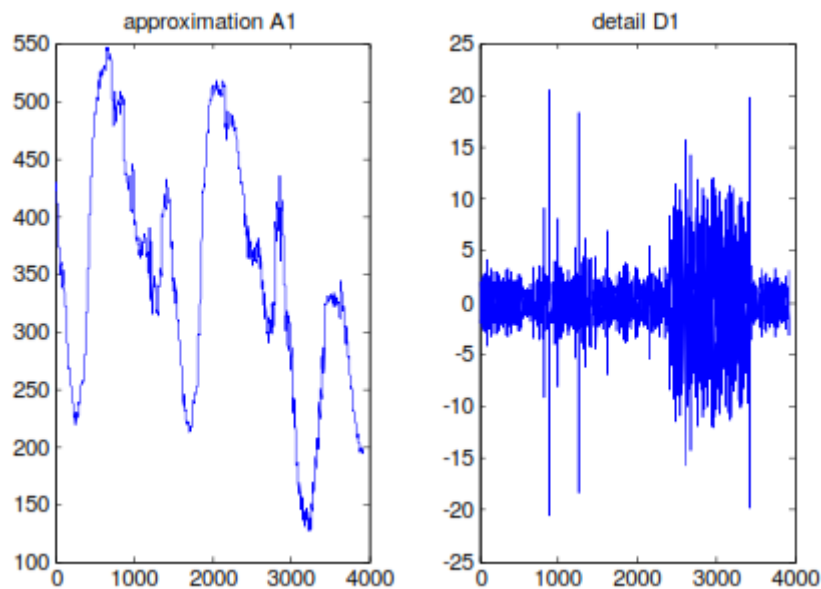


Figure 3.19 Décomposition simple représentant A1 et D1

B-Décomposition multi –niveaux :

Le même signal conserver pour la décomposition multi niveaux la figure (3.18) donne les trois détails et l'approximation du dernier niveau.

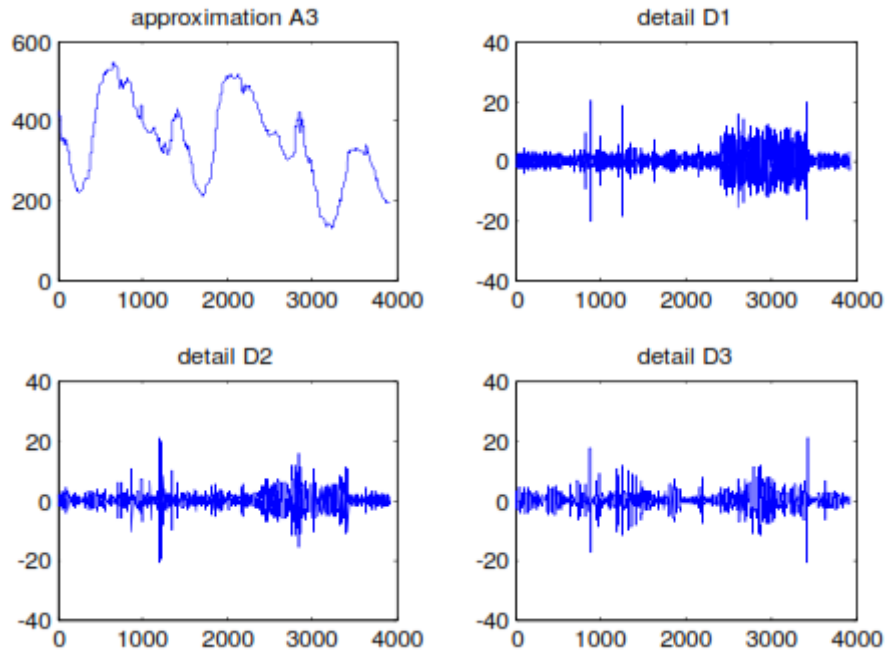


Figure 3.20 décomposition en 3 niveaux représentant A1, D1, D2 et D3

Quand on fait une Comparaison entre le signal original et le signal approximation au niveau 3 en obtient la figure (3.21) suivante avec erreur de $2.2737e-013$:

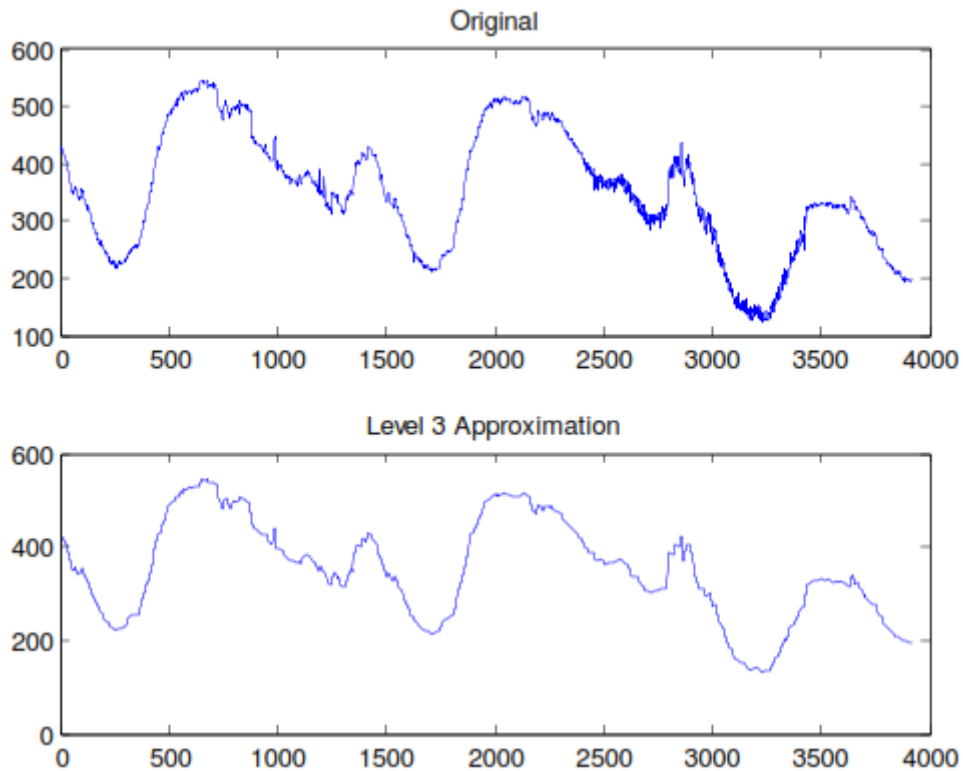


Figure 3.21 Représentation du signal original et leur approximation A3

III.9.5. Décomposition par paquet d'ondelettes :

La méthode par paquet d'ondelette est une généralisation de la décomposition en ondelette discrète qui offre une gamme plus riche des possibilités pour l'analyse du signal.

Dans l'analyse en ondelette, un signal est décomposé en approximation et détail.

L'approximation est alors elle-même coupée en approximation et détail de deuxième niveau, et le processus est répété. Pour une décomposition de n-niveau, il y a (n+1) manières possibles de décomposer ou coder le signal.

Dans l'analyse par paquet d'ondelettes, les détails aussi bien que les approximations peuvent être décomposés. Ceci rapporte plus de $2^{2^{n-1}}$ de différentes décompositions du signal. L'arbre de décomposition en paquet d'ondelettes est représenté dans la figure (3.22)

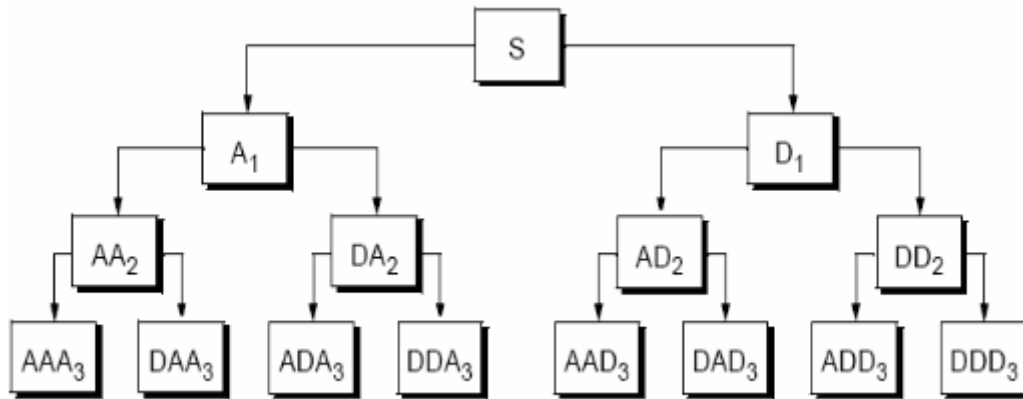


Figure 3.22 Décomposition en paquet d'ondelettes

Le paquet d'ondelettes décompose le signal original qui est stationnaire ou non stationnaire dans des bandes de fréquence indépendantes. Il n'y a aucune information redondante dans les bandes de fréquence décomposées. C'est une approche efficace d'analyse basée sur la multi-résolution et peut être proposée comme méthode de diagnostic de défaut. La transformation en paquet d'ondelettes est une génération de la transformée en ondelettes, par la définition de deux fonctions suivantes :

