

UNIVERSITE DE SAAD DAHLEB DE BLIDA

Faculté des sciences de l'ingénieur
Département d'électronique

MEMOIRE DE MAGISTER

Spécialité : Signaux & systèmes

Etude et implémentation de la Transformée en Ondelettes
Discrète dans la détection des échos de défauts noyés dans le
bruit de structure des matériaux.

Par

Mahieddine Yacine

Devant le jury composé de

K.Kara	Maître de Conférences, U. de Blida	Président
N.Benblidia	Chargé de cours, U. de Blida	Examineur
F.Ykhlef	Chargé de cours, U. de Blida	Examineur
R.Drai	Maître de recherche, Centre de Soudage et de Contrôle	Rapporteur
A.Guessoum	Professeur, U. de Blida	Co-Rapporteur

Blida, Septembre 2007

ملخص

في بعض المعادن ذات تركيبة حبيبات كبيرة وفي بعض المواد المركبة يكون تحديد العيوب صعبا بسبب انه لا نستطيع التفريق بين اشارة العيب و اشارة الضوضاء التي تعطيها حبيبات تركيبة المعادن، هذه الضوضاء تخفي عادة اشارة العيب وتمنع تحديده. لهذا السبب نقوم بتطبيق وسائل تحليل الاشارة القائمة على محولة المويجات و خوارزميات العتبات التي تسمح بتحديد العيوب الموجودة في المعادن والمواد المركبة. هذا العمل يجيب على مشاكل طريقة المراقبة غير المدمرة بواسطة الفوق صوتي في تحديد العيوب الموجودة في المعادن والمواد المركبة.

مفاتيح: المراقبة غير المدمرة بواسطة الفوق صوتي، محولة المويجات، خوارزميات العتبات.

RESUME

Dans certains matériaux métallique à gros grains et les matériaux composites, la détection d'imperfections par ultrasons est souvent difficile car on ne peut pas distinguer entre le signal des imperfections et le bruit provenant des grains de ces matériaux. Ce bruit masque souvent le signal du défaut et crée une gêne dans la détection. Il faut donc rehausser la visibilité du défaut par des techniques de traitement du signal ultrasonore évoluées.

Dans ce contexte, nous avons implémenté des outils de traitement du signal basés sur la transformée en ondelettes associées aux algorithmes de seuillages permettant de détecter et localiser les imperfections présentes dans ces matériaux. Ce travail répond aux problèmes essentiels du Contrôle Non Destructif par ultrasons des matériaux à savoir, la sensibilité de détection des défauts.

Mots clés : Contrôle Non Destructif par ultrasons, Transformée en ondelettes, algorithmes de seuillages.

ABSTRACT

In certain metallic materials with coarse grains and the composite materials, the detection of imperfections by ultrasounds is often difficult because one cannot distinguish between the signal from the imperfections and the noise coming from the grains from these materials.

This noise often masks the signal of the defect and creates an embarrassment in detection.

It is thus necessary to raise the visibility of the defect by techniques of treatment of the ultrasonic signal advanced.

In this context, we implemented tools for signal processing based on the transform in wavelets associated with the thresholdings algorithms allowing to detect and locate the imperfections present in these materials. This work answers the essential problems of the non-Destructive testing by ultrasounds of materials with knowing, the sensitivity of detection of the defects.

Key words: Non destructive testing by ultrasounds, Wavelets Transform, thresholdings algorithms.

REMERCIEMENTS

Je tiens, en premier lieu, à remercier Dieu pour sa miséricorde, sa bonté, son obligeance et la ferveur qu'il m'a donné afin de m'engager dans la voie de la recherche.

Je remercie tous les membres de ma famille qui ont toujours soutenu et cru en moi.

Je remercie mon Directeur de thèse R. Draï, mon Codirecteur A. Guessoum pour tous leurs conseils et directives tout au long de mon parcours de Magister.

Je remercie k. Kara ; N. Benblidia ; F. Ykhlef pour avoir accepté d'examiner ce travail.

LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAFIQUES ET TABLEAUX

Figure 1.1	: Réflexion d'impulsions ultrasonores	7
Figure 1.2	: La chaîne d'acquisition ultrasonore	8
Figure 1.3	: Diffusion des ultrasons en fonction de la taille des grains	10
Figure 1.4	: Spectre du signal à différentes profondeurs	15
Figure 1.5	: (a) La géométrie des grains, (b) signal des grains rétrodiffusé	16
Figure 1.6	: Le signal du défaut modélisé	18
Figure 1.7	: Le bruit modélisé	18
Figure 1.8	: Le spectre du défaut modélisé	19
Figure 1.9	: Le spectre du bruit modélisé	19
Figure 2.1	: Pavage temps - fréquence pour la transformée à fenêtre glissante	22
Figure 2.2	: Pavage temps - fréquence pour la transformée on ondelettes discrète	23
Figure 2.3	: Schéma de l'analyse multirésolution	28
Figure 2.4	: Algorithme d'analyse de Mallat	31
Figure 2.5	: Algorithme de reconstruction de Mallat	32
Figure 2.6	: Fonction d'échelle de l'analyse de Haar	34
Figure 2.7	: Ondelette mère de l'analyse de Haar	35
Figure 2.8	: Ondelette de Morlet	35
Figure 2.9	: Ondelette chapeau mexicain	36
Figure 2.10	: Ondelette de Meyer	37
Figure 2.11	: Ondelette de Daubechies d'ordre 4	38
Figure 2.12	: Ondelette de Daubechies d'ordre 6	38
Figure 2.13	: Ondelette de Symlet d'ordre 4	39
Figure 2.14	: Ondelette de Symlet d'ordre 6	39
Figure 2.15	: Ondelette de Coiflet d'ordre 3	40
Figure 2.16	: Ondelette de Coiflet d'ordre 5	40
Figure 2.17	: Le seuillage soft	41
Figure 2.18	: Le seuillage hard	42
Figure 3.1	: Signal du défaut simulé	45

Figure 3.2 : Bruit modélisé	45
Figure 3.3 : Le signal du défaut modélisé+le bruit modélisé	45
Figure 3.4 : Débruitage d'un signal écho bruité à 100 % en utilisant l'ondelette Daubechies d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel	47
Figure 3.5 : Débruitage d'un signal écho bruité à 100 % en utilisant l'ondelette Daubechies d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant le seuil universel	48
Figure 3.6 : Débruitage d'un signal écho bruité à 100 % en utilisant l'ondelette Coiflet d'ordre 2 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel	49
Figure 3.7 : Débruitage d'un signal écho bruité à 100 % en utilisant l'ondelette Coiflet d'ordre 2 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant le seuil universel	50
Figure 3.8 : Débruitage d'un signal écho bruité à 100 % en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel	51
Figure 3.9 : Débruitage d'un signal écho bruité à 100 % en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type	52
Figure3.10 : Le signal écho de défaut (fréquence=3.5Mhz)	54
Figure3.11 : Bruit1	54
Figure3.12 : Bruit2	54
Figure3.13 : Bruit3	54
Figure3.14 : Bruit4	54
Figure3.15 : Bruit5	55
Figure3.16 : Bruit6	55
Figure3.17 : Bruit7	55
Figure3.18 : Débruitage du signal écho+bruit1 en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel	56
Figure3.19 : Débruitage du signal écho+bruit1 en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type	56
Figure3.20 : Débruitage du signal cible1+bruit4 en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type	58
Figure3.21 : Débruitage du signal cible5+bruit4 en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel	58
Figure 3.22 : Cible 1de fréquence 3.5Mhz	59
Figure 3.23 : Cible 4de fréquence 5Mhz	59
Figure 3.24 : Cible 8de fréquence 7Mhz	60

Figure 3.25 : Cible 11 de fréquence 8.5Mhz	60
Figure 3.26 : Débruitage du signal cible1+bruit2 en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel	61
Figure 3.27 : Débruitage du signal cible1 + bruit2 en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type	61
Figure 3.28 : Débruitage du signal cible5+bruit2 en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel	62
Figure 3.29 : Débruitage du signal cible5 + bruit2 en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type	62
Figure 3.30 : Débruitage du signal cible11+bruit2 en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel	63
Figure 3.31 : Débruitage du signal cible11 + bruit2 en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type	63
Figure 3.32 : Signal utile modélisé composé de 2 échos distants de 4 microsecondes	65
Figure 3.33 : Débruitage de deux échos distants de 4 microsecondes bruité de 100% en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel	65
Figure 3.34 : Débruitage de deux échos distants de 4 microsecondes bruité de 100% en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type	66
Figure 3.35 : Signal utile modélisé composé de 2 échos distants de 1 microsecondes	66
Figure 3.36 : Débruitage de deux échos distants de 1 microsecondes bruité de 100% en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel	67
Figure 3.37 : Débruitage de deux échos distants de 1 microsecondes bruité de 100% en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type	67
Figure 3.38 : Signal utile modélisé composé de 2 échos distants de 0.25 microsecondes	68
Figure 3.39 : Débruitage de deux échos distants de 0.25 microsecondes bruité de 100% en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel	68

Figure 3.40 : Débruitage de deux échos distants de 0.25 microsecondes bruité de 100% en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type	69
Figure 3.41 : Le gain en dB en fonction du taux de bruit en appliquant le seuillage hard en utilisant Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant la moyenne et l'écart type pour $k = 3.4$	70
Figure 3.42 : Le gain en dB en fonction du taux de bruit en appliquant le seuillage soft. en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuil universel	71
Figure 3.43 : Echo de Fonte contenant un défaut	72
Figure 3.44 : Débruitage de l'écho de fonte contenant un défaut en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel	72
Figure 3.45 : Débruitage de l'écho de fonte contenant un défaut en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type	73
Tableau 1.1 : Les vitesses de propagation des ondes ultrasonores	5
Tableau 1.2 : Influence des paramètres structuraux sur les paramètres ultrasonores	9
Tableau 1.3 : Fréquence centrale et largeur de bande du spectre du signal à différentes profondeurs	14
Tableau 3.1 : Le rapport signal sur bruit (SNR_{in}) du signal bruité en dB en fonction du taux du bruit injecté	46
Tableau 3.2 : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction du taux du bruit injecté en utilisant l'ondelette Daubechies d'ordre 1 au niveau 6	48
Tableau 3.3 : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction du taux du bruit injecté en utilisant l'ondelette Daubechies d'ordre 6 au niveau 6	49
Tableau 3.4 : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction du taux du bruit injecté en utilisant l'ondelette Coiflet d'ordre 2 au niveau 6	50
Tableau 3.5 : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction du taux du bruit injecté en utilisant l'ondelette Coiflet d'ordre 5 au niveau 6	51
Tableau 3.6 : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction du taux du bruit injecté en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 2 au niveau 6	52
Tableau 3.7 : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction du taux du bruit injecté en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6	53

Tableau 3.8 : Le rapport signal sur bruit (SNR_{in}) du signal bruité en dB en fonction des bruits injecté	55
Tableau 3.9 : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction des bruits injecté en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6	57
Tableau 3.10 : Le rapport signal sur bruit (SNR_{in}) du signal bruité en dB en fonction des différentes cibles	57
Tableau 3.11 : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction des différentes cibles à différentes position temporelles en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6	59
Tableau 3.12 : Le rapport signal sur bruit (SNR_{in}) du signal bruité en dB en fonction des différentes cibles	60
Tableau 3.13 : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction des différentes cibles à différents fréquences en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6	64
Tableau 3.14 : Le gain en dB en fonction du taux du bruit injecté en utilisant l'algorithme de filtrage	70

LISTE DES ABREVIATIONS

CND : Le contrôle non destructif

SNR : Rapport signal sur bruit

TOC : La transformée en ondelettes continues

TOD : La transformée en ondelettes discrète

TABLE DES MATIERES

RESUME.....	01
REMERCIEMENTS.....	01
TABLE DES MATIERES.....	01
LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAFIQUES ET TABLEAUX.....	01
LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS.....	01
INTRODUCTION.....	01
1. Description d'un modèle du signal ultrasonore en présence du bruit de structure des matériaux.	
1.1 Introduction.....	03
1.2 Contrôle par ultrasons.....	03
1.2.1 Définition de l'onde ultrasonore.....	03
1.2.2 Production et détection des ultrasons.....	04
1.2.3 Propagation des ondes ultrasonores.....	04
1.3 Méthodes de contrôle par ultrasons.....	05
1.3.1 Méthode par transmission.....	05
1.3.2 Méthode par écho.....	05
1.4 Techniques de mise en œuvre.....	05
1.4.1 Contrôle par contact.....	06
1.4.2 Contrôle en immersion.....	06
1.5 Réflexion d'impulsions ultrasonores.....	06
1.6 La chaîne d'acquisition.....	07
1.7 Signal ultrasonore en présence du bruit de structure des matériaux.....	08
1.7.1 Atténuation des ondes ultrasonores.....	09
1.7.1.1 L'absorption.....	09
1.7.1.2 La diffusion.....	10
1.7.1.2.1 Diffusion par les grains.....	10
1.7.1.2.1.1 Domaine haute fréquence $\lambda \ll D$	10
1.7.1.2.1.2 Domaine intermédiaire ou stochastique $\lambda \approx 2\pi D$	11

1.7.1.2.1.3	Domaine de Rayleigh $\lambda \gg 2\pi D$	11
1.7.1.2.2	Diffusion par les fissures.....	11
1.7.2	Influence de l'atténuation sur le spectre du signal.....	11
1.7.2.1	Modélisation.....	12
1.7.2.2	Résultat de la Simulation.....	13
1.7.3	Bruit.....	15
1.7.3.1	Modélisation du bruit de structure.....	15
1.7.3.2	Réponse fréquentielle des points diffuseurs.....	15
1.7.4	Génération du bruit de structure.....	16
1.7.5	Résumé de l'algorithme.....	17
1.7.6	Résultat de la simulation.....	18
1.8	Conclusion.....	19
2.	Filtrage des signaux ultrasonores par la transformée en ondelettes discrète en présence du bruit de structure.	
2.1	Introduction.....	20
2.1.1	Historique.....	20
2.1.2	La Transformation de Fourier.....	21
2.2	Transformée en ondelettes.....	22
2.2.1	Transformée en ondelettes continue (TOC).....	22
2.2.2	Transformée en ondelettes discrète (TOD).....	24
2.3	Inversion.....	24
2.4	Analyse multirésolution et bases orthonormée.....	25
2.4.1	Espaces d'approximation.....	25
2.4.2	Espaces des détails.....	26
2.5	Algorithme récursif.....	28
2.5.1	Algorithme d'analyse.....	28
1.5.1.1	Projection sur les fonctions d'échelle.....	28
2.5.1.2	Projection sur les fonctions ondelettes.....	30
2.5.2	Algorithme de reconstruction.....	31
2.6	Les principales propriétés des fonctions et des filtres à une analyse multirésolution orthogonale.....	33
2.7	Types d'ondelettes.....	34
2.7.1	Ondelette de Haar.....	34

2.7.2	Ondelette de Morlet.....	35
2.7.3	Le chapeau mexicain.....	35
2.7.4	L'ondelette de Meyer.....	36
2.7.5	Ondelette à support compact(Daubechies).....	37
2.7.6	Ondelettes de Symlets.....	38
2.7.7	Ondelettes de Coiflets.....	39
2.8	Le filtrage dans le domaine temps –échelle.....	40
2.8.1	Seuillage soft.....	41
2.8.2	Seuillage hard.....	41
2.8.3	Débruitage en utilisant la transformée en ondelettes discrète.....	42
2.8.4	Choix du seuil.....	42
2.8.4.1	Seuil fixe ou universel.....	42
2.8.4.2	Seuil Sure.....	42
2.8.4.3	Seuil Minimax	43
2.8.4.4	Seuil à partir de la moyenne et l'écart type.....	43
2.8.5	Récapitulatif de l'algorithme de débruitage.....	44
2.9	Le rapport signal sur bruit (SNR).....	44
2.10	Conclusion.....	44
3. Applications aux signaux ultrasonores.		
3.1	Introduction.....	45
3.2	Simulation du bruit et du signal écho de défaut.....	45
3.3	Débruitage du signal par l'ondelette de Daubechies.....	47
3.4	Débruitage du signal par l'ondelette de Coiflets.....	49
3.5	Débruitage du signal par l'ondelette de Symlets.....	51
3.6	Débruitage d'un écho avec plusieurs formes de bruit.....	53
3.7	Débruitage des signaux cibles à différentes positions temporelles.....	57
3.8	Débruitage des signaux cibles à différentes fréquences.....	59
3.9	Détection de deux échos.....	64
3.10	Algorithme de filtrage.....	69
3.11	Données expérimentales.....	71
3.11.1	Echos enregistrés.....	72
3.11.2	Interprétation des résultats.....	73
3.12	Conclusion.....	73

CONCLUSION.....74

REFERENCES.....