$$W_0(t) = \varphi(t) \tag{III.17}$$

$$W_0(t) = \Psi(t) \tag{III.18}$$

Tel que $\varphi(n)$ et $\Psi(n)$ sont la fonction d'échelle et l'ondelette mère respectivement. La décomposition d'ordre m donne la fonction $W_m(n)$ qui est exprimée par :

$$W_{2m}(t) = 2 \sum_{n=0}^{2^m-1} h(n) W_m(2t - n) \tag{III.19}$$

$$W_{2m+1}(t) = 2 \sum_{n=0}^{2^m-1} g(n) W_m(2t - n) \tag{III.20}$$

$$W_{j,m,n}(t) = 2^{j/2} W_m(2^{-j}t - n) \tag{III.21}$$

Tels que j : paramètre d'échelle n : paramètre de localisation en temps

Dans la pratique, un algorithme rapide est appliqué en utilisant l'étape de base de la figure (3.17) (Algorithme de Mallat). La différence est maintenant que les détails et les approximations sont coupés en composants plus fins, ayant pour résultat un arbre de paquet d'ondelettes. Dans la figure (3.23) un exemple d'un arbre de décomposition par paquet d'ondelettes de trois niveaux est illustré. Chaque nœud de l'arbre de la décomposition en

paquet d'ondelettes est classé avec une paire de nombres entiers (j,k) , où j est le niveau correspondant à la décomposition et k est l'ordre de la position du nœud au spécifique niveau. Dans chaque niveau j , il y a 2^j nœud et leur ordre est $k=0,1,\dots,2^j-1$ un vecteur de $c_{j,k}$ de coefficients de paquet d'ondelettes correspond à chaque nœud (j,k) , la longueur d'un $c_{j,k}$ du vecteur est approximativement $N_t/2^j$ la reconstitution des signaux est basée sur les coefficients d'approximation et les détails [12] [13] [17].

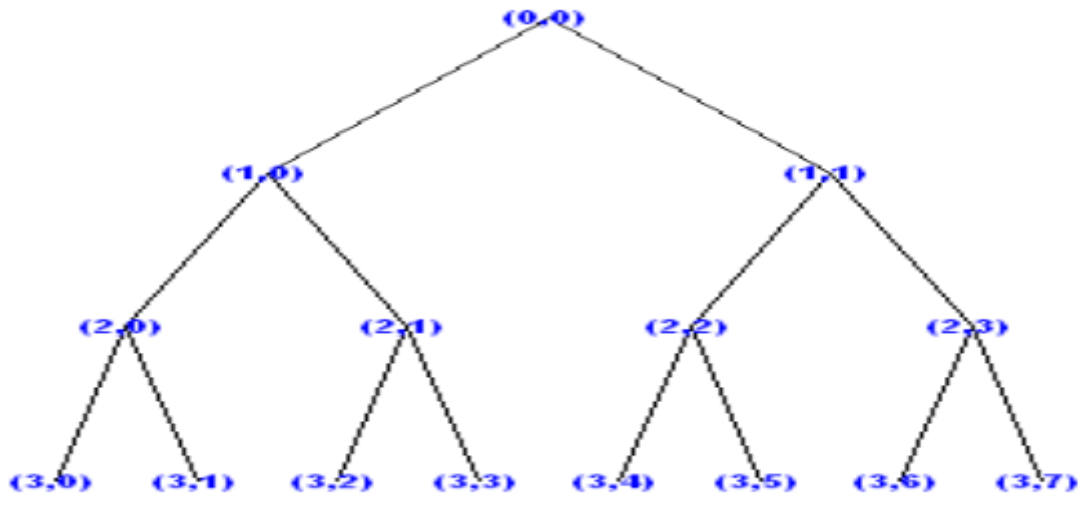


Figure 3.23 Représentation des nœuds dans un arbre de décomposition par paquet d'ondelettes

III.10 Visualisation comparative

Une visualisation complète des différentes représentations temps-fréquence, indiquées, démontre la résolution temps-fréquence pour un signal donné dans divers domaines transformé avec leurs fonctions de base correspondantes [13].

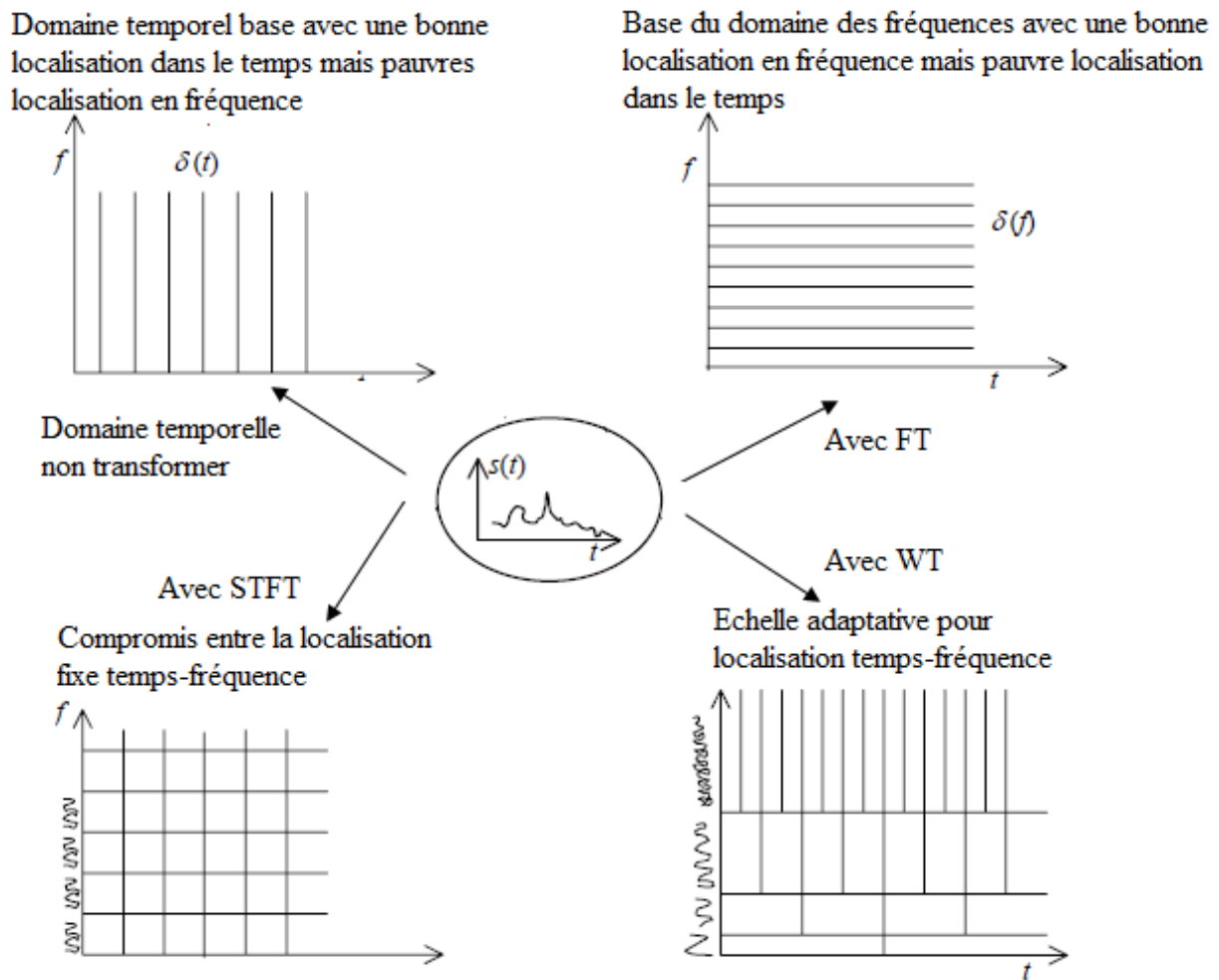


Figure III.24 Visualisation comparative.

III.9 Débruitage par seuillage des coefficients d'ondelettes

Dans le cadre de ce travail, tous les traitements sont effectués sur des signaux issus d'un Radar Météorologique Pulse Doppler. L'écho réfléchi est considéré comme étant une superposition d'un signal utile contenant l'ensemble d'informations essentielles, et d'un bruit provenant de différentes sources et principalement thermiques. En vertu du TCL, le signal utile et le bruit sont considérés comme étant de distribution Gaussienne.

Pour bien filtrer le signal pur des différents bruits, on a recours à la théorie des ondelettes. Cette dernière est basée principalement sur le mécanisme du seuillage de ses coefficients. Le seuillage des coefficients d'ondelettes est donc un bon moyen d'ignorer les détails les plus faibles que l'on peut assimiler à du bruit et ne conserver que les coefficients les plus importants. On reconstruit alors le signal à partir de ces seuls coefficients, les autres étant mis à zéro. L'opération du débruitage est donc accomplie comme le montre dans la figure (3.8).

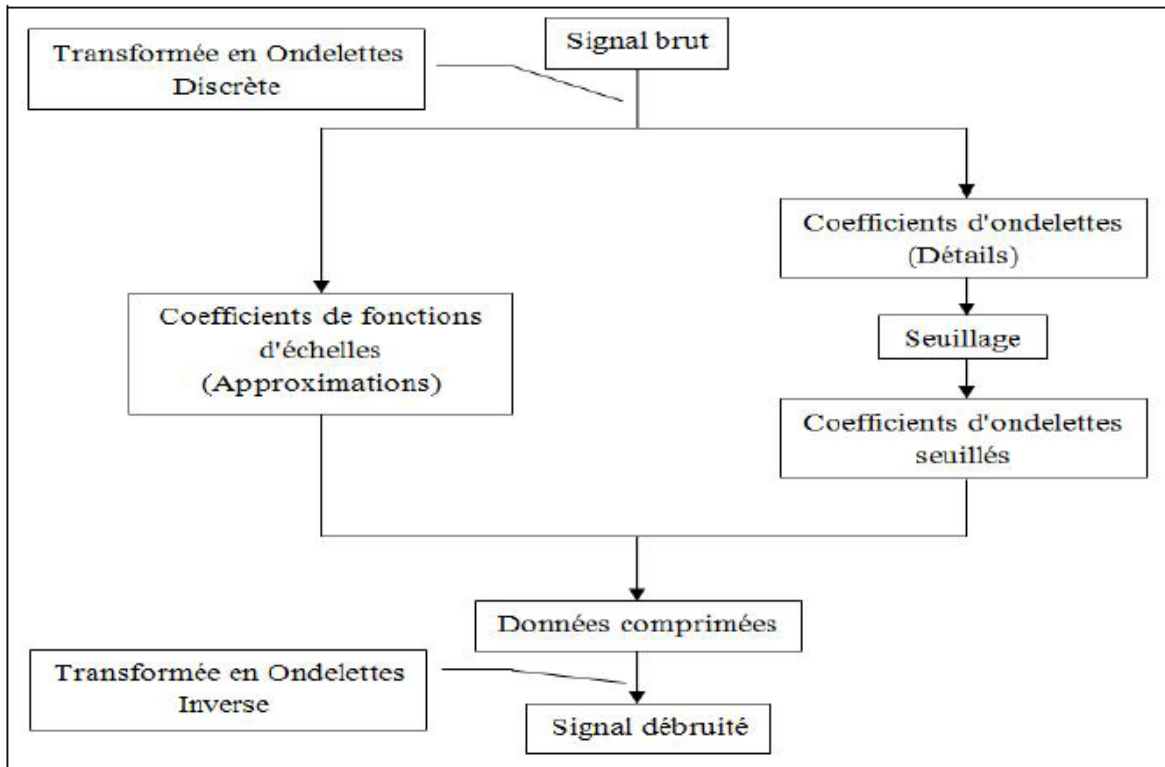


Figure 3.25: Schéma synoptique du débruitage par les ondelettes.

Le seuillage standard des coefficients d'ondelettes peut être *dur (hard)* ou *doux (soft)*. Dans le premier cas, on met toujours à zéro les coefficients inférieurs à un seuil T et on ne conserve que les coefficients d'ondelettes supérieurs à T . Par contre, le seuillage doux met toujours à zéro les coefficients inférieurs au seuil T , et atténue l'amplitude des coefficients supérieurs à T par la valeur de ceci afin de s'assurer d'avoir enlevé l'effet du bruit même pour les forts coefficients. Ils sont formulés par [13] [15]:

$$d_{hard} = \begin{cases} 0 & \text{si } |d| < \text{seuil} \\ d & \text{si } |d| \geq \text{seuil} \end{cases} \quad \text{et} \quad d_{soft} = \begin{cases} 0 & \text{si } |d| < \text{seuil} \\ d - [\text{sign}(d) \cdot \text{seuil}] & \text{si } |d| \geq \text{seuil} \end{cases} \quad \text{(III.23)}$$

III.10 Seuillage

La discrimination d'un signal Radar Météorologique noyé dans un fond de bruit considéré blanc en utilisant la méthode des ondelettes, est fondée principalement sur le seuillage des coefficients dans la DWT.

Dans cette technique, deux genres de seuils sont utilisés: fixes et adaptatifs. Le seuillage fixe consiste à seuiller tous les coefficients par la même valeur, tandis que l'adaptatif, permet d'adapter le seuil pour chaque niveau de résolution [12].

Tandis que l'idée du seuillage est simple et efficace, l'acte de trouver un bon seuillage est la tâche la plus difficile dans de tels processus. Tout seuil nécessite la connaissance du niveau(σ)du bruit. En effet, et en 1994, DONOHO et JOHNSTONE ont affirmé qu'il est plus important d'estimer le niveau(σ)du bruit à partir des données à analyser que de supposer ce

même niveau de bruit connu. Et comme on l'a signalé auparavant, le niveau de résolution le plus fin tend à ne consister que du bruit, ce qui a fait de DONOHO et JOHNSTONE à proposer une estimation ($\hat{\sigma}$) du niveau du bruit basée sur l'écart moyen absolu des coefficients d'ondelettes de ce niveau de résolution, qui est formulée par l'expression suivante [12][13]:

$$\hat{\sigma} = \frac{\text{median}(\{|\hat{d}_{l-1,k}|:k=0,2^{l-1}-1\})}{0.6745} \quad (\text{III.24})$$

Dans la pratique, grand nombre de recherches ont été entamées dans ce domaine, et plusieurs types de seuillage ont été proposés par les pôles de cette science; et notamment DONOHO et JOHNSTONE. Mais on se limite dans cette étude juste aux trois seuils les plus usagés minimax, universel et le seuil SURE.

III.10.1 Seuil minimax

Proposé par DONOHO et JOHNSTONE comme résultat de leurs travaux de recherches en 1994, le seuil minimax dépend principalement de la taille du signal N , et est défini par :

$$\lambda^M = \hat{\sigma} \cdot \lambda^*_N$$

Où λ^*_N définit la valeur maximale de λ , et est déterminée par l'expression suivante :

$$\Lambda^*_N = \inf_{\lambda} \sup_{d} \left\{ \frac{\rho(\lambda, d)}{N^{-1} + \min(d^2, 1)} \right\}$$

Où $\rho(\lambda, d) = E[(\hat{d}_\lambda - d)^2]$ désigne le risque sur l'estimation \hat{d} d'un coefficient d'ondelettes d . Et en 2000, S.Sardy a étendu l'usage de ce seuillage aux signaux complexes qui est le cas dans notre projet, tout en développant le seuillage minimax élaboré par DONOHO et JOHNSTONE. Il l'a formulé comme suit :

$$\Lambda^*_N = \inf_{\lambda} \sup_{d \geq 0} \left\{ \frac{\rho(\lambda, d)}{0.5 \cdot N^{-1} + \min(d^2, 1)} \right\} \quad (\text{III.25})$$

Où $\rho(\lambda, d) = E[(\hat{d}_{1\lambda} - d_1)^2 + (\hat{d}_{2\lambda} - d_2)^2]$, ainsi que d_1 et d_2 sont les composantes réelle et imaginaire du coefficient d'ondelettes complexed [13].

III.10.2 Seuil universel

Comme alternative à l'utilisation des seuils minimax, DONOHO et JOHNSTONE ont proposé en 1994, un seuillage des coefficients d'ondelettes par le seuil universel, défini par :

$$\lambda_{univ} = \hat{\sigma} \sqrt{2 \log N} \quad (\text{III.26})$$

Il est prouvé que le max des N valeurs Indépendantes et Identiquement distribuée (IID) de loi $N(0, \hat{\sigma})$ doit être au-dessous du seuil universel avec une probabilité s'approchant de un lors de la croissance de N . En comparant au seuil minimax, la valeur du seuil universel est tellement large, il atténue un grand nombre de coefficients du signal le long du bruit. Il est ainsi asymptotiquement optimal et simple à implémenter [17].