Introduction générale

Le souci de tout chef d'entreprise est de pouvoir contrôler périodiquement son installation industrielle en service et d'éviter tout risque d'accident économiquement ruinant.

L'un des moyens les plus utilisés est le contrôle Non Destructif, qui permet le contrôle des matériaux ou des structures afin d'en vérifier l'état et détecter les défauts sans les endommager. Après détection, on peut être amené à les identifier pour en déduire le degré de nocivité. De nombreux domaines ont recours à ce type de contrôle, parmi lesquels on peut citer : L'industrie des canalisations et du stockage dans les secteurs du pétrole et du gaz, le nucléaire, l'automobile, l'aéronautique, etc. Une méthode de contrôle non destructif (CND) a pour but de détecter le ou les défauts présents dans une pièce. Il est très important ensuite de les dimensionner et de les identifier. Par exemple, la taille d'une fissure détectée dans un matériau peut être incluse dans le calcul de la mécanique de la rupture pour estimer la durée de vie de ce matériau fissuré et par conséquent, la durée de vie de l'installation industrielle.

La méthode ultrasonore s'intéresse aux ondes réfléchies et transmises par le matériau. Actuellement, les acquisitions des signaux ultrasonores sont réalisées de manière automatique. L'analyse de ces signaux est effectuée manuellement par un opérateur. Celui-ci sélectionne les signaux à analyser et recherche visuellement la présence des défauts. Il détermine ensuite précisément la position et les dimensions des défauts. Les techniques ultrasonores alliées aux méthodes de traitement du signal permettant la détection et la localisation des défauts et connaissent de ce fait, un essor rapide ces dernières années.

Dans ce contexte, le laboratoire de traitement du signal et d'imagerie du Centre de Soudage et Contrôle (CSC) de Chéraga, développe et applique des outils de traitement des signaux ultrasonores dans le domaine du CND.

Objectif

L'objectif de ce travail, est la détection par ultrasons des défauts dans des matériaux présentant une très forte atténuation des ondes ultrasonores, et par conséquent un très haut niveau de bruit de structure. En effet, il est souvent difficile de distinguer entre le signal du défaut et le bruit provenant des grains du matériau à contrôler. Ce bruit masque souvent le signal du défaut et crée une gêne dans sa détection.

Il faut donc rehausser la visibilité du défaut par des techniques basées sur l'analyse du spectre de l'écho du défaut.

Dans ce but, nous utilisons des méthodes de traitement du signal basées sur la transformée en ondelettes afin de les appliquer dans l'extraction d'échos de défauts noyés dans le bruit de structure.

Plusieurs travaux élaborés dans ce laboratoire ont été communiqués et publiés [3], [4], [5] et [6]. Certains algorithmes ont donné des résultats satisfaisants, ce travail permet de mener une étude comparative des algorithmes implémentés et appliqués.

Organisation du travail

Le premier chapitre constitue une introduction au Contrôle Non Destructif (CND) par ultrasons avec une présentation de ses différentes techniques de mis en œuvre.

Ensuite, nous réalisons la simulation du signal écho de défaut noyé dans le bruit de structure.

Dans le chapitre 2, nous définissons la transformée en ondelettes continue et discrète et l'analyse multirésolution (algorithme de Mallat) afin de décomposer et reconstituer le signal.

Ensuite, nous présentons des algorithmes basés sur la transformée en ondelettes discrète (TOD) et le seuillage, permettant la détection des défauts noyés dans le bruit de structure.

Le chapitre 3 est consacré à la simulation et à l'application des différents algorithmes dans la détection des défauts noyés dans le bruit. Cette partie concerne l'étude et l'implémentation des méthodes de la TOD associées aux algorithmes de seuillage.

Ensuite, nous montrons l'influence des différents paramètres tels que l'amplitude du bruit aléatoire, la position temporelle des échos de défauts et la fréquence centrale de ces derniers.

Enfin, nous simulons des essais avec deux échos séparés d'une distance variable.

Finalement, afin de pouvoir valider les algorithmes implémentés, nous les testons sur des échos provenant des pièces présentant des défauts réels noyés dans du bruit de structure.

Chapitre 1

Description d'un modèle du signal ultrasonore en présence du bruit de structure des matériaux.

1.1 Introduction.

Le Contrôle Non Destructif (CND) consiste à mettre en œuvre des méthodes d'investigation permettant d'apprécier sans destruction l'état des pièces, et de formuler un avis sur leur aptitude à remplir la fonction à laquelle elles sont destinées.

Considérée sous cet aspect d'aptitude au bon fonctionnement, la définition suppose une bonne connaissance de tous les phénomènes mis en jeu, en particulier de la nocivité des défauts et leur évolution dans le temps, ainsi que les lois générales de la mécanique de la rupture.

En outre, les méthodes de CND sont très variées et utilisent de nombreux procédés physiques d'analyse. Les principales méthodes utilisées sont :

- Ressuage
- Magnétoscopie
- Courant induit ou courant de Foucault
- Ultrasons
- Radiographie

Nous présentons dans notre travail le Contrôle Non Destructif par ultrasons.

1.2 Contrôle par ultrasons

Le contrôle par ultrasons est une technique de CND semblable aux techniques radar et sonar. Il consiste à engendrer une onde ultrasonore dans le matériau et à observer les échos éventuels réfléchis par les hétérogénéités rencontrées [1].

La connaissance de ce procédé implique une connaissance de certaines notions sur les ultrasons, qu'il est nécessaire de rappeler tels que la production, la détection, la propagation et l'atténuation des ultrasons, ainsi que les différentes techniques utilisées dans ce type de contrôle.

1.2.1 Définition de l'onde ultrasonore

On appelle onde ultrasonore, une vibration mécanique se transmettant de proche en proche dans un milieu dit milieu de propagation avec une fréquence supérieure à 20KHz.

1.2.2 Production et détection des ultrasons

Les ultrasons dans les appareils de CND sont produits et détectés par des « traducteurs » ou « palpeurs » posés sur la pièce en examen (suivant la technique utilisée), et couplés acoustiquement à la surface par un liquide dit " milieu de couplage " (eau, huile, etc.).

Le traducteur transforme l'énergie électrique qu'on lui envoie en énergie mécanique, et inversement, l'énergie mécanique qui lui parvient de la pièce en énergie électrique; c'est un convertisseur d'énergie. Il est formé d'une pastille piézo-électrique (quartz) ou ferroélectrique (céramique : titanate de baryum, niobate de lithium, etc.) métallisée sur ses deux faces. Le diamètre de la pastille, si elle est circulaire, est habituellement compris entre 5 et 50mm, avec 10mm comme valeur la plus fréquente [1].

1.2.3 Propagation des ondes ultrasonores

Le point essentiel de la propagation ultrasonore est l'existence de deux modes de vibrations (les plus utilisés en CND) qui se propagent à des vitesses différentes : vibration longitudinale et vibration transversale.

Dans le mode longitudinal, la direction de vibration des particules du milieu de propagation est parallèle à la direction de propagation de l'onde ultrasonore incidente, alors que dans le mode transversal, la vibration des particules est perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde. Compte tenu des fréquences élevées utilisées dans le CND (1 à 10MHz), les ondes longitudinales ne se propagent que dans les solides et les liquides, alors que les ondes transversales ne se propagent que dans les solides.

Les vitesses de propagation des ondes longitudinales (OL) et des ondes transversales (OT) dans les milieux les plus usuels sont données par le tableau ci-dessous (Tableau 1.1) :

La vitesse de propagation des ondes ultrasonores dépend du mode de vibration des particules du milieu ainsi que de sa nature (constante d'élasticité). Elle est donc différente d'un milieu à l'autre, ce qui implique une conséquence très importante : lorsqu'un faisceau ultrasonore frappe obliquement une surface de séparation entre deux milieux différents, quatre faisceaux sont créés, deux réfractés et deux réfléchis, pour chacun d'eux, longitudinal et transversal.

Matériaux	Vitesse O.L (m/s)	Vitesse O.T (m/s)
Eau (20°C)	1480	-
Huile	1304	-
Mercure	1450	-
Acier (1%c)	5940	3220
Aluminium	6300	3100
Plexiglas	2730	1430

Tableau (1.1) Les vitesses de propagation des ondes ultrasonores.

1.3 Méthodes de contrôle par ultrasons

Dans le CND par ultrasons, on peut citer deux principales méthodes d'examen : méthode par transmission et méthode par écho.

1.3.1 Méthode par transmission

Cette méthode consiste à placer deux transducteurs de part et d'autre de la pièce à étudier. Un transducteur émetteur émet une onde ultrasonore dans la pièce. L'onde acoustique se propage dans la pièce, si elle rencontre une hétérogénéité, une partie de son énergie sera réfléchi. Donc, le transducteur récepteur recueillera qu'une partie de l'énergie initialement transmise. Cette perte d'énergie est d'autant plus importante que la dimension de l'hétérogénéité est grande. Cette méthode est de moins en moins utilisée dans le CND par ultrasons à cause du manque de précision lors du dimensionnement et surtout du positionnement des défauts, en plus, elle nécessite l'emploi de deux transducteurs et l'exploitation des deux faces opposées de la pièce, ce qui est rarement le cas dans la pratique.

1.3.2 Méthode par écho

Dans cette méthode, au lieu de détecter l'énergie transmise comme dans le cas précédent, on s'intéresse à l'énergie réfléchi. Toute variation de cette énergie correspond à une présence d'un défaut. Cette technique a été retenue à cause de la précision qu'elle présente lors du positionnement et dimensionnement des défauts, en plus elle offre la possibilité d'exploiter une seule face de la pièce avec l'utilisation d'un seul transducteur en émission - réception.

1.4 Techniques de mise en œuvre

Les ultrasons aux fréquences utilisées en CND (1 à 10MHz), ne se propagent pas dans l'air.

Pour assurer le passage des ultrasons entre le transducteur et la pièce à contrôler, il faut placer entre les deux, un milieu dit de couplage. Deux techniques existent pour assurer ce couplage : le contrôle par contact et le contrôle en immersion.

1.4.1 Contrôle par contact

Le traducteur est directement placé sur la pièce à contrôler. La liaison acoustique est assurée par un film de couplage qui est généralement une graisse, une huile ou des gels spéciaux.

Cette technique est surtout employée lors de contrôle manuel. Elle ne nécessite qu'un seul traducteur et un appareil de contrôle.

Cependant, elle présente deux inconvénients : elle nécessite d'abord l'intervention d'un opérateur qui assure le déplacement du traducteur, deuxièmement, la constante du couplage n'est pas bonne, c'est à dire qu'au cours du contrôle, la qualité du couplage risque d'évoluer et donc la qualité du contrôle.

1.4.2 Contrôle en immersion

Cette méthode se développe pour pallier aux deux inconvénients de la méthode de contrôle par contact. Le traducteur est situé à une certaine distance de la pièce, le couplage est assuré par un liquide, habituellement de l'eau. C'est cette technique qui est menée au niveau du laboratoire de traitement du signal du C.S.C.

1.5 Réflexion d'impulsions ultrasonores

La méthode actuellement la plus utilisée en CND est celle par réflexion d'impulsions ultrasonores. C'est celle qui sera utilisée dans notre système, car elle permet de connaître la distance de l'hétérogénéité à la surface, et d'avoir une idée sur sa forme et de son étendue.

La méthode par réflexion d'impulsions ultrasonores est tout à fait analogue à celle du radar, cependant, les ondes électromagnétiques sont remplacées par des ondes ultrasonores.

L'appareil ultrasonore classique comprend un générateur pilote d'impulsions synchrones (100 à 1 000 impulsions par seconde). Il actionne à la fois un générateur de balayage appliqué aux plaques de déviation horizontale d'un oscilloscope à rayon cathodique, et un générateur de puissance d'impulsions électriques de même fréquence.

Ces impulsions sont appliquées au traducteur pour qu'il les convertisse en vibrations mécaniques émises dans la pièce (figure 1.1) où elles se propagent à une vitesse bien spécifique au milieu. Rencontrant une discontinuité dans la pièce, elles sont partiellement réfléchies, de même que par la paroi opposée.

Ces ondes réfléchies reviennent vers le traducteur qui les transforme en impulsions électriques. Un amplificateur et un détecteur leur donnent une forme et une tension suffisante pour qu'elles soient appliquées valablement aux plaques de déviation verticale de l'oscilloscope.

Sur l'écran de ce dernier, où la tache lumineuse est déviée de gauche à droite, on note, à chaque émission d'impulsion, un pic 1, représentatif de l'émission, donc de l'origine du temps, un pic 2 de faible amplitude due à l'énergie réfléchi par la discontinuité rencontrée dans la pièce, et enfin un pic 3, plus important, dû à l'écho réfléchi par le fond de la pièce.

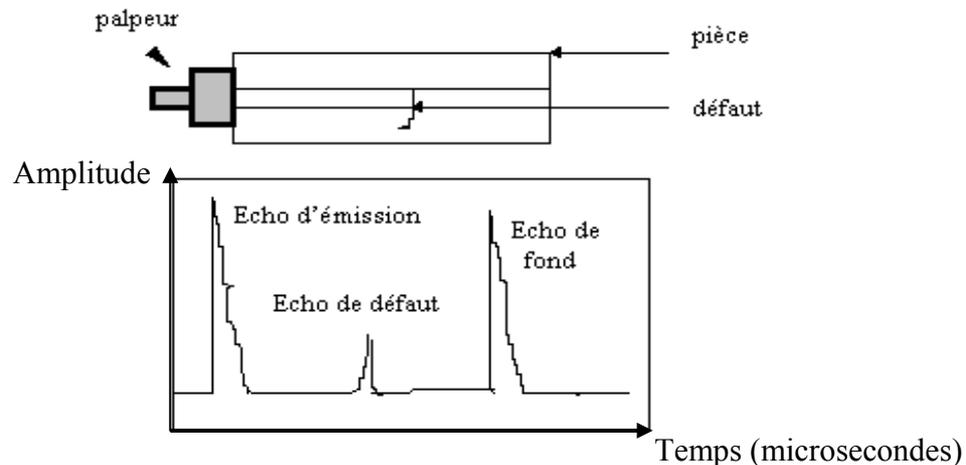


Figure 1.1 : Réflexion d'impulsions ultrasonores

Cette représentation est appelée représentation de type A-Scan et le signal représente l'enveloppe de l'écho ultrasonore détecté [1].

1.6 La chaîne d'acquisition

La chaîne d'acquisition est constituée (figure 1.2) :

- D'un micro ordinateur équipé d'une carte d'acquisition IEEE 488 et d'un port-série RS232 .
- D'un oscilloscope numérique équipé du bus IEEE 488.
- D'une cuve d'immersion équipée de deux moteurs pas à pas et d'une commande électronique.
- D'un émetteur-récepteur d'ultrasons relié à une sonde ultrasonore (palpeur).

La carte interface parallèle du type IEEE 488 permet l'acquisition de données à partir de divers instruments de mesure à condition que ces derniers soient équipés d'un bus de données standard à la norme IEEE 488. Plusieurs appareils peuvent être connectés à la fois grâce à un branchement en parallèle au port de connexion de la carte.

Une librairie de fonctions en langages évolués est associée à la carte, elle permet la communication de façon simple entre les instruments et la carte.

Il sera donc possible de commander l'opération d'échantillonnage et d'acquisition des signaux ultrasonores en introduisant les paramètres nécessaires (moyennage, nombre d'échantillons, etc.) à partir du logiciel conçu.

Dans la chaîne d'acquisition ultrasonore représentée par la figure (1.2), un émetteur - récepteur produit à cadence réglable des impulsions d'amplitude élevée (quelques dizaines de volts). En réception, il se compose d'un amplificateur large bande de gain réglable.

Le déplacement de la sonde ultrasonore suivant un plan X-Y est effectué par les deux moteurs pas à pas commandés automatiquement par le micro - ordinateur à travers l'interface RS-232.

Un oscilloscope programmable commandé par le micro - ordinateur par l'intermédiaire de l'interface IEEE 488, permet un échantillonnage sur un nombre de points et une fenêtre temporelle réglable. Les signaux recueillis sont acheminés vers le micro - ordinateur afin d'être traités soit en temps réel soit en temps différé.

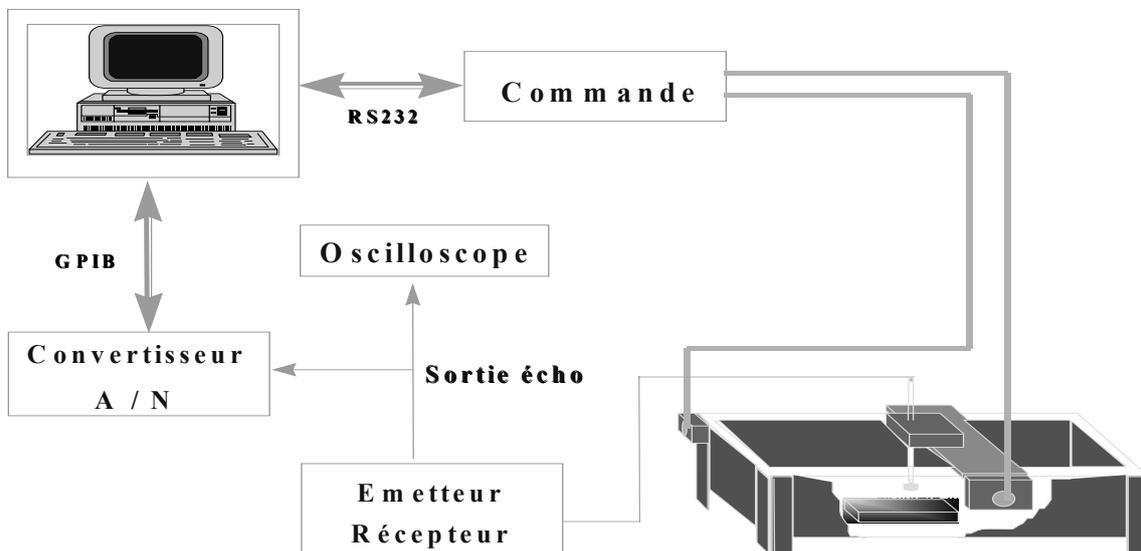


Figure 1.2 : La chaîne d'acquisition ultrasonore.

1.7 Signal ultrasonore en présence du bruit de structure des matériaux

Il est important d'analyser quels sont les paramètres qui sont mis en évidence dans la propagation des ondes ultrasonores dans un matériau et sa traduction par un signal nommé signal ultrasonore. Tous les modèles permettant de simuler ce type de signal nécessitent la connaissance de certains paramètres intrinsèques du matériau, notamment sa structure (porosité, granulométrie, ...).

Le tableau 1.2 récapitule l'influence des paramètres structuraux sur certains paramètres ultrasonores de ce signal.

Paramètres structuraux	Paramètres ultrasonores
Taille des grains	Diffusion
Composition chimique	Vitesse, atténuation
Inclusions, ségrégations	Diffusion, absorption
Anisotropie	Diffusion, Vitesse, atténuation
Contrainte résiduelle	Vitesse, atténuation

Tableau 1.2 Influence des paramètres structuraux sur les paramètres ultrasonores.

Plusieurs travaux ont fait l'objet de la modélisation du signal ultrasonore en présence du bruit de structure. Ils sont tous basés sur l'étude de l'atténuation des ondes ultrasonores dans le matériau. L'approche proposée dans la thèse de doctorat de R.Drai [2] a été retenue dans ce travail, c'est un modèle simplifié permettant la simulation du signal engendré par le bruit des grains. Ils considèrent uniquement l'onde longitudinale se propageant dans un matériau se traduisant par une superposition, dans le domaine temporel, de petits signaux retro diffusés par les grains de ce matériau. On néglige les réflexions multiples entre les grains. Dans ce chapitre, nous exploitons les différents travaux réalisés dans ce domaine [2] afin de proposer la simulation du signal écho ultrasonore et le signal du bruit de structure que nous comparons à un bruit expérimental.

1.7.1 Atténuation des ondes ultrasonores

L'atténuation des ondes ultrasonores est due principalement à deux phénomènes qui se superposent : l'absorption et la diffusion.

$$\alpha = \alpha_a + \alpha_s \quad (1.1)$$

Avec :

α_a : coefficient d'absorption.

α_s : coefficient de diffusion.

α : coefficient d'atténuation.

1.7.1.1 L'absorption

Dans ce cas, l'énergie ultrasonore est directement convertie en chaleur, elle est prédominante dans les matériaux plastiques et synthétiques. L'absorption est due à une conversion de l'énergie mécanique vibratoire en chaleur, par l'intermédiaire de différents processus d'interaction entre l'onde acoustique et le solide.

Le coefficient d'absorption α_a est défini comme étant fonction de la fréquence selon une loi du type $\alpha_a = \alpha_0 |f|^y$ dans les matériaux métalliques, il est défini comme étant [7] :

$$\alpha_a = C_a f \quad (1.2)$$

où C_a est une constante propre au matériau.

1.7.1.2 La diffusion

Dans le cas de la diffusion, une fraction de l'onde est déviée ou réfléchi lors de la rencontre de ces inhomogénéités acoustiques. Ici l'énergie n'est donc pas directement convertie, mais le faisceau ultrasonore effectue un trajet différent de celui prévu par la théorie pour un milieu continu. Toutes ces hétérogénéités se traduisent comme des mini interfaces au passage des ondes ultrasonores qui pourraient être légèrement déviées et qui vont provoquer la réflexion d'une partie de l'énergie transmise.

Cette réflexion se traduit par une dissipation d'énergie sous forme de rayonnement dans toutes les directions de l'espace. La diffusion est d'autant plus importante que les hétérogénéités sont grandes, comme dans la fonte.

1.7.1.2.1 Diffusion par les grains.

Dans ce paragraphe, nous décrivons un type très important de mécanisme: la diffusion par les grains [8].

En général, trois domaines de fréquences correspondant au rapport entre le diamètre D des grains et la longueur d'onde λ , sont envisagés : le domaine des hautes fréquences, le domaine intermédiaire (encore appelé domaine stochastique) et le domaine de Rayleigh.

La figure 1.3 décrit l'amplitude des ondes rétro diffusées en fonction du rapport diamètre des grains sur la longueur d'onde [7].

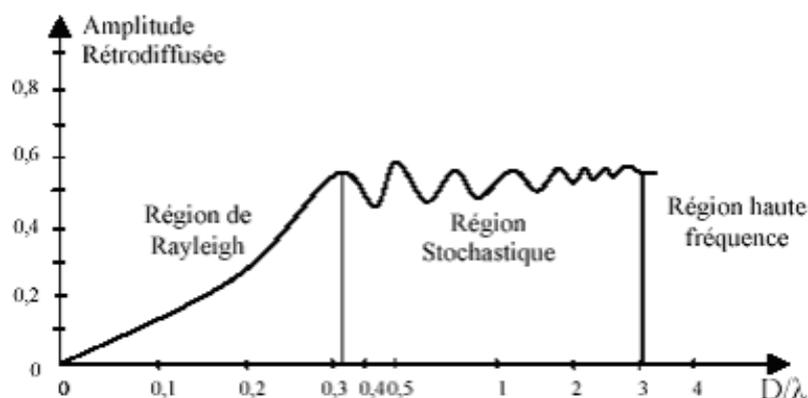


Figure 1.3 : Diffusion des ultrasons en fonction de la taille des grains

1.7.1.2.1.1 Domaine haute fréquence $\lambda \ll D$.

On a une diffusion dite diffuse quand le centre de diffusion est grand devant la longueur d'onde. La diffusion est produite par une réflexion des ondes ultrasonores incidentes sur le centre de diffusion. Cette diffusion est proportionnelle à la fréquence et à la taille moyenne des grains.

$$\alpha_s = C_d f \quad (1.3)$$

1.7.1.2.1.2 Domaine intermédiaire ou stochastique $\lambda \approx 2\pi D$.

Lorsque le diamètre du grain est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde, on rencontre alors une diffusion stochastique. Cette diffusion augmente avec le carré de la fréquence:

$$\alpha_s = C_s f^2 \quad (1.4)$$

Cs : étant le coefficient de diffusion pour les ondes correspondant au domaine stochastique.

1.7.1.2.1.3 Domaine de Rayleigh $\lambda \gg 2\pi D$.

Lorsque le diamètre D du centre de diffusion est très petit devant la longueur d'onde ultrasonore λ , on obtient une diffusion dite de Rayleigh. Dans ce domaine, chaque grain peut être considéré comme une particule diffusant l'onde suivant un mécanisme de diffraction. Il a été montré que ce coefficient de diffusion est de la forme :

$$\alpha_s = C_r f^4 \quad (1.5)$$

1.7.1.2.2 Diffusion par les fissures

Les micro-fissures peuvent modifier d'une manière significative les propriétés mécaniques d'un matériau.

Les divers processus de fabrication (laminage, écrouissage, ...), et les conditions de service (irradiation, contraintes mécaniques et thermiques ...) sont responsables de la formation de ces fissures. La sensibilité de la méthode acoustique aux fissures est directement liée à la distorsion de l'onde ultrasonore au passage de celles-ci. En effet, lorsque une onde ultrasonore traverse une fissure, il y a apparition de phénomènes de diffusion multiple, ce qui entraîne des conversions de modes. Un tel milieu est considéré comme étant dispersif et atténuant.

1.7.2 Influence de l'atténuation sur le spectre du signal

Dans ce paragraphe, nous étudions le décalage de la fréquence centrale du spectre de puissance d'un signal ultrasonore dû à la diffusion et l'absorption du matériau.

Un modèle développé dans [7] est appliqué dans la région de Rayleigh, il exprime l'amplitude du signal retro diffusé A_b pour une profondeur parcourue z , comme étant:

$$A_b = A_0 \alpha_s(z, f) e^{-2 \int_0^z \alpha(z, f) dz} \quad (1.6)$$

avec :

A_0 : l'amplitude initiale ;

$\alpha_s(z, f)$: coefficient de diffusion dépendant de la position et de la fréquence.

$\alpha(z, f)$: coefficient d'atténuation.

Si le matériau possède des propriétés homogènes, l'équation (1.6) se simplifie comme suit:

$$A_b = A_0 \alpha_s(f) e^{-2\alpha(f)z} \quad (1.7)$$

avec :

$$\alpha(f) = \alpha(z, f) \quad \text{et} \quad \alpha_s(f) = \alpha_s(z, f)$$

Utilisant les expressions (1.1), (1.2) et (1.5), le coefficient d'atténuation devient :

$$\alpha(f) = C_a^l f + C_l^l f^4 \quad (1.8)$$

Dans cette région, les composantes hautes fréquences sont retro diffusées avec une intensité élevée comparée à celle des composantes basses fréquences. Cette situation résulte donc un décalage vers les hautes fréquences, de la fréquence centrale du spectre de puissance du signal ultrasonore émis (échos larges bandes). Par contre, le terme $e^{-2\alpha(f)z}$ influence un décalage vers les basses fréquences de cette même fréquence. Ce décalage dépend de la position des grains diffuseurs par rapport au transducteur émetteur-récepteur.

Ces deux phénomènes opposés (décalage vers les hautes fréquences dû à la diffusion et décalage vers les basses fréquences causé par l'atténuation), peuvent engendrer une non stationnarité du signal ultrasonore. Dans ce qui suit, nous démontrons le résultat de ces deux phénomènes par le modèle proposé par [7].

1.7.2.1 Modélisation

Le signal retro diffusé par les grains du matériau à contrôler $r(t)$ peut être représenté par la convolution entre la fonction caractéristique des grains $g(t)$ et la réponse impulsionnelle du système de mesure $\psi(t)$ incluant l'atténuation de l'onde lors de sa propagation.

$$r(t) = g(t) * \psi(t) \quad (1.9)$$

$g(t)$ peut être modélisée par:

$$g(t) = \alpha_s(f) \sum_{k=1}^N \beta_k \delta(t - \tau_k) \quad (1.10)$$

La somme dans l'équation (1.10) représente les différents échos diffusés par les grains de la structure. Les variables aléatoires N et τ_k sont respectivement le nombre d'échos et leurs temps d'arrivée, et β_k représente l'amplitude des échos détectés.

Dans le domaine fréquentiel, l'équation (1.9) s'écrit :

$$R(f) = G(f) \psi(f) \quad (1.11)$$

$$\psi(f) = U(f) e^{-2\langle \alpha(f) \rangle z} \quad (1.12)$$

Où $U(f)$ est la fonction de transfert de l'émetteur-récepteur et du traducteur ultrasonore. Cette fonction est en général modélisée par une gaussienne, en pratique, elle peut être réalisée par la mesure de l'écho $m(t)$ d'un plan réflecteur positionné dans le champ lointain du traducteur. On prendra pour motif, une sinusoïde modulée en amplitude par une gaussienne pour simuler la forme de cet écho de réflexion :

$$m(t) = \sin(2\pi f_c t) e^{-(t-t')^2} \quad (1.13)$$

f_c étant la fréquence centrale du traducteur ultrasonore.

L'équation (1.11) devient alors :

$$R(f) = \left[\langle \alpha_s(f) \rangle e^{-2\langle \alpha(f) \rangle z} U(f) \right] \sum_{k=1}^N \beta_k e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (1.14)$$

Définissons :

$$\langle U(f) \rangle = U(f) e^{-2\langle \alpha(f) \rangle z} \langle \alpha_s(f) \rangle \quad (1.15)$$

On aura :

$$R(f) = \langle U(f) \rangle \sum_{k=1}^N \beta_k e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (1.16)$$

Dans l'équation (1.16), le terme $\langle U(f) \rangle$ se compose de trois fonctions:

- Fonction de transfert du système de mesure $U(f)$;
- Effet d'atténuation $e^{-2\langle \alpha(f) \rangle z}$;
- Effet de diffusion par les grains $\langle \alpha_s(f) \rangle$

$R(f)$ est la transformée de Fourier de l'onde ultrasonore se propageant dans le matériau, ce terme contient l'information liée aux caractéristiques physiques inconnues telle que la taille des grains.

Il faut noter que cette fonction est modulée et déformée par la somme $\sum_{k=1}^N \beta_k e^{-j2\pi f \tau_k}$ de variables aléatoires k et τ_k tel que indiqué dans (1.16).

1.7.2.2 Résultat de la Simulation

Afin d'évaluer le décalage de la fréquence centrale du signal ultrasonore, nous avons simulé des signaux basés sur le modèle mathématique donné par (1.15).

Nous considérons que $\langle U(f) \rangle$ est de forme gaussienne de largeur de bande γ avec $f_c = 5\text{MHz}$ comme fréquence centrale. Les données de simulation sont les suivantes :

Domaine de Rayleigh : ($\lambda \gg D$)

$\lambda = 1.05\text{ mm}$ et D entre 25 et $100\mu\text{m}$

Vitesse des ultrasons : 5257 ms^{-1}

Fréquence d'échantillonnage $f_s = 50\text{ MHz}$.

Nombre d'échantillons $N = 1024$

Caractéristiques du transducteur ultrasonore :

Fréquence centrale $f_c = 5\text{ MHz}$,

Bande passante à $-3\text{ dB} = 1.8\text{MHz}$.

La fonction de transfert est de forme gaussienne (phase zéro).

Nous appliquons ce calcul au cas de l'acier inoxydable ayant comme constantes d'atténuation,

$$C_a = 4.2 * 10^{-1} \text{Np.m}^{-1}\text{S}^{-1} ; C_r^l = 3.6 * 10^{-27} \text{Np.m}^{-1}\text{S}^{-4}$$

En faisant varier la profondeur z entre 5mm et 300 mm , nous calculons le spectre du signal à chaque profondeur sur lequel nous mesurons sa fréquence centrale et sa largeur de bande. Les résultats obtenus sont illustrés par les spectres à différentes profondeurs dans la figure 1.4. Le tableau 1.3 résume les résultats de mesure où nous confirmons le décalage de f_c vers les hautes fréquences pour les profondeurs petites et un décalage vers les basses fréquences pour les profondeurs grandes [7] et [9].