Par ailleurs, S. SARDY a montré que le seuil universel pour les signaux complexes est donné par :

$$\lambda_{univ} = \hat{\sigma} \sqrt{2 \ln(N \ln(N))} \quad (\text{III.27})$$

III.10.3 Seuil SURE

Comme les deux précédents, le seuil SURE (Stein's Unbiased Risk Estimate) a été proposé par le duo DONOHO et JOHNSTONE en 1995. Il est basé sur la minimisation du risque de l'estimation non biaisée de Stein lorsque le seuillage mou est opté.

Le niveau du seuil est choisi pour chaque niveau de résolution de la DWT. Pour les signaux réels, si $\hat{\mu} = \hat{\mu}(x)$ est un estimateur particulier de $\mu = \mu_i$ avec $(i = 1, \dots, n)$ et si $x_i \sim N(\mu_i, 1)$, alors d'après Stein (1981), on peut écrire $\hat{\mu} = x + g(x)$ ou $g(x)$ est une fonction de \mathcal{R}^n dans \mathcal{R}^n peu différenciable :

$$E_u \{ \|\hat{\mu}(x) - \mu\|^2 \} = n + E_u \left\{ \|g(x)\|^2 + 2 \sum_{i=1}^n \frac{\partial g(x_i)}{\partial x_i} \right\} \quad (\text{III.28})$$

Cette expression représente le risque sur l'estimation de $\mu(x)$ de manière non biaisée.

Pour un signal complexe $x = \alpha + j\beta$, $g(x)$ peut être exprimée par :

$g(x) = g_{réel}(\alpha, \beta) + j \cdot g_{imag}(\alpha, \beta)$ ou $g_{réel}$ et g_{imag} sont des fonctions réelles.

Si l'on applique le seuillage mou; $\hat{\mu}_i^\lambda = \eta_\lambda^{soft}(x_i)$ pour l'expression (3.28), on obtient:

$$sure(\lambda, x) = n - 2 \otimes \{i : |x_i| \leq \lambda\} + \sum_{i=1}^n \min(|x_i|, \lambda)^2 \quad (\text{III.29})$$

Où $\otimes \{\cdot\}$ désigne la cardinalité de l'ensemble $\{\cdot\}$. Alors le choix du seuil à partir de cet estimateur est donné par :

$$\lambda^{sure} = \arg \min_{\lambda \geq 0} (sure(\lambda, x)) \quad (\text{III.30})$$

Si le signal est assez long, le risque SURE sera plus proche du risque vrai et par conséquent λ^{sure} serait presque le seuil optimal dans un tel cas[12].

III.11 Catégories du seuillage

L'élimination ou la réduction du bruit additif peut s'effectuer de façon non linéaire en exploitant une analyse par seuillage adaptatif à base d'ondelettes sous le postulat qu'un choix approprié d'une base de décomposition peut faciliter la discrimination signal utile/bruit. L'idée sous-jacente est que le signal utile peut être décrit par un faible nombre de coefficients d'ondelettes d'amplitude élevée, alors que le bruit a tendance à se répartir sur tous les coefficients. Cette hypothèse justifie, en partie, l'utilisation traditionnelle des méthodes de débruitage par seuillage.

Si les $d_j^y(\mathbf{k})$ représentent les coefficients en ondelettes du signal mesuré, alors l'estimation des coefficients en ondelettes du signal utile, notée $d_j^x(\mathbf{k})$ est donnée par deux types de seuillage [12] [15].

III.11.1 Seuillage doux

Le seuillage doux consiste à éliminer tout coefficient au-dessous du seuil et à soustraire ce seuil des autres coefficients [12] [18].

$$d_j^x(k) = \begin{cases} d_j^y(k) - s & \text{si } d_j^y(k) > s \\ d_j^y(k) + s & \text{si } d_j^y(k) < -s \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

III.11.2 Seuillage dur

Le seuillage dur est plus catégorique que le seuillage doux du fait qu'on considère un coefficient donné soit comme représentant totalement un bruit pur donc à éliminer, ou comme un coefficient représentant une portion du signal donc à conserver. La fonction de seuillage dur est donnée par l'équation [12] [13] [18] :

$$d_j^x(k) = \begin{cases} d_j^y(k), & \text{si } |d_j^y(k)| > s \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Avec le seuil (parfois appelé universel) $s = \sigma\sqrt{2 \ln N}$ est la taille du signal mesuré, σ et représente l'écart-type du bruit. Un estimateur robuste de μ est donné par :

$$\hat{\sigma} = 1.4826 \times \text{Med}|d_1^y(k)|$$

Où $\text{Med}|d_1^y(k)|$ désigne la valeur médiane des coefficients d'ondelettes, pour $j=1$ rangés par ordre croissant $\{\text{Med}|d_1^y(k)|, 0 \leq k \leq N/2\}$.

Donoho et Johnstone ont montré que ce choix de B est proche de l'optimalité pour $N \geq 4$.

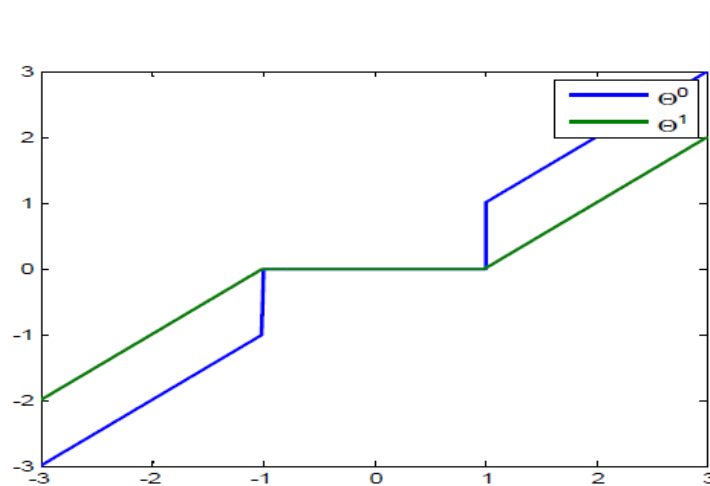


Figure 3.26: Représentation du seuillage.

III.14 Conclusion :

Dans le cadre de ce travail consistant sur le débruitage Radar Météorologique par la méthode de seuillage adaptatif, on s'est consacré dans cette partie à renforcer les méthodes classiques étudiées durant le chapitre précédent par une étude plus modérée, reposant sur l'annulation ou la minimisation de l'effet du bruit, tout en faisant appel à la théorie des ondelettes. Cette dernière a été bien traitée d'une manière simple et explicite, tout en récapitulant l'ensemble des procédés suivis le long des opérations du débruitage des échos rétrodiffusés.

Pour en garantir de meilleures prévisions météorologiques. L'importance et l'efficacité de cette méthode sera vérifiée dans le prochain et dernier chapitre par voie de comparaison de ses résultats de simulation par rapport à ceux obtenus par la méthode d'ondelette classiques.

IV.1 Introduction

Ce chapitre expose les résultats obtenus lors des simulations des algorithmes de débruitage des signaux radar météorologiques Doppler pulsé. On s'intéressera dans ce travail de mémoire de Master au débruitage par analyse à base d'ondelettes.

Dans ce travail, on a développé sous Matlab un programme simulant un signal bruité et filtré premièrement par la méthode des ondelettes classiques ensuite par la deuxième méthode qui consiste à utiliser les ondelettes avec un seuillage adaptatif.

Ces signaux reçus simulés sous Matlab, illustrent les échos des cibles et des Clutter avec la supposition d'une certaine distribution statistique gaussienne modélisant le spectre de puissance des échos météorologiques reçus.

Donc on a développé un programmes qui s'appliquent, d'une part, pour débruiter les signaux radar lorsqu'ils sont bruité par un bruit supposé blanc gaussien en utilisant deux méthodes, et d'autre part, pour filtrer le clutter contenu dans les échos météorologiques.

Une étude comparative sera faite en termes de rapport signal sur bruit entre les résultats obtenus par l'algorithme de débruitage à base d'ondelettes utilisant la méthode classique et la méthode à seuillage adaptatif.

IV.2 Génération d'un signal bruité

Dans ce point on commencé notre manipulation on générant un simple signal sinusoïdal avec un bruit blanc gaussien.

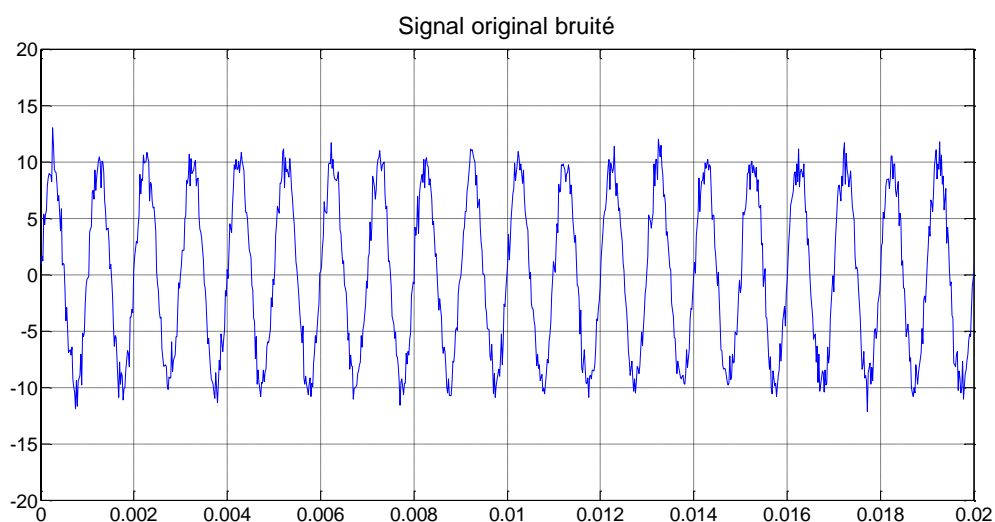


Figure IV.1 Génération d'un signal bruité.

IV. 3 Filtrage

Dans cette partie on présentera les méthodes de filtrage de bruit qu'on a utilisé dans le cadre de ce mémoire et déjà tracé dans le cahier de charge élaboré par notre promoteur. On s'est attelé particulièrement sur l'utilisation des méthodes dites de multi résolutions. Dans un premier on présentera la méthode de débruitage à base d'ondelette classique, puis par la suite on présentera la méthode d'ondelette à base d'un seuillage adaptatif.

IV. 3.1 Filtrages classique

IV. 3.1.1 Filtres FIR

Dans cette partie on appliqué un filtre FIR classique sur un signal sinusoïdal bruité avec un bruit blanc gaussien, le résultat obtenu est sur la figure suivante :

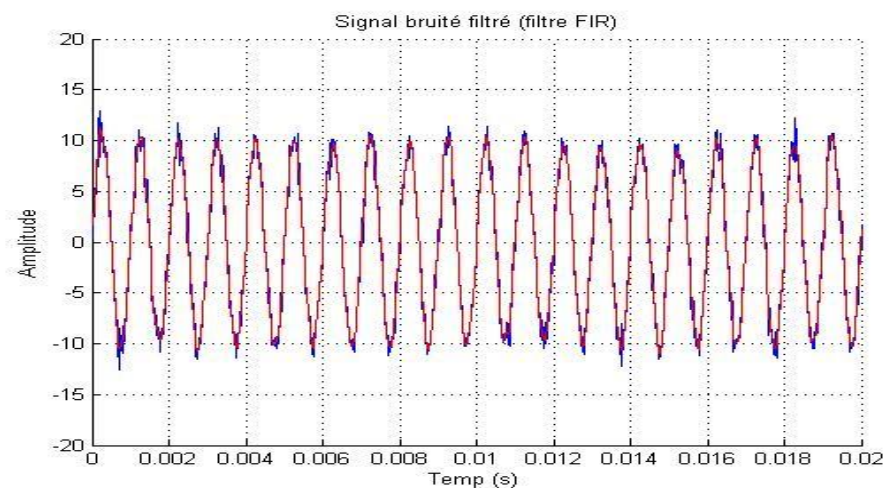


Figure IV.2 Exemple d'un signal sinusoïdal débruité avec filtre FIR

On peut remarquer sur le graphe de la (figure 4.2) que le filtrage a bien u lieu mais le signal d'origine reste toujours déformé

IV. 3.1.2 Filtres IIR

Dans cette partie on appliqué un filtre IIR classique sur un signal sinusoïdal bruité avec un bruit blanc gaussien, le résultat obtenu est sur la figure suivante :

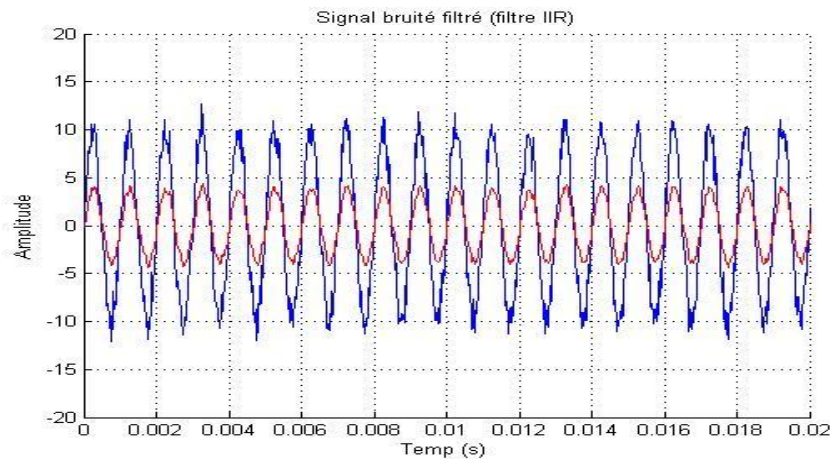


Figure IV.2 Exemple d'un signal sinusoïdal débruité avec filtre IIR

Sur le cas du filtre IIR on remarque que le signal est filtré mais il ya u une diminution dans son amplitude

IV.3.2 Filtrages moderne a base d'ondelettes

IV.3.2.1 Génération des données des simulations

Lors de leurs rétrodiffusions, les échos météorologiques captés au niveau du récepteur Radar seront accompagné d'un bruit qui perturbe le signal reçu. On a crée un programme qui génère un signal radar pulse Doppler et par la suite on lui a injecté un bruit blanc gaussien. L'ensemble des étapes sera présenté dans l'algorithme suivant présenté dans la Figure IV.3

Par ailleurs, en 1993 Banjanin, Zrnica et Cruz ont introduit des méthodes basées sur la prédiction linéaire pour désigner l'estimation de la fréquence Doppler des signaux radar météorologique en présence de fouillis de sol lorsque seulement un petit nombre d'échantillons est disponible pour le traitement de l'information.