Z en cm	Fréquence centrale en Mhz	Largeur de bande à -3dB
0.5	5.45	1.91
1	5.4	1.91
2	5.28	1.9
3	5.18	1.9
4	5.08	1.89
5	4.95	1.89
10	4.4	1.86
12	4.2	1.85
15	3.86	1.83
20	3.36	1.78
30	2.44	1.64

Tableau 1.3 Fréquence centrale et largeur de bande du spectre du signal à différentes profondeurs.

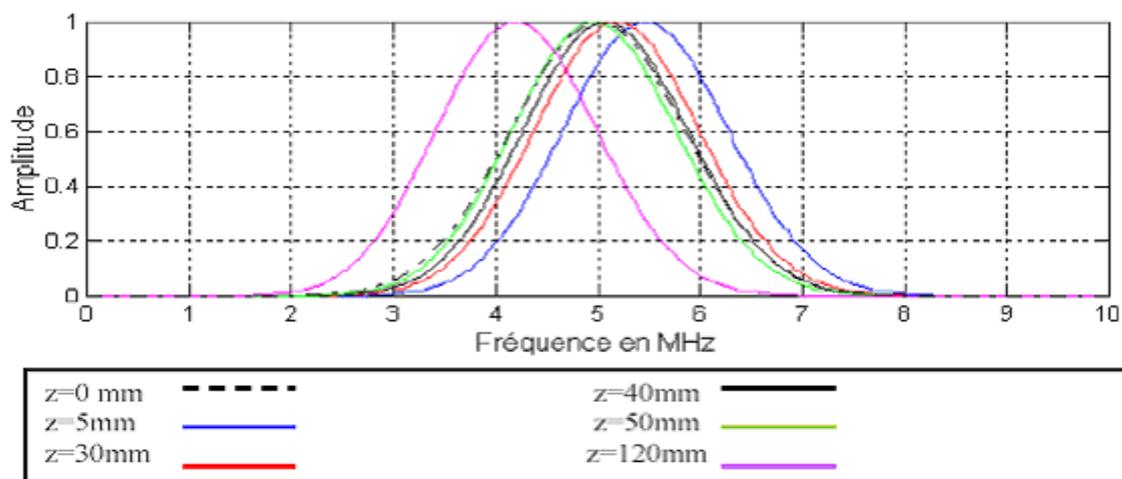


Figure 1.4 : Spectre du signal à différentes profondeurs.

1.7.3 Bruit

En pratique, un signal que l'on cherche à générer, transmettre ou mesurer est toujours accompagné de signaux perturbateurs, que l'on peut appeler des bruits. Les informations qui nous parviennent sont souvent détériorées par des parasites, qui peuvent être dus à plusieurs causes. Des outils ont été développés afin de pouvoir mieux estimer les contributions parasites, et essayer de s'en affranchir.

1.7.3.1 Modélisation du bruit de structure

Le bruit de structure ou « herbe » est la partie de l'énergie ultrasonore diffusée par la structure du matériau revenant au transducteur lors d'un contrôle. Il est toutefois reconnu que le bruit de structure est très important dans le cas d'hétérogénéités grandes devant la longueur d'onde. Dans cette partie, nous développons un modèle proposé par [10], permettant la simulation du signal (signal temporel et son spectre de fréquence) engendré par ce bruit. Comme hypothèse, nous considérons uniquement l'onde longitudinale se propageant dans un matériau de diamètre moyen des grains vérifiant le domaine de Rayleigh.

1.7.3.2 Réponse fréquentielle des points diffuseurs

Dans le modèle de [10], le bruit de structure des matériaux est décrit dans le domaine temporel comme une superposition de signaux retro diffusés de réflecteurs idéaux (figure 1.5).

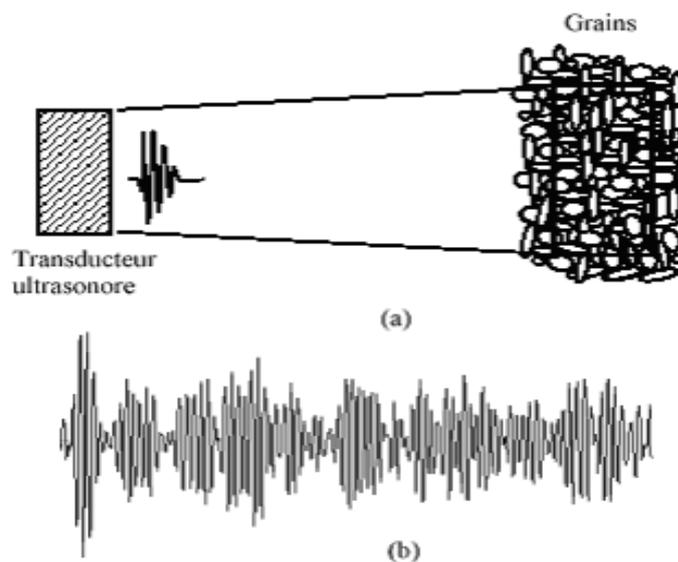


Figure 1.5 : (a) La géométrie des grains, (b) signal des grains rétrodiffusé.

Le bruit reçu est :

$$b_r(t) = \sum_{k=1}^k \sigma_k \exp(-\alpha \tau_k) s(t - \tau_k) \quad (1.17)$$

Ou

$s(t)$: est le signal émis ;

τ_k : retard produit par le $k^{\text{ième}}$ diffuseur ;

k : nombre de diffuseurs ;

α : coefficient d'atténuation du matériau ;

σ_k : coefficient de réflexion du $k^{\text{ième}}$ diffuseur ;

Dans le domaine fréquentiel :

$$b_r(\omega) = \sum_{k=1}^k \sigma_k \exp(-\alpha\tau_k) \exp(-j\omega\tau_k) s(\omega)$$

Où $s(\omega)$ est la Transformée de Fourier de $s(t)$.

1.7.4 Génération du bruit de structure

A présent, nous appliquons le modèle développé dans [10] pour générer le bruit de structure engendré par la propagation d'une onde ultrasonore dans un matériau. Si le transducteur ultrasonore a comme réponse fréquentielle $H_t(\omega)$, la réponse fréquentielle du système global (transducteur et matériau) peut être exprimée comme:

$$B_r(\omega) = H_t(\omega)H_t(\omega) \sum_{k=1}^{k_{tot}} \beta_k \frac{\omega^2}{x_k} \exp(-C_r^l 2x_k \omega^4) \exp(-j\omega 2x_k / V_1) \quad (1.18)$$

($H_t(\omega)$) intervient deux fois dans l'expression (1.18), ceci est du à l'utilisation du transducteur ultrasonore en émission puis en réception. Le volume illuminé est délimité par un cône sphérique de dimension (longueur) d_{min} , $d_{min}+0.5V_1N/f_s$.

N : nombre de points ;

f_s : fréquence d'échantillonnage.

$0.5 V_1 N/f_s$: étant la demi distance recouverte par la durée d'échantillonnage N/f_s .

Le volume étant défini, k_{tot} le nombre de grains peut être spécifié et la distance entre le transducteur et les centres des grains du matériau est estimée à $[d_{min} , d_{min}+0.5 V_1 N/f_s]$.

Connaissant le matériau, la vitesse des ultrasons V_1 , le coefficient de diffusion α_s sont définis, par ailleurs, k_{tot} , x_k et β_k sont générés et l'équation du bruit peut être calculée.

Ceci est répété avec plusieurs fréquences angulaires $\omega_n = 2\pi n f_s$, pour $n=0,1,\dots,N/2$. Une fois le bruit créé, on ajoute le signal $s(n)$, $n=0,\dots,N$ correspondant au signal causé par un réflecteur idéal à une profondeur $2 d_{défaut}$. Le signal engendré par la propagation de l'onde ultrasonore dans le matériau sur une distance $2d_{défaut}$ est exprimé par:

$$S(\omega) = H_t(\omega)H_t(\omega) \exp(-C_r^l 2 d_{défaut} \omega^4) \exp(-j 2\omega d_{défaut} / V_1) \quad (1.19)$$

Le facteur $\exp(-j2\omega d_{défaut} / V_1)$ correspond au temps de retard $2d_{défaut} / V_1$ engendré par la propagation de l'onde dans le matériau jusqu'à la position du défaut. $S(\omega)$ est calculé dans le domaine fréquentiel puis transformé dans le domaine temporel.

1.7.5 Résumé de l'algorithme

- 1- Spécifier la fréquence d'échantillonnage f_s , et le nombre d'échantillons N.
- 2- Spécifier les caractéristiques du transducteur ultrasonore : fréquence centrale f_c , Bande passante à -3dB. La fonction de transfert est de forme gaussienne (phase zéro).
- 3- Spécifier le coefficient de diffusion α_s , la vitesse des ultrasons V_1 , le nombre de diffuseurs, la distance entre le transducteur et les centres des grains du matériau d_{\min} , profondeur de réflecteur idéal $d_{\text{défaut}}$.
Cette distance est considérée comme étant dans le champ lointain $d^2/4\lambda$ (λ : longueur d'onde et d : diamètre du transducteur).
 x_k est une variable aléatoire comprise entre $[d_{\min}, d_{\min}+0.5V_1N/f_s]$ Les amplitudes de diffusion β_k sont des variables aléatoires comprises entre 0 et 1.
- 4- Calculer le signal du bruit par l'expression suivante:

$$B_r(\omega) = H_t(\omega)H_t(\omega) \sum_{k=1}^{k_{\text{tot}}} \beta_k \frac{\omega^2}{x_k} \exp(-C_r^l 2x_k \omega^4) \exp(-j\omega 2x_k / V_1) \quad (1.20)$$

- 5- Appliquer la FFT inverse
- 6- Calculer le signal du défaut par cette équation :

$$S(\omega) = H_t(\omega)H_t(\omega) \exp(-C_r^l 2 d_{\text{défaut}} \omega^4) \exp(-j2\omega d_{\text{défaut}} / V_1) \quad (1.21)$$

- 7- Appliquer la FFT inverse.
- 8- Normaliser les signaux.
- 9- Additionner les deux signaux.

1.7.6 Résultat de la simulation

Les paramètres utilisés dans la simulation sont décrits comme suit :

Fréquence d'échantillonnage $f_s = 50\text{MHz}$,

Nombre d'échantillons $N = 1024$,

Caractéristiques du transducteur ultrasonore :

fréquence centrale $f_c = 5.6\text{MHz}$,

bande passante à -3 dB = 1.8MHz,

diamètre du transducteur $d = 10\text{ mm}$,

la fonction de transfert est de forme gaussienne (phase zéro).

Coefficient de diffusion $C_r^l = 10^{-28}$,

Vitesse des ultrasons $V_1 = 6000\text{m/s}$,

Nombre de diffuseurs = 2500,

$d_{\min} = 0.05\text{m}$, $d_{\text{défaut}} = 0.09\text{m}$,

$\lambda = \text{Vitesse} / \text{Fréquence} = 6000/5 \cdot 10^6 = 1.2 \text{ mm}$,

X_k est une variable aléatoire comprise entre $[d_{\min}, d_{\min} + 0.5V_1N/fs]$

$X_k = [0.05, 0.05 + (0.5 \cdot 6000 \cdot 1024 / 50 \cdot 10^6)] = [0.05, 0.111]$

Ce qui donne une épaisseur comprise entre 50mm et 111mm.

Les amplitudes de diffusion β_k sont des variables aléatoires comprises entre 0 et 1.

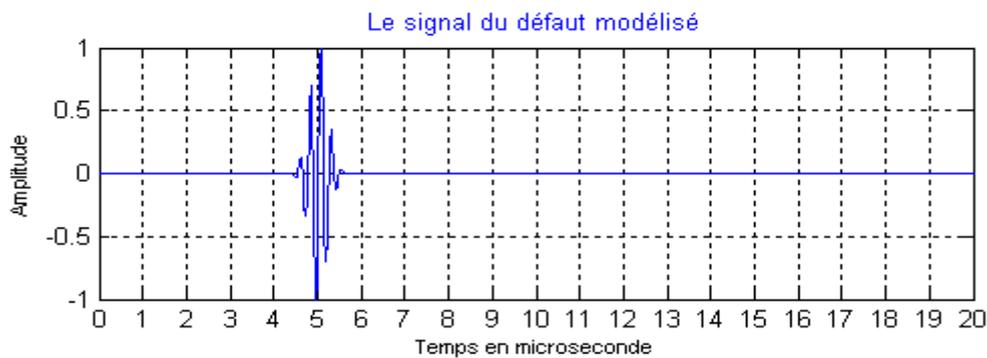


Figure 1.6 : Le signal du défaut modélisé .

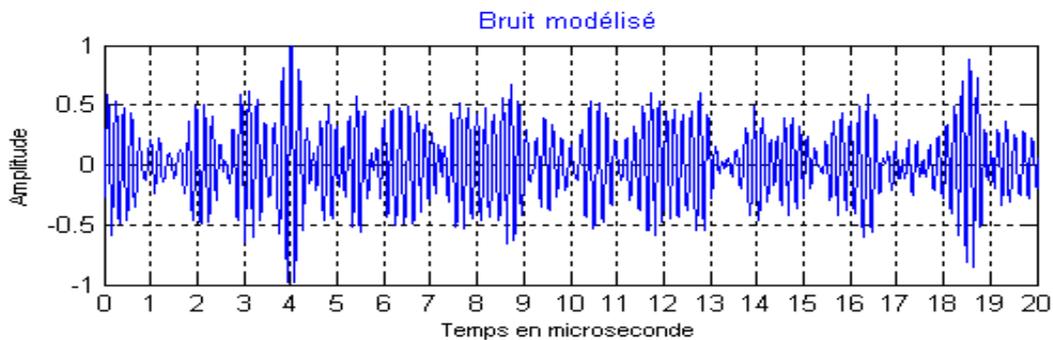


Figure 1.7 : Le bruit modélisé .

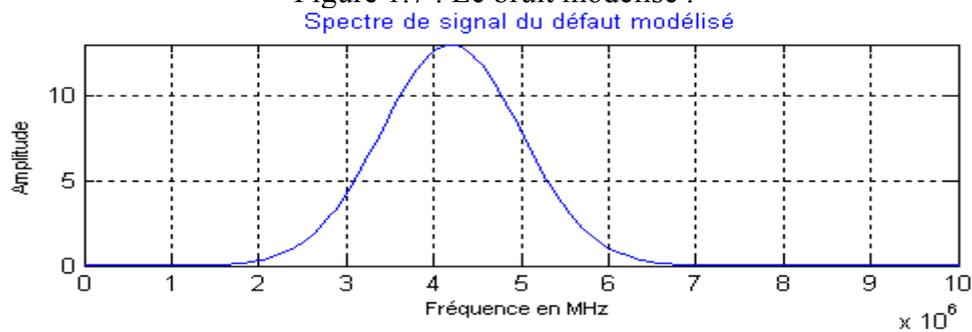


Figure 1.8 : Le spectre du défaut modélisé.

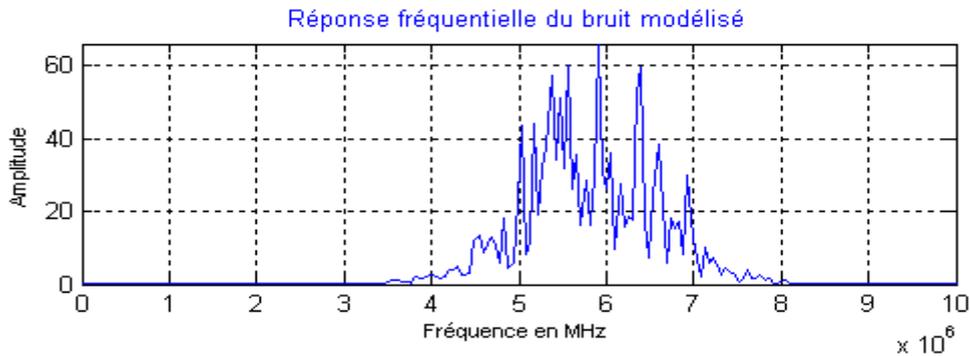


Figure 1.9: Le spectre du bruit modélisé .