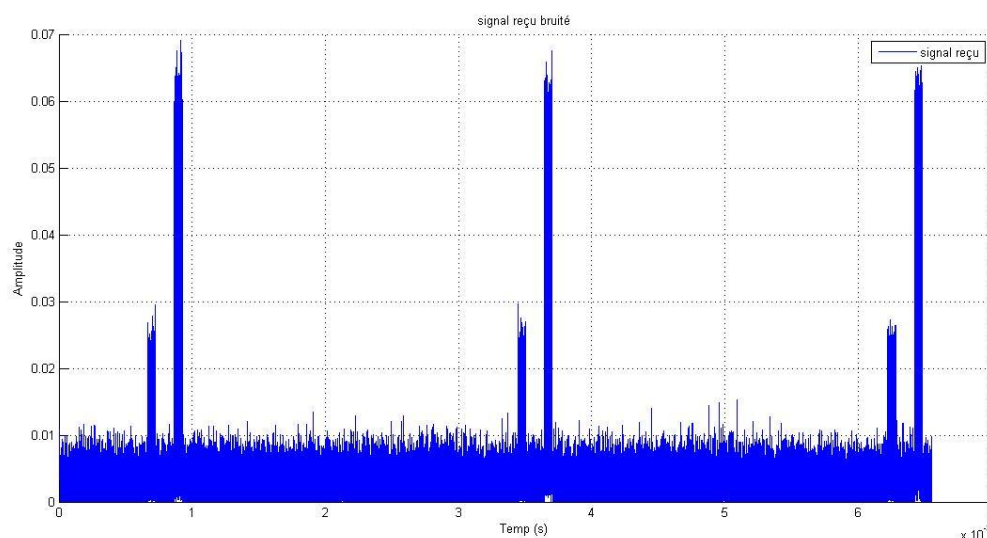


Figure IV.3 Signal reçu bruité

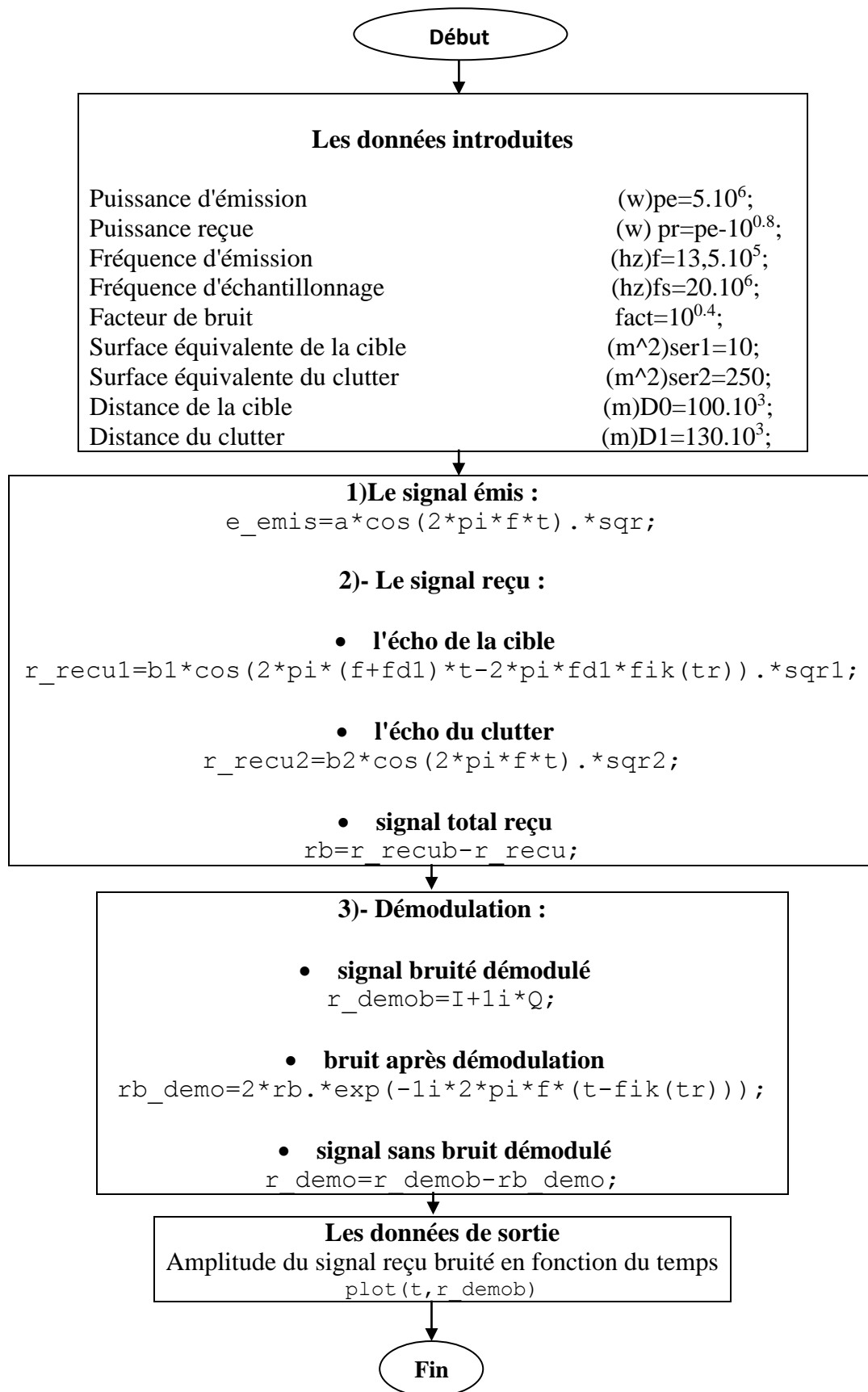


Figure IV.4 Organigramme de génération des données Radar

Notons que dans les signaux présentés dans la figure 1 sont des signaux représentés dans l'espace temps. Par ailleurs si on veut faire une représentation du contenu spectral il suffit de faire une transformation de Fourier des signaux composés dit aussi complexes.

Les modèles utilisés en météorologie sont en général des modèles Gaussien, néanmoins on peut parfois utilisés d'autres formes pour des signatures de bruits.

IV.3.2.2 Méthode de filtrage à base d'ondelettes classique

Dans le cadre de la réduction du bruit, plus communément connu sous le vocable de « débruitage », le succès de l'analyse à base d'ondelettes classique est précisément assuré par sa capacité de décorrélation qui signifie séparation du bruit du signal utile et par la notion de parcimonie de sa représentation. Son organigramme est donné par la figure 4.2 ci-dessous :

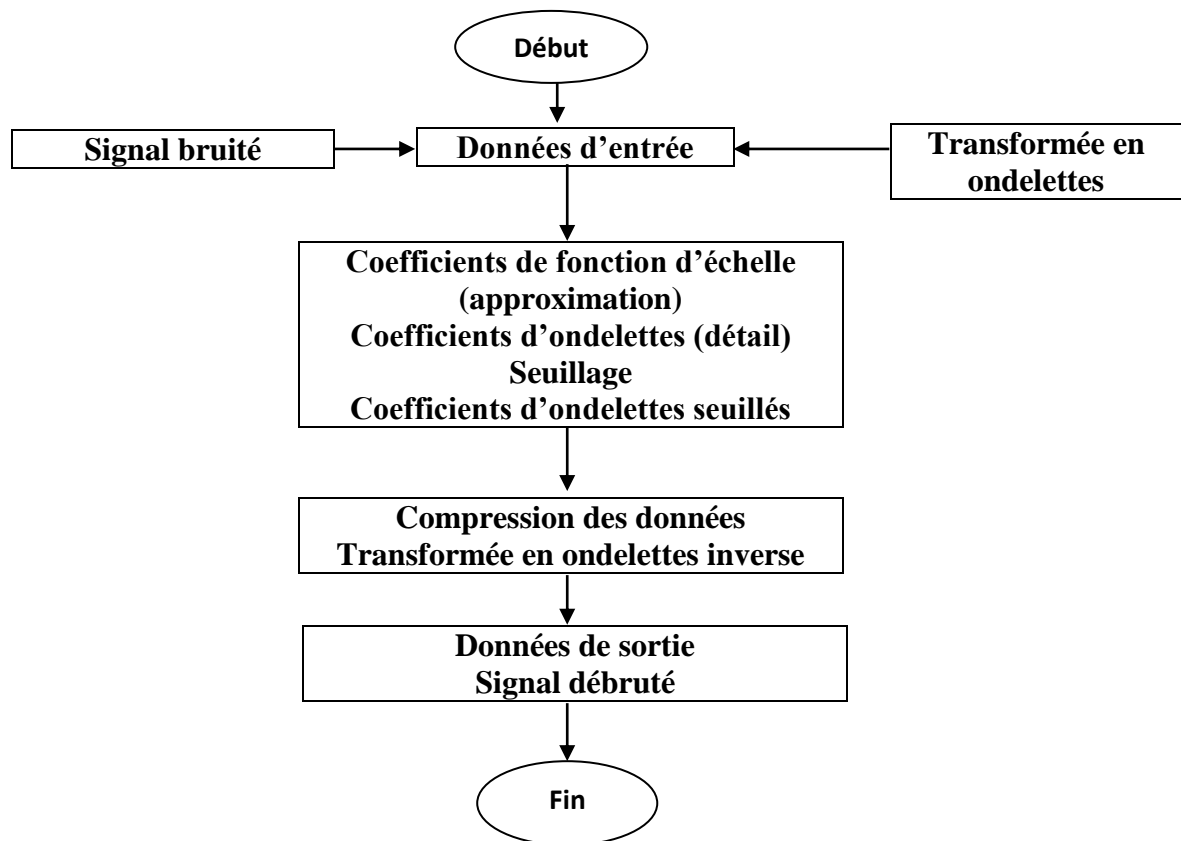


Figure IV.5 Organigramme de débruitage à base d'ondelettes classique

IV.3.2.3 Méthode de filtrage à base d'ondelette à seuillage adaptatif

La partie de ce chapitre propose un seuil adaptatif fondée sur la recherche d'un seuil optimal et actualisé. Le seuil proposé est simple et forme fermée, et il est adapté à chaque sous-bande, car il dépend des estimations basées sur les données des paramètres de simulation.