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons cité les méthodes de CND en décrivant avec plus de détails les techniques ultrasonores. Nous avons aussi décrit la chaîne d'acquisition ultrasonore du laboratoire qui a servi aux différentes expériences réalisées.

Ensuite, nous avons exposé le problème d'atténuation des ondes ultrasonores qui est due principalement à deux phénomènes, l'absorption et la diffusion.

Les résultats auxquels nous avons abouti, nous permettent de confirmer le décalage de la fréquence centrale du signal vers les hautes fréquences pour les profondeurs petites et un décalage vers les basses fréquences pour les profondeurs grandes. Nous avons utilisé la simulation réalisée au niveau du laboratoire pour générer un bruit de structure et le comparer avec le bruit de structure réel engendré par la propagation de l'onde ultrasonore dans la Fonte.

Chapitre 2

Filtrage des signaux ultrasonores par la transformée en ondelettes discrète en présence du bruit de structure.

2.1 Introduction

2.1.1 Historique

Le traitement du signal a pour principal objet la description des signaux liés au monde réel dans un but de traitement, d'identification, de compression, de compréhension ou de transmission. Dans ce contexte, les transformations linéaires ont toujours joué un très grand rôle, et parmi ces dernières, la plus célèbre et la plus anciennement étudiée est la transformée de Fourier.

Cette transformation permet, comme chacun sait, d'explorer la composition fréquentielle du signal et par ces propriétés de lui appliquer facilement des opérateurs de filtrages. Lors de cette transformation, le signal est décomposé sur un ensemble de signaux de « base » qui sont les cosinus et sinus ou l'exponentielle imaginaire, mais très tôt dans l'histoire du traitement de signal, il est apparu que la décomposition obtenue n'était pas toujours la plus satisfaisante et la première transformation en ondelettes est proposée par Haar en 1910.

La transformée en ondelettes est un outil qui découpe les données, les fonctions ou les opérateurs en composantes fréquentielles suivant une résolution adaptée à l'échelle.

Les précurseurs conscients de cette technique ont été des mathématiciens (Calderon 1964), des physiciens (Aslaken et Klauder en 1968, Paul en 1985), et surtout des ingénieurs comme Esteban et Galand (1977), Smith et Barnwell (1986), Vetterli (1986), nous pourrions parler dans leurs cas de « pré-ondelette ». Mais le premier à avoir utilisé la méthode et le premier à avoir proposé le nom d'ondelettes fut Jean Morlet (1983). Le problème traité par Morlet était celui de l'analyse de données issues de sondages sismiques effectués pour des recherches géologiques; ces données faites de nombreux transitoires sont particulièrement adaptées à une technique d'analyse conservant la notion de localisation de l'évènement tout en fournissant une information sur son contenu fréquentiel ce qui est tout l'intérêt de ce type de transformation.

Les résultats obtenus par Morlet et formalisés par le physicien Alex Grossmann ont rapidement éveillé l'attention de nombreux chercheurs et bientôt des bases mathématiques solides ont été mises en place faisant apparaître la notion de base orthogonale (Y.Meyer 1985), d'analyse multirésolution (S.Mallat 1989 [11] , [12] , [13]) et d'ondelettes à support compact (I.Daubechies1988)[14]. Les ondelettes modernes étaient nées.

Les lecteurs intéressés par l'histoire des ondelettes trouveront des renseignements plus complets et des anecdotes passionnantes dans l'ouvrage de B.B.Hubbard [15].

2.1.2 La Transformation de Fourier

Le concept de transformation de Fourier est indispensable pour la compréhension du traitement du signal. La transformation de Fourier repose sur le principe suivant: toutes les fonctions sont décomposables en une somme de cosinus et de sinus à des fréquences différentes. La transformation de Fourier permet de la voir dans un repère Amplitude/Fréquence. On voit donc les composantes en fréquence d'un signal.

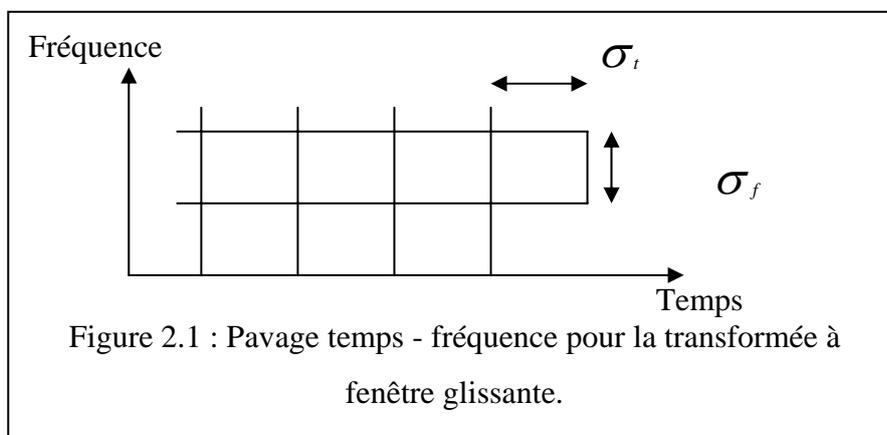
$$T^{Fourier} f(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \quad (2.1)$$

La transformation de Fourier possède des désavantages. En effet, pour la calculer, on intègre la fonction sur tout le temps. On perd ainsi complètement l'information temporelle.

Ceci ne pose pas de problèmes pour un signal stationnaire. Mais cela devient très problématique pour un signal dans lequel la fréquence varie très fortement au cours du temps. La plupart des signaux du monde réel ne sont pas stationnaires, et c'est justement dans l'évolution de leurs caractéristiques (statistiques, fréquentielles, temporelles, spatiales) que réside l'essentiel de l'information qu'ils contiennent. Les signaux vocaux sont à ce titre exemplaires. Or, l'analyse de Fourier propose une approche globale du signal, les intégrations sont réalisées de moins l'infini à plus l'infini, et toute notion de localisation disparaît dans l'espace de Fourier. Il faut donc trouver un compromis sur une transformation qui renseigne sur le contenu fréquentiel tout en préservant la localisation afin d'obtenir une représentation temps/fréquence du signal. La première solution qui vient naturellement à l'esprit est de limiter le domaine d'intégration temporel à l'aide d'une fonction fenêtre que l'on pourra faire glisser pour explorer le signal; on obtient ainsi la transformée de Fourier à fenêtre glissante (équation 2.2).

$$T^{fglisse} f(\omega, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(s)g(s-t)e^{-j\omega s} ds \quad (2.2)$$

Un certain nombre de fonctions fenêtres sont utilisées, les plus connues sont les fenêtres de Hanning, de Hamming et de Gauss [15], [16].



Dans ce cas, on comprend que l'analyse n'est pas idéale car si une résolution temporelle faible est automatiquement liée à la détection des basses fréquences, la détection des composantes hautes fréquences du signal peut être faite avec une résolution temporelle supérieure. Les deux résolutions doivent varier en sens inverse en conservant un produit constant pour un pavage énergiquement régulier de l'espace temps – fréquence.

Ceci doit conduire à une utilisation rationnelle de cet espace par la réalisation de tous les cas, du meilleur compromis possible entre la résolution temporelle et la résolution fréquentielle. Ce programme est réalisé par la transformation en ondelettes.

2.2 Transformée en ondelettes

La transformée en ondelettes est une transformée intégrale. Les ondelettes sont des fonctions élémentaires ($\psi_{a,b}$) très particulières, ce sont les vibrations les plus courtes et les plus élémentaires que l'on puisse envisager. Il y a plusieurs familles d'ondelettes ($\psi_{a,b}$) qui correspondent à des compositions différentes, la structure des calculs reste cependant la même. Ces ondelettes ont des propriétés différentes et permettent ainsi de faire des analyses différentes. Elles sont générées à partir d'une fonction $\psi(t)$ nommée ondelette mère (analysante) par dilatation et translation. Cette fonction est choisie de telle sorte que ces translations et ces dilatations permettent d'obtenir une représentation complète en fréquence et de décomposer toute fonction sans pertes d'information. A partir de cette unique fonction, on construit une famille de fonctions qui sont des ondelettes de base :

$$\psi_{a,b}(t) = |a|^{-1/2} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad a \in R^*, b \in R \quad (2.3)$$

2.2.1 Transformée en ondelettes continue (TOC)

Cette transformation est définie dans [16] par :

$$T^{ond} f(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (2.4)$$

Dans cette expression, a est le facteur d'échelle et b le paramètre de translation.

La variable a joue le rôle de l'inverse de la fréquence : plus a est petit moins l'ondelettes (la fonction analysante) est entendue temporellement, donc plus la fréquence centrale de son spectre est élevée.

On peut également interpréter cette expression comme une projection du signal sur une famille de fonctions analysantes $\psi_{a,b}$ construites à partir d'une fonction « mère » ψ conformément à l'équation (2.5).

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (2.5)$$

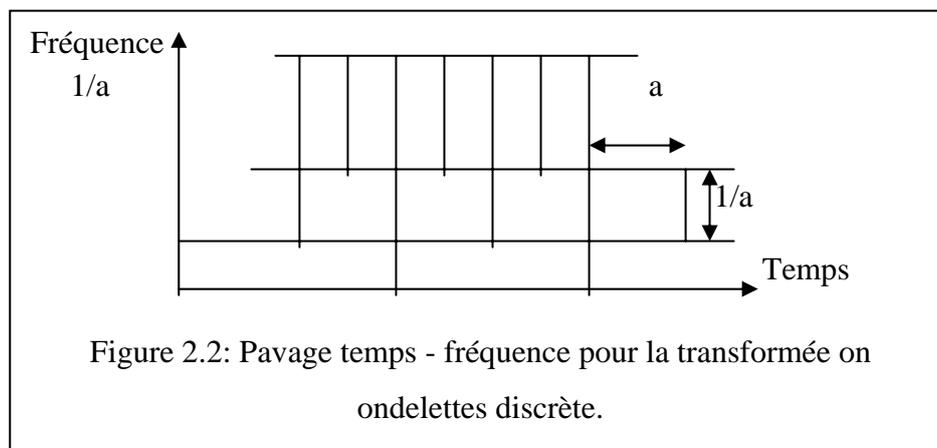
On notera que la norme est conservée lors du changement du facteur d'échelle :

$$\|\psi_{a,b}(t)\|^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \right|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |\psi(x)|^2 a dx = \|\psi\|^2 \quad (2.6)$$

On pourra noter :

$$T^{ond} f(a, b) = \langle f, \psi_{a,b} \rangle \quad (2.7)$$

On trouve que le pavé élémentaire dans l'espace temps- fréquence est de surface constante tandis que la résolution temporelle est proportionnelle à a et que la résolution fréquentielle est inversement proportionnelle à a comme on le voit sur la figure (2.2).



Le facteur d'échelle a et le pas de translation b sont des réels. La transformée en ondelettes est continue et donc redondante, et la transformée inverse n'est donc pas unique.

Il est donc évident qu'une discrétisation de la transformée doit être envisagée si on souhaite obtenir une information non redondante. Le pavage temps-fréquence obtenu par la transformation en ondelettes (figure 2.2) suggère une méthode de discrétisation exponentielle pour les échelles et pour le temps. Dans l'expression $\psi(\frac{t-b}{a})$ le pas de translation à l'échelle a est $\frac{b}{a}$.

2.2.2 Transformée en Ondelettes Discrète (TOD)

Pour des applications d'analyse du signal, on choisit de restreindre les valeurs des paramètres de dilatation-translation (a,b) à un sous ensemble discret. On posera donc : $a = a_0^m$ et $b = nb_0 a_0^m$ avec $a_0, b_0 \in \mathbb{Z}$, d'où l'expression de la TOD dans [16] est:

$$T^{ond} f(m, n) = a_0^{\frac{-m}{2}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi(a_0^{-m} t - nb_0) dt \quad (2.8)$$

Si on choisit $a_0 = 2$ et $b_0 = 1$, on parle alors de transformée dyadique.

2.3 Inversion

On peut montrer que si la fonction analysante (l'ondelette) est convenablement bien choisie, la transformation en ondelettes est inversible [16]. La fonction peut être reconstruite après analyse, suivant l'équation (2.9) :

$$f = C_{\psi}^{-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{a^2} \langle f, \psi_{a,b} \rangle \psi_{a,b} da db \quad (2.9)$$

Cette possibilité reste théorique car le calcul n'est possible que numériquement et sa convergence peut-être très lente. Le coefficient C_{ψ} , si il existe, est donné par l'équation (2.10) :

$$C_{\psi} = 2\pi \int_{-\infty}^{+\infty} |\hat{\psi}(\omega)|^2 \frac{d\omega}{\omega} \quad (2.10)$$

$\hat{\psi}(\omega)$: La Transformée de Fourier de $\psi(t)$

La condition d'existence de ce coefficient est également la condition d'admissibilité de la fonction ondelette analysante. Cette condition est explicitée par l'équation (2.11) :

$$\int_0^{+\infty} |\hat{\psi}(\omega)|^2 \frac{d\omega}{|\omega|} = \int_{-\infty}^0 |\hat{\psi}(\omega)|^2 \frac{d\omega}{|\omega|} < \infty \quad (2.11)$$

Cette relation se ramène le plus souvent à la condition exprimée par l'équation (2.12) qui n'est pas très contraignante et indique seulement que la fonction ondelette doit être à moyenne nulle.

Le choix de l'ondelette est donc en principe très ouvert, il faut cependant noter que la robustesse et la vitesse de convergence de l'algorithme de reconstruction donné par l'équation (2.9) sont très dépendantes du choix de l'ondelette. Il est clair enfin, que la transformée en ondelettes ne sera intéressante comme outil d'analyse du signal que si la fonction analysante (l'ondelette) reste bien localisée dans le temps et en fréquence.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) dt = 0 \quad (2.12)$$

2.4 Analyse multirésolution et base orthonormée

2.4.1 Espace d'approximation

Nous nous plaçons dans l'espace $L^2(\mathbb{R})$ des fonctions continues d'une variable réelle et de carré intégrable. Une analyse à la résolution j de la fonction f sera obtenue par action d'un opérateur linéaire A_j sur f , tel que :

$$A_j f \in V_j \quad (2.13)$$

V_j étant un sous espace de $L^2(\mathbb{R})$, A_j sera un projecteur (idempotent).

On construit une analyse multirésolution à l'aide de sous espaces V_j emboîtés les uns dans les autres, tels que le passage de l'un à l'autre soit le résultat d'un changement d'échelle (Zoom). Par exemple dans le cas dyadique on aura :

$$f(x) \in V_j \Leftrightarrow f\left(\frac{x}{2}\right) \in V_{j+1} \quad (2.14)$$

Ce qui correspond à une dilatation d'un facteur 2.

L'espace V_{j+1} contient des signaux plus « grossiers » que l'espace V_j et il est clair que :

$$V_{j+1} \subset V_j \quad (2.15)$$

L'axiomatique correspondante peut s'exprimer comme suit :

Soit un ensemble de sous espaces de L^2 tels que :

$$\dots V_2 \subset V_1 \subset V_0 \subset V_{-1} \subset \dots \subset V_{j+1} \subset V_j \subset \dots$$

$$\overline{\bigcup_{j \in \mathbb{Z}} V_j} = L^2(\mathbb{R}) \quad (2.16)$$

$$\bigcap_{j \in \mathbb{Z}} V_j = \{0\} \quad (2.17)$$

$$\forall j \in \mathbb{Z} \quad \text{si} \quad f(x) \in V_j \Leftrightarrow f(2^{-1}x) \in V_{j+1} \text{ (ou } f(2^j x) \in V_0) \quad (2.18)$$

$$\forall k \in \mathbb{Z} \quad \text{si} \quad f(x) \in V_0 \Leftrightarrow f(x-k) \in V_0 \quad (\text{invariance par translation}) \quad (2.19)$$

Cet ensemble définit une analyse multirésolution de $L^2(\mathbb{R})$.

Remarque : La propriété assure la convergence de l'analyse et peut aussi s'écrire :

$$\begin{aligned} \text{Lim}_{J \rightarrow -\infty} V_j &= L^2(\mathbb{R}) \\ J &\rightarrow -\infty \end{aligned} \quad (2.20)$$

Dans ces conditions, on peut montrer qu'il existe une fonction dite fonction d'échelle qui par translation engendre une base orthonormée de V_j .

Cette fonction sera notée :

$$\varphi(x) \in L^2(\mathbb{R}) \quad (2.21)$$

Et les fonctions de bases sont construites suivant la relation :

$$\varphi_{j,n}(x) = 2^{-\frac{j}{2}} \varphi(2^{-j}x - n) \quad \text{avec } n \in \mathbb{Z} \quad (2.22)$$

Il suffit d'ailleurs que $\varphi(\cdot, -n)$ soit une base de V_0 .

La base sera orthonormée si :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \varphi(x) \varphi^*(x+n) dx = \delta(n) \quad \forall n \in \mathbb{Z} \quad (2.23)$$

Rappelons que le produit scalaire est défini par :

$$\langle f, g \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) g^*(x) dx \quad (2.24)$$

La relation d'orthogonalité entre les fonctions de base pour une échelle donnée pourra donc s'écrire :

$$\langle \varphi_{j,n}, \varphi_{j,k} \rangle = \delta(n-k) \quad \forall n, k, j \in \mathbb{Z} \quad (2.25)$$

L'action du projecteur sur f fournira sa décomposition sur la base des fonctions d'échelle et les coefficients de cette décomposition constituent l'approximation à l'échelle j de f .

$$A_j f = \sum_n \langle f, \varphi_{j,n} \rangle \varphi_{j,n} \quad (2.26)$$

On pose :

$$a_n^j = \langle f, \varphi_{j,n} \rangle \quad (2.27)$$

L'approximation à la résolution j de la fonction f sera définie par la suite discrète des nombres (réels ou complexes) a_n^j .

Une suite numérique formée par échantillonnage d'un signal continu réel pourra être considérée comme une approximation à une résolution donnée du signal continu.

La base étant orthonormée, la norme de la fonction (l'énergie) peut être calculée à partir de ses « coordonnées » :

$$\|A_j f\|^2 = \sum_{-\infty}^{+\infty} |a_n^j|^2 \quad (2.28)$$

2.4.2 Espaces des détails

L'espace des détails vient compléter l'analyse [16]. On peut définir pour chaque V_j son complément orthogonal W_j dans V_{j-1} tel que :

$$V_{j-1} = V_j \oplus W_j$$

$$L^2(\mathbb{R}) = \bigoplus_{j \in \mathbb{Z}} W_j$$

Comme W_{j-1} est orthogonal à V_{j-1} , alors W_{j-1} sera orthogonal à W_j ; cette propriété s'écrit :

$$\forall j, k \neq j \text{ alors } W_j \perp W_k \quad (2.29)$$

Les sous-espaces W_j ne forment pas une famille d'espaces emboîtés, mais les propriétés d'échelle et d'invariance par translation sont conservées. Dans ces conditions, on peut montrer qu'il existe une fonction appelée ondelettes qui par dilatations et translations engendre une base orthonormée des W_j , et donc de L^2 .

Cette fonction est notée :

$$\psi(x) \in L^2(\mathbb{R}) \quad (2.30)$$

Et les fonctions de base sont construites suivant la relation :

$$\psi_{j,n}(x) = 2^{-\frac{j}{2}} \psi(2^{-j}x - n) \text{ avec } n \in \mathbb{Z} \quad (2.31)$$

L'orthonormalité de la base d'ondelettes s'écrit :

$$\langle \psi_{j,n}, \psi_{i,k} \rangle = \delta_{j-i} \delta_{n-k} \text{ avec } \forall j, i, n, k \in \mathbb{Z} \quad (2.32)$$

L'approximation à l'échelle immédiatement plus fine pourra donc être reconstruite en utilisant les détails du signal fournis par sa projection sur la base de W_j suivant la relation suivante :

$$A_{j-1}f = A_j f + \sum_n \langle f, \psi_{j,n} \rangle \psi_{j,n} \quad (2.33)$$

On notera D_j le projecteur sur W_j et le signal de détail sera décrit par la suite numérique :

$$d_n^j = \langle f, \psi_{j,n} \rangle \quad (2.34)$$

donc :

$$D_j f = \sum_n \langle f, \psi_{j,n} \rangle \psi_{j,n} \quad (2.35)$$

et la formule de reconstruction s'écrit :

$$A_{j-1} f = A_j f + D_j f \quad (2.36)$$

Le signal de détail est constitué d'une suite numérique dont les éléments sont aussi les coefficients de la transformée en ondelettes. Le schéma de la décomposition est représenté symboliquement par la figure (2.3) dans laquelle la largeur des rectangles symbolisant les sous-espaces, est proportionnelle à la densité de l'échantillonnage réalisé par la projection du signal dans le sous-espace considéré.

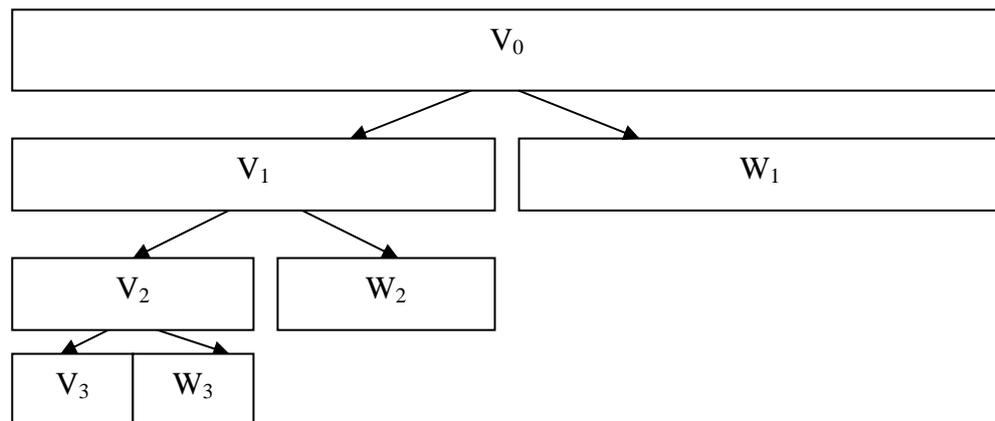


Figure 2.3 : Schéma de l'analyse multirésolution.

2.5 Algorithme récursif

Le problème pour effectuer concrètement la décomposition est que l'on ne dispose pas en général du signal f mais seulement d'une approximation à une échelle donnée.

Il faut donc trouver un algorithme qui, à partir de cette approximation, permet de trouver l'approximation et les détails à la résolution immédiatement inférieure, ce qui par itérations successives conduit à l'analyse du signal pour toutes les résolutions inférieures à celle de départ.

Deux algorithmes principaux ont été mis en évidence dans :

1-L'algorithme à trous [17].

2-L'algorithm de Mallat [11] [12] [13].

Le premier concerne des analyses multirésolution non-orthogonales, le second est pratiquement le seul utilisé dans le cas des analyses orthogonales et biorthogonales.

Nous ne présenterons ici que l'algorithm de Mallat. Une présentation complète est donnée dans [18].

2.5.1 Algorithme d'analyse

2.5.1.1 Projection sur les fonctions d'échelle

Le point clef est fourni par la décomposition de $a_n^j = \langle f, \varphi_{j,n} \rangle$ en fonction de $a_n^{j-1} = \langle f, \varphi_{j-1,n} \rangle$.

Par construction $\varphi(x)$ est une fonction de V_0 ; comme $V_0 \subset V_{-1}$ on peut décomposer $\varphi(x)$ sur la base de V_{-1} . Et donc $\exists h(n)$ une suite numérique avec $n \in Z$ tel que :

$$\varphi(x) = \sum_n h(n) \varphi_{-1,n}(x) \quad (2.37)$$

Avec, conformément $\varphi_{-1,n}(x) = 2^{\frac{1}{2}} \varphi(2x - n)$ soit :

$$h(n) = \langle \varphi, \varphi_{-1,n} \rangle \quad (2.38)$$

La suite numérique $h(n)$ sera considérée comme étant la réponse impulsionnelle d'un filtre numérique. La construction de cette suite peut être menée à partir de la donnée de $\varphi(x)$ et nous verrons qu'un choix de $h(n)$ étant fait (certains conditions sont à respecter) la fonction d'échelle peut être déterminée. On pourra donc définir une analyse multirésolution indifféremment en partant de la fonction d'échelle ou du filtre numérique associé.

Il faut noter que cette dualité d'approche correspond à l'existence de deux écoles : les traiteurs de signal continu qui ont abordé le problème par les fonction de projection et les traiteurs de signal discrets qui ont travaillé sur le filtrage et sur les « bancs de filtres » il a été largement reconnu et démontré que ses deux approches reposaient en fait sur les même concepts de base et ne différaient pas vraiment ; il n'en reste pas moins que les deux écoles subsistent au moins dans la façons de présenter les choses .

Nous nous sommes plutôt placés dans la perspective des traiteurs de signal continu même si dans notre esprit, le signal d'entrée de nos systèmes est discret et correspond directement aux coefficients d'une première projection sur le sous-espace de résolution 0 .

La norme se conservant à travers les échelles :

$$\sum_n h^2(n) = 1 \quad (2.39)$$

Montrons que la décomposition est la même pour des échelles quelconques.

On a :

$$\varphi(x) = \sum_n h(n)2^{1/2}\varphi(2x - n) \quad (2.40)$$

Donc :

$$\varphi_{j,n}(x) = 2^{-j/2} \sum_k h(k)2^{1/2}\varphi(2(2^{-j}x - n) - k) \quad (2.41)$$

Ce qui en regroupant les indices et les exposants conduit à l'équation :

$$\varphi_{j,n} = \sum_k h(k)\varphi_{j-1,k+2n} \quad (2.42)$$

Donc on peut calculer les coefficients $a_n^j = \sum_k h(k)\langle f, \varphi_{j,n} \rangle$ de l'approximation à la résolution j :

$$a_n^j = \sum_k h(k)\langle f, \varphi_{j-1,k+2n} \rangle \quad (2.43)$$

Si on pose $l = k + 2n$, cette expression s'écrit :

$$a_n^j = \sum_l h(l - 2n)\langle f, \varphi_{j-1,l} \rangle \quad (2.44)$$

Et si on note : $\tilde{h}(n) = h(-n)$ la séquence retournée ou le filtre symétrique de h , on obtient :

$$a_n^j = \sum_l \tilde{h}(2n - l)\langle f, \varphi_{j-1,l} \rangle \quad (2.45)$$

et on aura finalement l'équation récursive suivante :

$$a_n^j = \sum_l \tilde{h}(2n - l)a_l^{j-1} \quad (2.46)$$

Si on considère a_n^j comme une séquence numérique indexée par n , le calcul précédent peut être interprété comme un produit de convolution entre \tilde{h} et a^{j-1} évalué pour un indice sur deux ; ou encore comme le filtrage de la séquence a^{j-1} par le filtre de réponse impulsionnelle \tilde{h} suivi par un sous-échantillonnage de rapport 2.

2.5.1.2 Projection sur les fonctions ondelettes

Un schéma analogue est bâti à partir de la décomposition de l'ondelette de W_0 sur la base de V_{-1} :

$$\psi = \sum_n g(n) \varphi_{-1,n} \quad (2.47)$$

ou de façon plus détaillée :

$$\psi = \sum_n g(n) \sqrt{2} \varphi(2x-n) \quad (2.48)$$

Ce qui conduit à l'équation de construction de $g[n]$ suivant:

$$g(n) = \langle \psi, \varphi_{-1,n} \rangle \quad (2.49)$$

$g(n)$ sera également considérée comme la réponse impulsionnelle d'un filtre numérique ; nous verrons que ce filtre est lié au filtre $h(n)$ et qu'il peut être construit à partir de ce dernier. Un calcul analogue en tous points au précédent permet d'écrire les coefficients de détail :

$$d_n^j = \langle f, \psi_{j,n} \rangle \quad (2.50)$$

$$d_n^j = \sum_k g(k) \langle f, \varphi_{j-1,k+2n} \rangle \quad (2.51)$$

On introduit également le filtre symétrique dont la réponse impulsionnelle correspond à la séquence $g(n)$ retournée :

$$\tilde{g}(n) = g(-n) \quad (2.52)$$

La décomposition en ondelettes à l'échelle j pourra donc s'écrire :

$$d_n^j = \sum_l \tilde{g}(2n-l) \langle f, \varphi_{j-1,l} \rangle \quad (2.53)$$

ou encore :

$$d_n^j = \sum_l \tilde{g}(2n-l) a_l^{j-1} \quad (2.54)$$

Cette relation sera interprétée de la même manière que précédemment. On constate que l'algorithme de décomposition est très simple car les filtres $h(n)$ et $g(n)$ impliqués sont très courts. En fait le signal numérique à la résolution inférieure est obtenu par un simple moyennage entre le point étudié et son plus proche voisin, tandis que le signal de détail (perdu lors du changement de résolution) est obtenu en faisant la différence entre le point étudié et son plus proche voisin, le tout à un facteur de normalisation près.

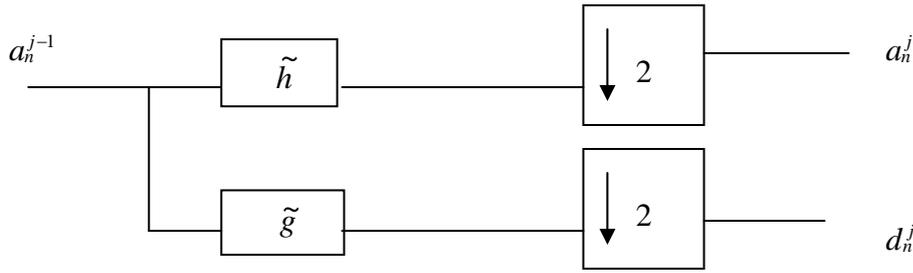


Figure 2.4 :Algorithme d'analyse de Mallat.

2.5.2 Algorithme de reconstruction

La décomposition est gouvernée par l'équation :

$$A_{j-1}f = \sum_n a_n^j \varphi_{j,n} + \sum_n d_n^j \psi_{j,n} \quad (2.55)$$

avec $a_n^j = \langle f, \varphi_{j,n} \rangle$ et $d_n^j = \langle f, \psi_{j,n} \rangle$.

A_j est un projecteur donc $A_j(A_j f) = A_j f$ ce qui s'écrit :

$$A_{j-1}f = \sum_n \underbrace{\langle A_{j-1}f, \varphi_{j-1,n} \rangle}_{a_n^{j-1}} \varphi_{j-1,n} \quad (2.56)$$

En remplaçons dans a_n^{j-1} le terme $A_{j-1}f$ par son expression donnée par (2.55) :

$$a_n^{j-1} = \sum_k a_k^j \langle \varphi_{j,k}, \varphi_{j-1,n} \rangle + \sum_k d_k^j \langle \psi_{j,k}, \varphi_{j-1,n} \rangle \quad (2.57)$$

Or nous avons vu (2.42) au paragraphe précédent que :

$$\varphi_{j,k} = \sum_l h(l) \varphi_{j-1,l+2k} \quad (2.58)$$

On peut donc évaluer le produit scalaire des fonctions d'échelle pour deux résolutions successives quelconques :

$$\langle \varphi_{j,k}, \varphi_{j-1,n} \rangle = \sum_l h(l) \underbrace{\langle \varphi_{j-1,l+2k}, \varphi_{j-1,n} \rangle}_{\delta(n-l-2k)} \quad (2.59)$$

Car les fonctions d'échelles forment une base orthonormée pour une échelle donnée :

$$\langle \varphi_{j,k}, \varphi_{j-1,n} \rangle = h(n-2k) \quad (2.60)$$

et de même pour les ondelettes :

$$\langle \psi_{j,k}, \varphi_{j-1,n} \rangle = g(n-2k) \quad (2.61)$$

d'ou l'équation de reconstruction :

$$a_n^{j-1} = \sum_k a_k^j h(n-2k) + \sum_k d_k^j g(n-2k) \quad (2.62)$$

Cette équation est une somme d'équations de filtrage (produits de convolution) si on remplace la suite a_k^j par une suite a_l^j qui coïncide avec a_k^j pour $l = 2k$; $a_{2k}^j = a_k^j$ et qui est nulle pour les valeurs de l intermédiaires (et de même pour la suite d_k^j).

$$a_k^j = \{ \bullet, \bullet, \bullet, \bullet, \bullet, \bullet, \bullet \} \text{ et } a_l^j = \{ \bullet, 0, \bullet, 0, \bullet, 0, \bullet, 0, \bullet, 0, \bullet, 0 \} \quad (2.63)$$

Cette opération qui consiste à intercaler un zéro entre les échantillons d'une série s'appelle sur-échantillonnage.