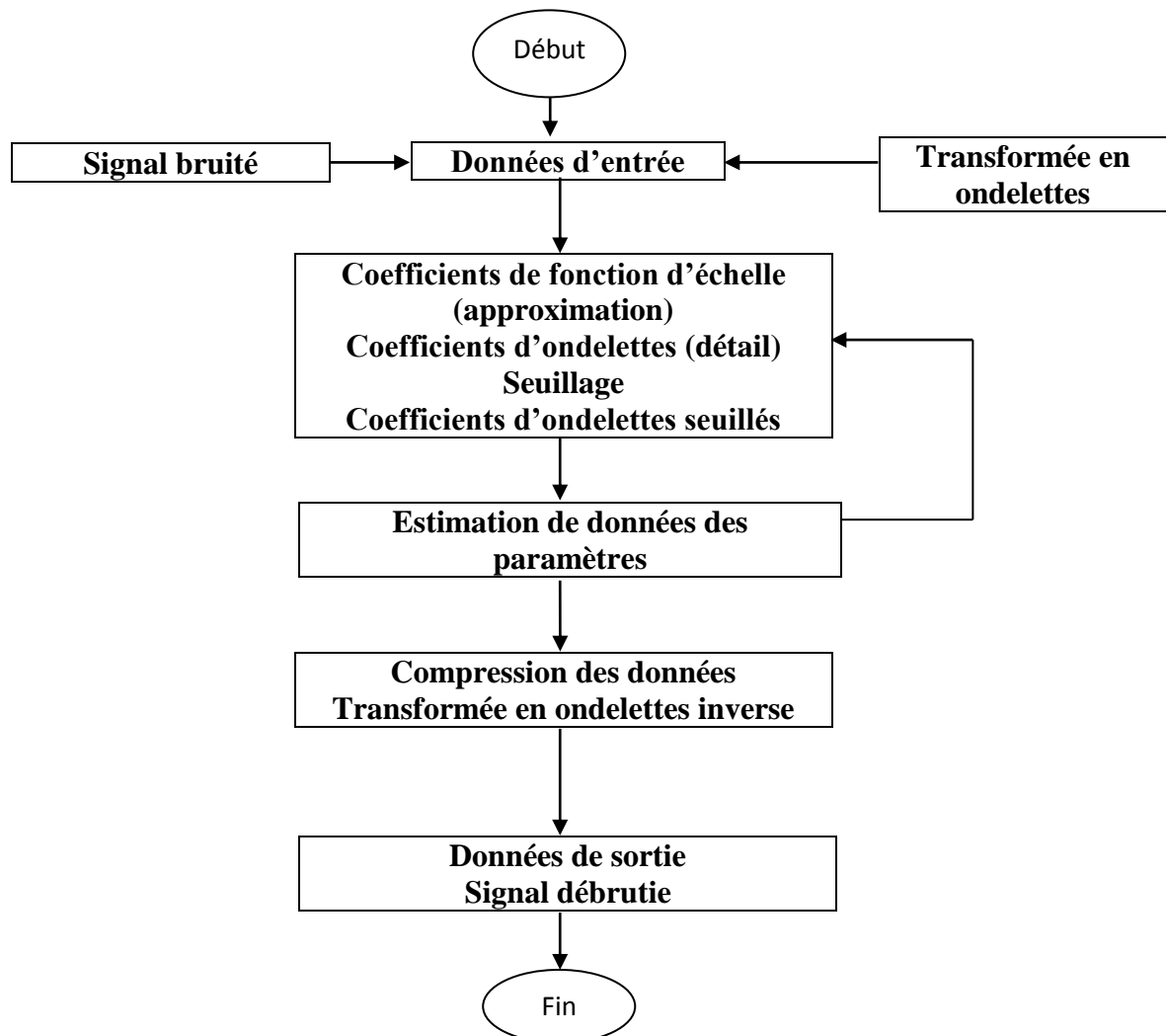


Figure IV.6 Organigramme de débruitage à base d'ondelettes à seuillage adaptatif

IV3.2.4 Comparaison

Dans cette partie, on se consacre principalement à la représentation des résultats des simulations obtenus pour les différentes méthodes discutées auparavant.

La stratégie suivie dans cette section est de présenter d'abord le graphe du signal débruité des deux méthodes suivi par des commentaires qui sont justifiés par un tableau d'erreur relative de cette estimation

- Le signal avant filtrage

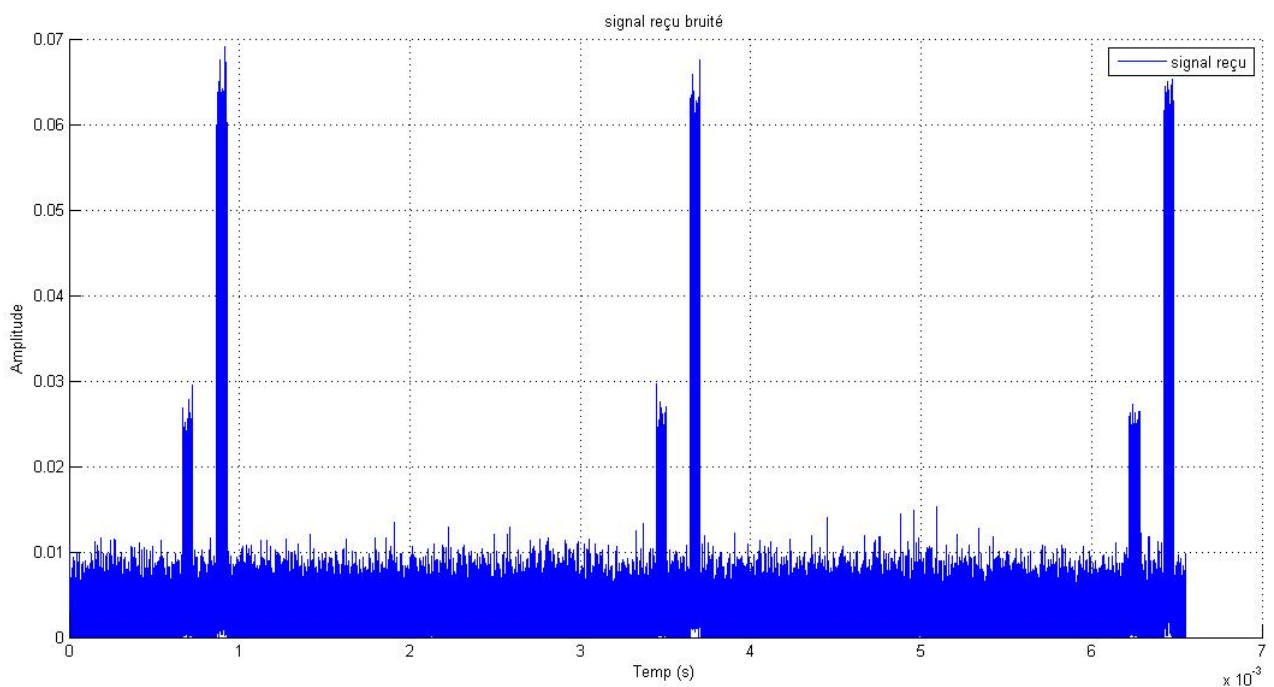


Figure IV.7 Signale reçu bruité

- Le signal obtenu après filtrage par la méthode des ondelettes classique

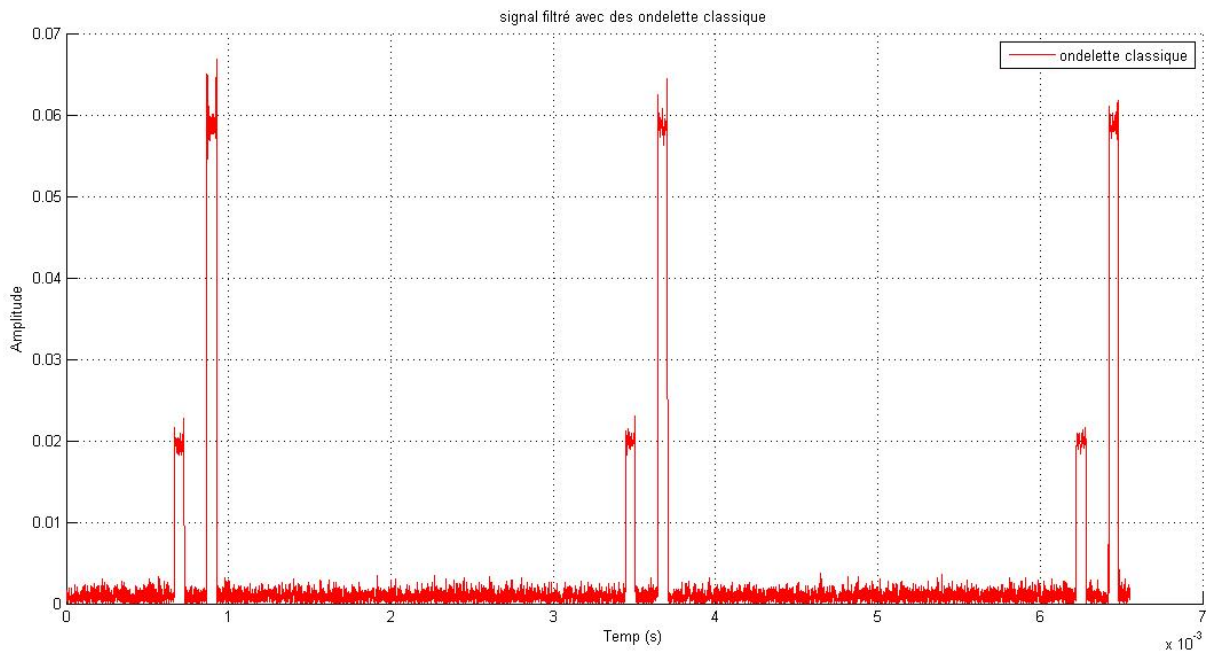


Figure IV.8 Signal filtré avec des ondelettes classique

La simulation de l'algorithme des ondelettes classique a montré que ce dernier est un bon filtre pour éliminer le bruit capté par le récepteur radar. C'est ce qui est montré par la figure ci-dessus illustrant bien sa capacité à séparer le bruit du signal, mais on remarque toujours la présence d'un bruit de fond avec une faible amplitude.

- Le signal obtenu après filtrage par la méthode des ondelettes à seuillage adaptatif

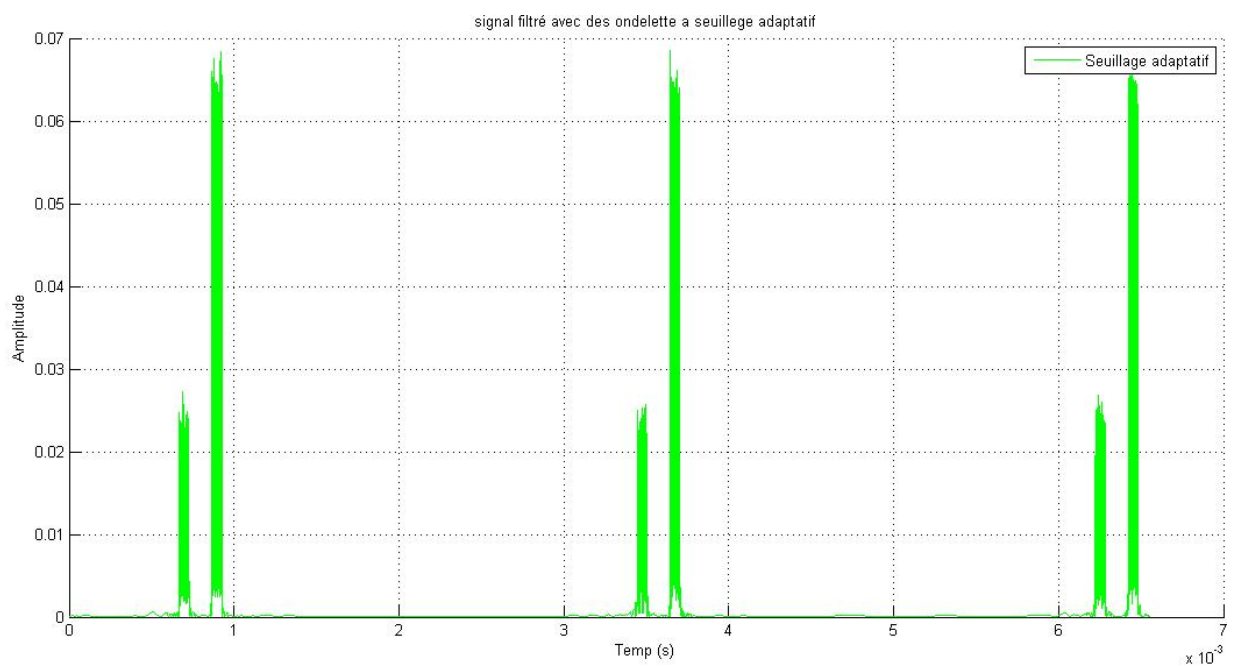


Figure IV.9 Signal filtré avec des ondelettes a seuillage adaptatif

La méthode des ondelettes a seuillage adaptatif joue les mêmes rôles que les classiques par contre on remarque bien l'élimination complète du bruit et cela est dû à la boucle de son algorithme.

Le tableau suivant nous expose les erreurs des deux méthodes pendant la simulation

| Intervalle de temps | 01 | 02 | 03 | 04 | 05 | 06 | 07 | 08 | 09 | 10 |
|---------------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Méthode1 | 0.0021 | 0.0025 | 0.0009 | 0.0035 | 0.0006 | 0.0035 | 0.0018 | 0.0024 | 0.0023 | 0.0013 |
| Méthode2 | 0.0012 | 0.0023 | 0.0003 | 0.0031 | 0.0002 | 0.0024 | 0.0016 | 0.0021 | 0.0019 | 0.0002 |

Le minimum de la méthode des ondelettes classique est 0.0006 et le maximum est 0.0035
Et pour la méthode à base d'ondelette à seuillage adaptatif le minimum est 0.0002 et le maximum 0.0024

IV.4 Conclusion

Dans le présent chapitre, on a pu développer sous Matlab un programme simulant un signal bruités avec un bruit blanc gaussien et puis on pu également le filtré par l'analyse à base d'ondelettes classique et des ondelettes a seuillage adaptatif.

D'après l'analyse des résultats obtenus par simulation après le débruitage, Le rapport SNR a été bien amélioré dans le cas de seuillage adaptatif par rapport aux ondelettes classiques et cela a bien été démontré dans le tableau de comparaison des erreurs relatives comises lors des simulations par les deux méthodes.

Il est à noter aussi, que ces méthodes de débruitage des signaux radar par analyse à base d'ondelettes sont très rapides.

On peut donc affirmer de façon certaine que la méthode des ondelettes est très efficace pour le débruitage des signaux radar Doppler pulsé.

[1] Doppler Weather Radar .RICHARD J. DOVIAK, SENIOR MEMBER, IEEE, DUSAN S. ZRNIC, SENIOR MEMBER, IEEE, AND DALE S. SIRMANS

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

[6] Airborne Pulse Doppler Radar Dr. Robert M. O'Donnell
IEEE New Hampshire Section Guest Lecturer 1/1/2010.

[7]. Doviak,R.J., and Zrnic, D.s., " Doppler Radar and Weather Observation", Dover, 562, (1993).

[8]. ESTIMATION DU SPECTRE METEOROLOGIQUE RADAR
DOPPLER PAR LA METHODE DES SOUS ESPACES
Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de magister Aéronautique. Option Installation, Université Saad Dahlab Blida 2012/2013.

[9]. Skolnik, M .I., " Radar Handbook" , McGraw-Hill Book Company, 3rd édition. (2008)..

[10]. Étude et simulation d'un système de détection combiné de cibles Radar
Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de master Aéronautique. Option cns/atm, Université Saad Dahlab Blida 2012/2013.

[11]. Terminal Doppler Weather Radar (TDWR) Observation of Atmospheric Flow over Complex Terrain during Tropical Cyclone Passages
C.M. Shun* and S.Y. Lau.

[12]. DÉBRUITAGE DES SIGNAUX RADAR MÉTÉOROLOGIQUE
DOPPLER PULSÉ PAR ANALYSE MULTIRÉSOLUTION Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de magister Aéronautique. Option Installation, Université Saad Dahlab Blida 2013/2014

[13]. Estimation du spectre doppler météorologique par des méthodes du multi-résolution adaptatives. Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de master Aéronautique. Option cns/atm, Université Saad Dahlab Blida 2011/2012.

[14]. Denoising of Radar Signals By Using Wavelets And Doppler Estimation
By V. Siva Sankara Reddy, Gnaneswar Satapathi, P. Srihari, D. Thirumala Rao

[15]. COMPLEX WAVELET TRANSFORMS AND THEIR APPLICATIONS
By Panchamkumar D SHUKLA For Master of Philosophy (M.Phil.) 2003

[16]. Polarimetric Doppler Weather Radar .

[17]. Tarik ALANI (Département Informatique, ESIEE-Paris); Introduction
aux ondelettes (Support de cours_2011).

[18]. Méthodes ondelettes et Bayésiennes pour le diagnostic : Application aux
machines asynchrones Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du
diplôme de magister en électronique, UNIVERSITE FERHAT ABBAS-SETIF
2011.

Conclusion générale

En vue d'améliorer la sécurité aérienne par des prévisions météorologiques fiables, nous proposons dans ce modeste travail deux méthodes de débruitage à base d'ondelettes, qui s'appliquent, en présence de bruit, et de clutter sur des signaux radar météorologique Doppler pulsé.

On a établie une étudié globale sur le système Radar Météorologiques, ainsi que leurs types, applications et traitement des données; allant du Radar classique à impulsions jusqu'à ceux fondés sur de nouvelles technologies.

Une étude comparative des performances de l'algorithme de débruitage par seuillage a été réalisée. Celle-ci est fondée sur un critère du rapport signal à bruit (SNR), et s'appuie sur deux méthodes le premier qui consiste a utilisé les ondelettes classiques et la deuxième qui est la méthode des ondelettes a seuillage adaptatif. Suivies par une technique d'estimation des erreurs du pendant la simulation ce qui nous a permis de confirmer l'élimination de bruit et clutter par récupération des données masquées par ces derniers.

D'après l'analyse des résultats obtenus par simulation, nous avons pu constater que l'algorithme de débruitage par seuillage adaptatif est plus performant que le débruitage par ondelettes classiques d'un signal radar météorologique entaché d'un bruit supposé blanc gaussien.

Etant donné aussi, que ces méthodes de débruitage des signaux radar par analyse multirésolution sont très rapide, donc ces signaux reçus peuvent être traités en temps réel.