L'équation s'écrit :

$$a_n^{j-1} = \sum_l a_l^j h(n-l) + \sum_l d_l^j g(n-l) \quad (2.64)$$

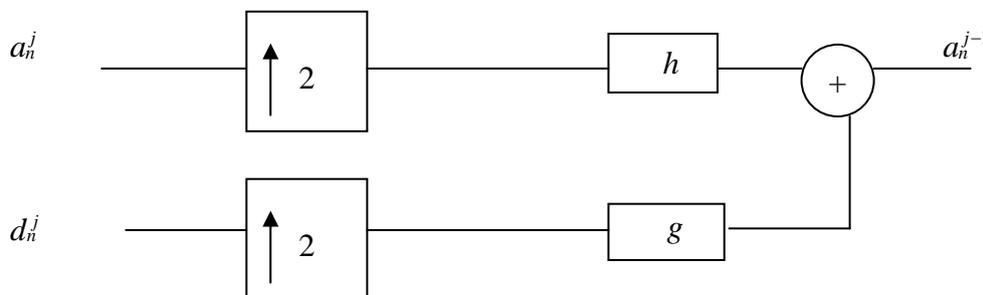


Figure 2.5 : Algorithme de reconstruction de Mallat.

La figure(2.5) présente l'algorithme de synthèse ou de reconstruction étudié.

Les algorithmes d'analyse et de reconstruction que nous venons de présenter sont appelés algorithmes de Mallat ou parfois algorithmes pyramidaux.

On peut dire en conclusion que le calcul de la transformée en ondelettes discrète sur des bases orthonormées se ramène à des opérations de filtrage numérique suivies de sous échantillonnage.

La reconstruction est parfaite et s'effectue également par des filtrages numériques précédés de sur-échantillonnage. Les mêmes filtres (à un renversement du temps près) sont utilisés dans les deux cas.

2.6 Les principales propriétés des fonctions et des filtres à une analyse multirésolution orthogonale

On choisit un filtre numérique h , passe-bas, ayant la propriété d'orthogonalité, vérifiée dans Fourier ou dans l'espace directe ; puis on s'assure, à l'aide de l'algorithme cascade, que l'analyse converge bien et que la fonction d'échelle a des propriétés de compacité et de régularité correctes.

On peut, ensuite, construire le filtre g à partir du filtre h et en déduire par l'algorithme cascade la fonction d'ondelette associé. Dans une variante de cette méthode, on peut commencer par choisir un filtre numérique passe-haut qui sera le filtre g puis, après vérification de la convergence et des bonnes propriétés de la fonction d'ondelette associée, on pourra en déduire le filtre h et la fonction d'échelle correspondante.

$$\langle \varphi(t), \varphi(t+n) \rangle = \delta(n) \quad \forall n \in \mathbb{Z} \quad (2.65)$$

$$\begin{cases} \langle \psi(t), \varphi(t+n) \rangle = 0 & \forall n \in \mathbb{Z} \\ \langle \psi(t), \psi(t+n) \rangle = \delta(n) & \forall n \in \mathbb{Z} \end{cases} \quad (2.66)$$

On a : $\hat{\varphi}(\omega), \hat{\psi}(\omega), \hat{h}(\omega)$ et $\hat{g}(\omega)$ les transformées de Fourier des fonctions $\varphi(t), \psi(t)$ et des filtres numérique $h(n), g(n)$.

$$\hat{\varphi}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{h}\left(\frac{\omega}{2}\right) \hat{\varphi}\left(\frac{\omega}{2}\right) \quad (2.67)$$

$$\hat{\psi}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{g}\left(\frac{\omega}{2}\right) \hat{\varphi}\left(\frac{\omega}{2}\right) \quad (2.68)$$

$$\sum_n |\hat{\varphi}(\omega + 2\pi n)|^2 = 1 \quad (2.69)$$

$$\sum_n |\hat{\psi}(\omega + 2\pi n)|^2 = 1 \quad (2.70)$$

$$|\hat{\varphi}(0)| = 0 \quad (2.71)$$

$$|\hat{\psi}(0)| = 0 \quad (2.72)$$

$$\sum_n \hat{\psi}(\omega + 2\pi n) \cdot \hat{\varphi}^*(\omega + 2\pi n) = 0 \quad (2.73)$$

$$\hat{g}(\omega) \hat{h}^*(\omega) + \hat{g}(\omega + \pi) \hat{h}^*(\omega + \pi) = 0 \quad (2.74)$$

$$\sum_k h(k)h(2n+k) = \delta(n) \quad (2.75)$$

$$\sum_k |h(k)|^2 = \sum_k |g(k)|^2 = 1 \quad (2.76)$$

$$|\hat{h}(\omega)|^2 + |\hat{h}(\omega + \pi)|^2 = 2 \quad (2.77)$$

$$|\hat{g}(\omega)|^2 + |\hat{g}(\omega + \pi)|^2 = 2 \quad (2.78)$$

$$|\hat{h}(\omega)|^2 + |\hat{g}(\omega)|^2 = 2 \quad (2.79)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{h}(0) = \sum_n h(n) = \sqrt{2} \\ |\hat{h}(\pi)| = 0 \end{array} \right. \quad (2.80)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{g}(0) = \sum_n g(n) = 0 \\ |\hat{g}(\pi)| = \sqrt{2} \end{array} \right. \quad (2.81)$$

$$\hat{g}(\omega) = -\hat{\lambda}(\omega) \cdot \hat{h}^*(\omega + \pi) \quad (2.82)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\lambda}(\omega) \text{ est } 2\pi \text{ p\u00e9riodique} \\ \hat{\lambda}(\omega) + \hat{\lambda}(\omega + \pi) = 0 \\ |\hat{\lambda}(\omega)| = 1 \end{array} \right. \quad (2.83)$$

2.7 Types d'ondelettes

2.7.1 Ondelette de Haar

Nous prendrons comme point de d\u00e9part, la construction de la fonction de Haar utilis\u00e9e comme m\u00e8re des fonctions d'\u00e9chelle. La fonction d'\u00e9chelle de l'analyse de Haar est donn\u00e9e dans [16] par l'\u00e9quation (2.84) et repr\u00e9sent\u00e9e par la figure(2.6).

$$\varphi(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < 0 \\ 1 & \text{si } 0 \leq x < 1 \\ 0 & \text{si } 1 \leq x \end{cases} \quad (2.84)$$

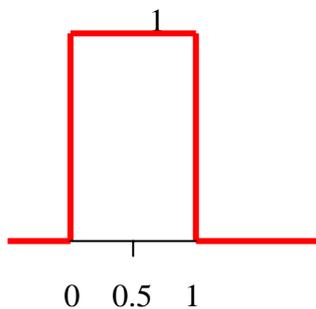


Figure 2.6 : Fonction d'\u00e9chelle de l'analyse de Haar.

L' Ondelette m\u00e8re de l'analyse de Haar est donn\u00e9e dans [16] par l'\u00e9quation (2.85) et repr\u00e9sent\u00e9e par la figure 2.7.

$$\psi(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < 0 \\ 1 & \text{si } 0 \leq x < 1/2 \\ -1 & \text{si } 1/2 \leq x < 1 \\ 0 & \text{si } 1 \leq x \end{cases} \quad (2.85)$$

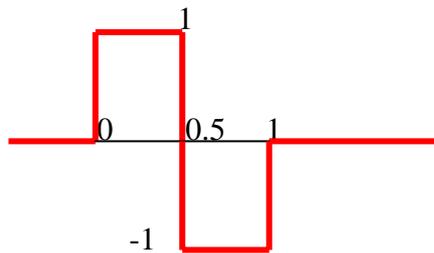


Figure 2.7 : Fonction ondelette de l'analyse de Haar.

2.7.2 Ondelette de Morlet

Cette ondelette n'a aucune fonction d'échelle, mais elle a une forme simple, c'est une gaussienne modulée par une exponentielle complexe [16].

$$\psi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} e^{-i\omega_0 x} \quad (2.86)$$

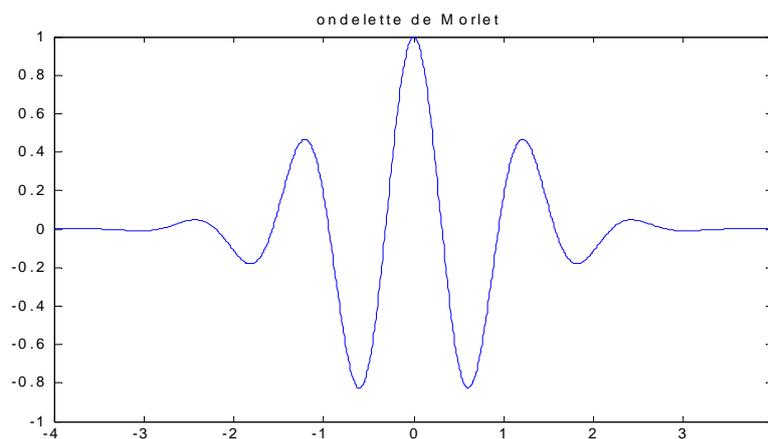


Figure 2.8 : Ondelette de Morlet

2.7.3 Le chapeau mexicain

Cette ondelette aussi, ne possède pas une fonction d'échelle, mais elle a la forme de la dérivée seconde d'une gaussienne [16]. Elle est représentée par la figure 2.9.

$$\psi(x) = \frac{2}{\sqrt{3}} \pi^{-\frac{1}{4}} (1 - x^2) e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (2.87)$$

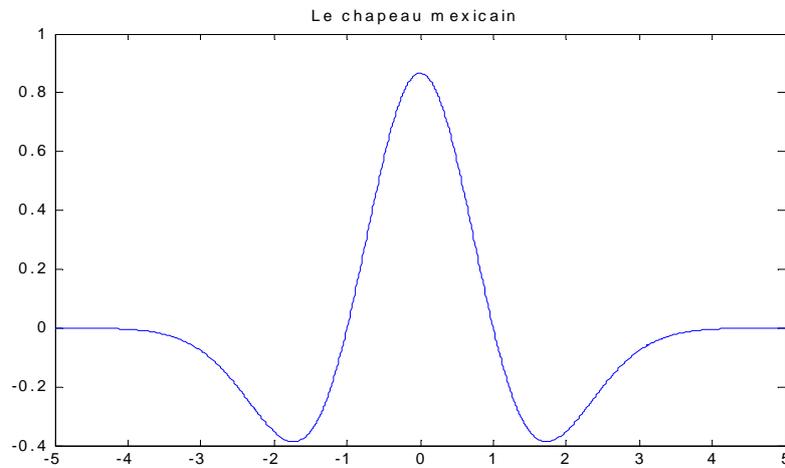


Figure 2.9 : Ondelette chapeau mexicain.

2.7.4 L'ondelette de Meyer

Les fonctions d'ondelette $\hat{\psi}(\omega)$ et d'échelle $\hat{\phi}(\omega)$ de l'ondelette de Meyer sont définies dans le domaine des fréquences dans [19] par :

$$\hat{\psi}(\omega) = (2\pi)^{-\frac{1}{2}} e^{\frac{i\omega}{2}} \sin\left(\frac{\pi}{2} v\left(\frac{3}{2\pi}|\omega| - 1\right)\right) \quad \text{si } \frac{2\pi}{3} \leq |\omega| \leq \frac{4\pi}{3} \quad (2.88)$$

$$\hat{\psi}(\omega) = (2\pi)^{-\frac{1}{2}} e^{\frac{i\omega}{2}} \cos\left(\frac{\pi}{2} v\left(\frac{3}{4\pi}|\omega| - 1\right)\right) \quad \text{si } \frac{4\pi}{3} \leq |\omega| \leq \frac{8\pi}{3} \quad (2.89)$$

$$\hat{\psi}(\omega) = 0 \quad \text{si } |\omega| \notin \left[\frac{2\pi}{3}, \frac{8\pi}{3}\right] \quad (2.90)$$

avec : $v(a) = a^4(35 - 84a + 70a^2 - 20a^3)$ $a \in [0,1]$

$$\hat{\phi}(\omega) = (2\pi)^{-\frac{1}{2}} \quad \text{si } |\omega| \leq \frac{2\pi}{3} \quad (2.91)$$

$$\hat{\phi}(\omega) = (2\pi)^{-\frac{1}{2}} \cos\left(\frac{\pi}{2} v\left(\frac{3}{2\pi}|\omega| - 1\right)\right) \quad \text{si } \frac{2\pi}{3} \leq |\omega| \leq \frac{4\pi}{3} \quad (2.92)$$

$$\hat{\phi}(\omega) = 0 \quad \text{si } |\omega| > \frac{4\pi}{3} \quad (2.93)$$

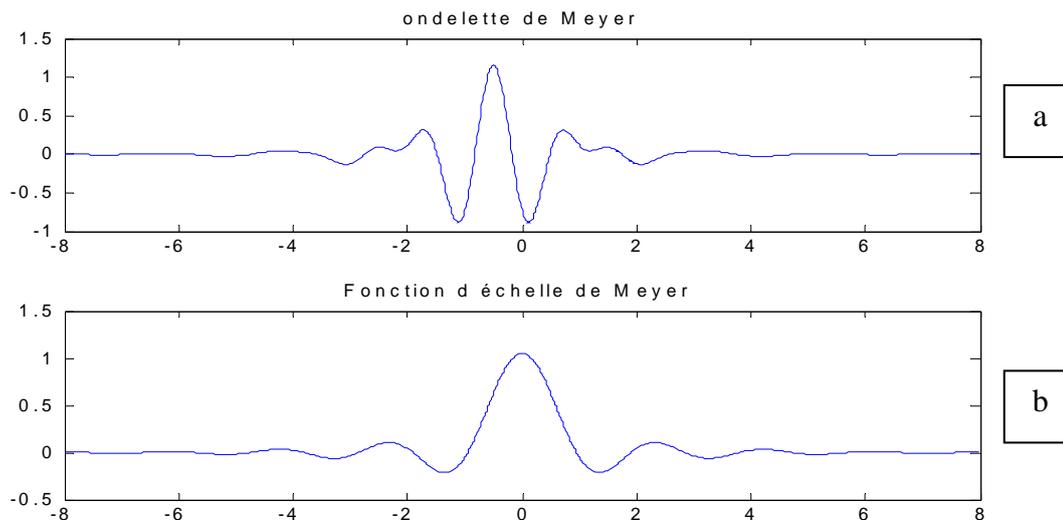


Figure 2.10 : a- Fonction ondelette de Meyer.

b- Fonction d'échelle de Meyer.

2.7.5 Ondelette à support compact (Daubechies)

Nous présentons dans ce paragraphe, la construction d'une famille de bases d'ondelettes et des filtres associés qui assure la compacité des supports tout en préservant l'orthonormalité. Le prix à payer est l'abandon de la linéarité en phase ou plus simplement de la symétrie droite-gauche. L'avantage de la compacité des fonctions de base et surtout des filtres associés, est l'économie en coût de calcul qu'elle procure.

Le filtrage peut s'effectuer directement par l'application de masques de convolution courts et des applications temps réel sont facilement envisageables. Ces bases ont été proposées pour la première fois dans le cadre de l'analyse multirésolution en ondelettes par Ingrid Daubechies en 1988. Ces ondelettes n'ont aucune expression explicite excepté l'ondelette de Haar (qui est l'ondelette de Daubechies d'ordre 1), mais le module carré de la fonction de transfert du filtre numérique h associée à la fonction d'échelle $\varphi(x)$ est explicite et assez simple.

L'expression de la fonction de transfert est donnée dans [16] par :

$$H(z) = \left[\frac{(1+z)}{2}\right]^N \cdot H_N(z) \quad (N : \text{l'ordre d'ondelettes}) \quad (2.94)$$

Le deuxième facteur : $H_N(z)$ est un filtre à N coefficients.

Exemple : pour $N=4$

$$H(z) = \frac{(1+z)^4}{16} \cdot (3.6860z^3 - 3.3066z^2 + 1.20436z - 0.1696) \quad (2.95)$$

Exemple: pour $N=6$

$$H(z) = \frac{(1+z)^6}{16} \cdot (7.13860z^5 - 11.17572z^4 + 8.04775z^3 - 3.24691z^2 + 0.71943z - 0.06895) \quad (2.96)$$

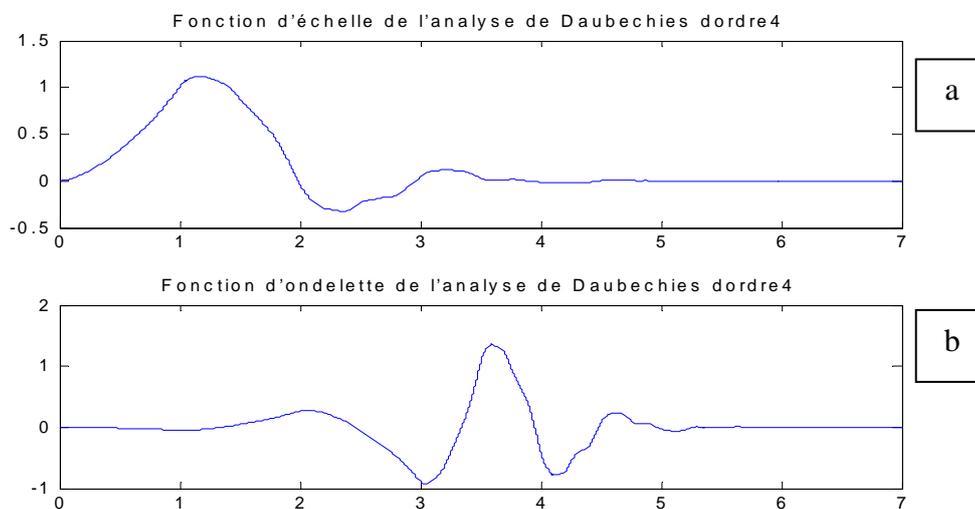


Figure 2.11 : a-Fonction d'échelle de l'analyse de Daubechies d'ordre 4.
b- Fonction d'ondelette de l'analyse de Daubechies d'ordre 4.

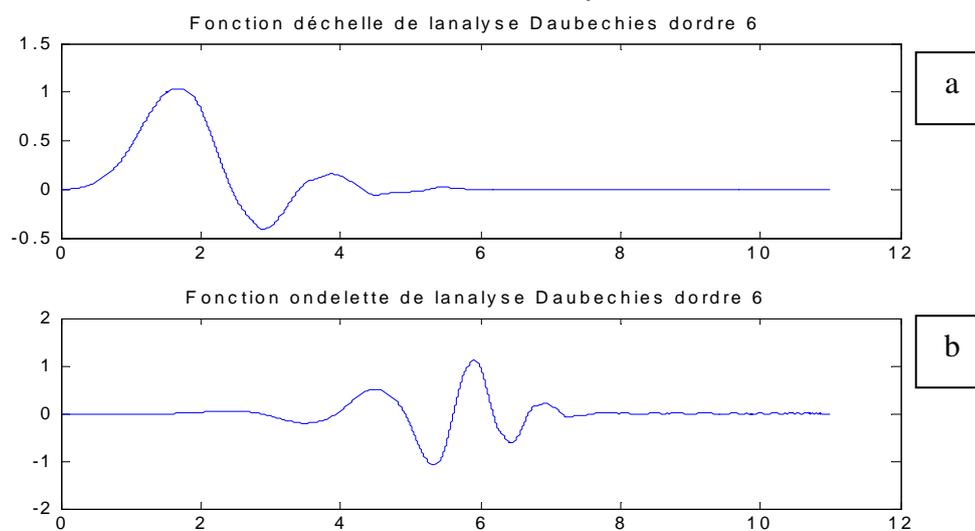


Figure 2.12 : a-Fonction d'échelle de l'analyse de Daubechies d'ordre 6.
b- Fonction d'ondelette de l'analyse de Daubechies d'ordre 6.

Pour des valeurs élevées de N (l'ordre), la précision des calculs peut poser problème et l'orthonormalité des bases obtenues peut alors n'être qu'approximative. De la figure (2.12), on constate que lorsque l'ordre des polynômes augmente, la fonction d'échelle gagne en régularité et voit son étendue spectrale diminuer ; cette évolution apparaît de la même façon pour les ondelettes. Elle se paie évidemment par l'allongement des filtres associés.

2.7.6 Les ondelettes Symlets

Daubechies propose dans [19] des modifications de ses ondelettes. Leurs symétries peuvent être augmentées tout en maintenant la grande simplicité. Symlets sont seulement près de symétriques. Donc les Symlets sont des ondelettes de Daubechies modifier. En choisissant le filtre numérique h associés à la fonction d'échelle $\varphi(x)$ tels que le module de toutes ses racines est strictement moins de 1, nous construisons les ondelettes de Daubechies. En faisant un autre choix, nous obtenons des filtres plus symétriques; ce sont des symlets.

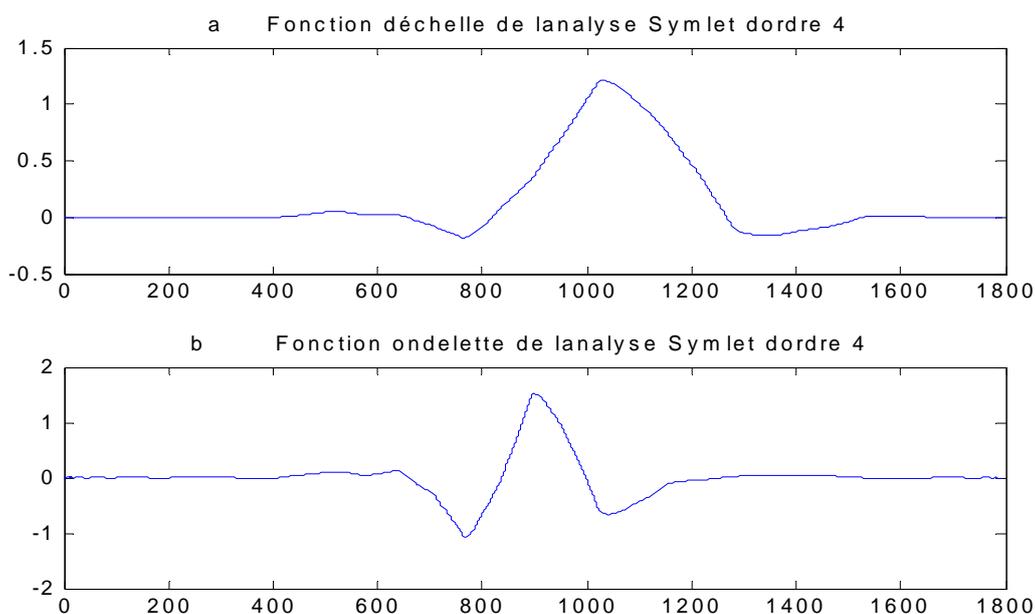


Figure 2.13 : a- Fonction d'échelle de l'analyse Symlet d'ordre 4.
b- Fonction ondelette de l'analyse Symlet d'ordre 4.

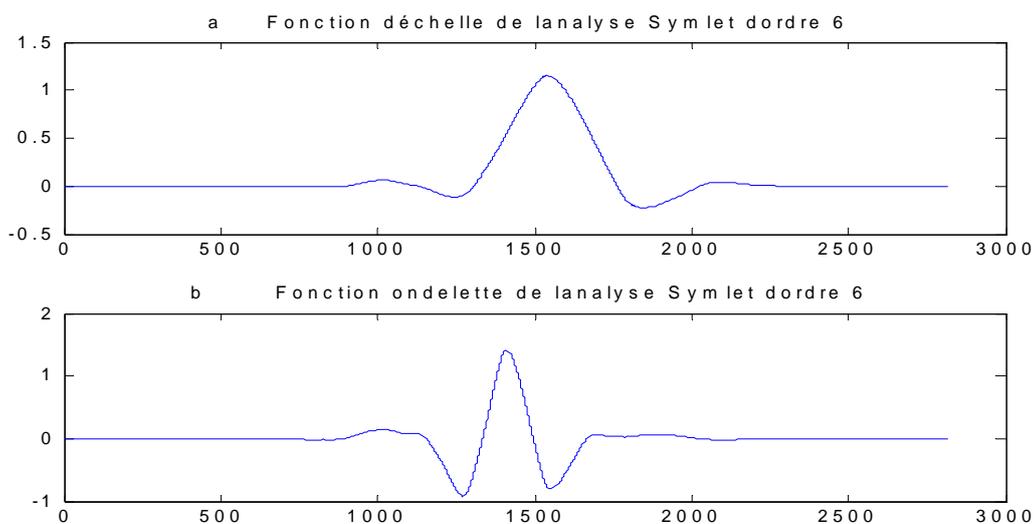


Figure 2.14: a-Fonction d'échelle de l'analyse Symlet d'ordre 6.
b-Fonction ondelette de l'analyse Symlet d'ordre 6.

2.7.7 Les ondelettes Coiflets

Construites par Daubechies [19] sur demande de Coifman, les ondelettes de Coiflets sont beaucoup plus symétriques que les Symlets. La fonction ondelette ψ à des ordres $2N$ égaux à 0 et la fonction d'échelle ϕ à des ordres $2N-1$ égaux à 0. Les deux fonctions ont un appui de la longueur $6N-1$ (N est l'ordre). Si S est un signal continu suffisamment régulier de temps, à l'échelle j le coefficient $\langle S, \phi_{-j,k} \rangle$ est rapproché à $2^{-\frac{j}{2}} S(2^{-j}k)$.

Si S est un polynôme du degré d , $d \leq N - 1$, alors l'approximation devient une égalité.

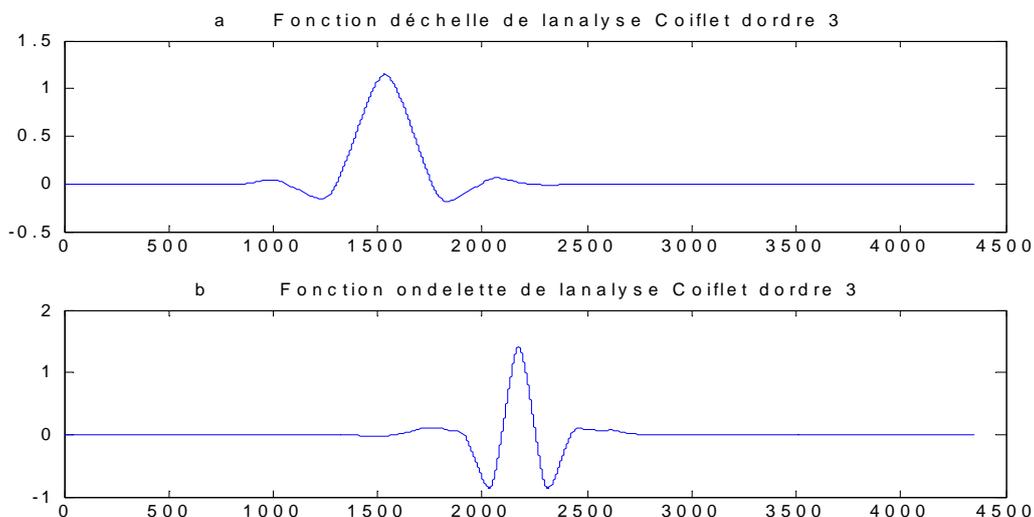


Figure 2.15 : a-Fonction d'échelle de l'analyse Coiflet d'ordre 3.
b-Fonction ondelette de l'analyse Coiflet d'ordre 3.

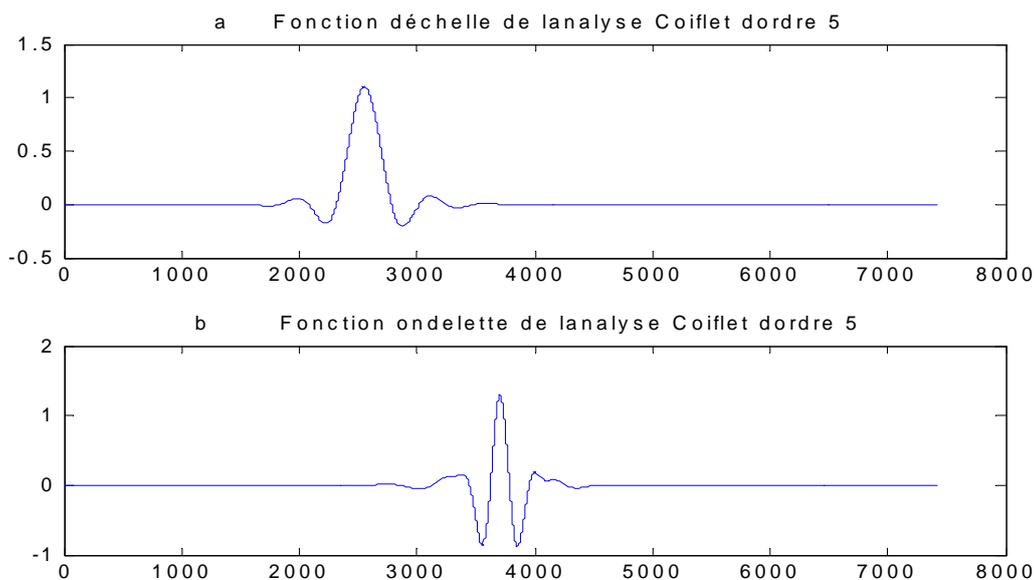


Figure 2.16 : a-Fonction d'échelle de l'analyse Coiflet d'ordre 5.
b-Fonction ondelette de l'analyse Coiflet d'ordre 5.

2.8 Le filtrage dans le domaine temps –échelle

Dans la récente littérature sur les ondelettes, on rencontre souvent le terme filtrage décrivant différentes façon de rejeter le bruit contaminant les signaux. La transformée en ondelette possède quelques propriétés qui la rendent meilleure pour des applications de filtrage. Citons :

-La compression : La transformée en ondelettes d'un signal réel tend à prendre une forme éparse c'est à dire le signal est représenté par peu de coefficients d'amplitudes importantes[20].

-La persistance : les coefficients en ondelettes tendent à se propager à travers les échelles[20]. Plusieurs méthodes, basées sur la manipulation des coefficients en ondelettes.

Elles sont en général, vues comme une opération de classification binaire : les coefficients sont classés en deux groupes.

Le premier groupe contiendra les coefficients dits « réguliers » dus au signal sous-jacent (propre). Le second contiendra ceux catalogués comme du bruit pur.

Plusieurs critères de classification sont possibles :

1-Certaines méthodes se basent sur le calcul des exposants de Holer, elles proposent que le bruit soit moins régulier que les signaux naturels donc caractérisé par des coefficients plus petits [20].

2-D'autres utilisent la valeur absolue des coefficients comme mesure de régularité : les coefficients d'amplitudes les plus importants sont les plus réguliers [21]. Le présent travail traite des méthodes basées sur le deuxième critère, dites par seuillage.

Deux types de seuillage existent [22] : le seuillage soft et le seuillage hard.

2.8.1 Seuillage soft

Si un coefficient du signal de l'observation est inférieur à un certain seuil, il est considéré comme étant du bruit pur et est remplacé par zéro, sinon il est rétréci de la valeur du seuil (figure 2.17).

$$\left\{ \begin{array}{ll} \delta C_i^Y = \text{sgn}(C_i^Y)(|C_i^Y| - \delta), & \text{si } |C_i^Y| \geq \delta \\ \delta C_i^Y = 0 & \text{si } |C_i^Y| < \delta \end{array} \right. \quad (2.97)$$

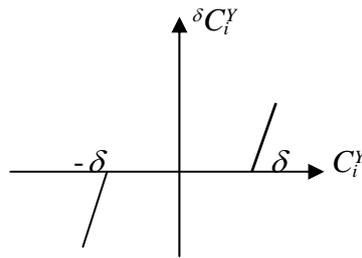


Figure 2.17 : Le seuillage soft

C_i^y : Est un coefficient en ondelette d'un signal y à la position i .

δC_i^y : Est un coefficient en ondelette d'un signal y à la position i à qui on a appliqué le seuillage.

2.8.2 Seuillage hard

Si un coefficient du signal de l'observation est inférieur à un certain seuil, il est considéré comme étant du bruit pur et est remplacé par zéro, sinon il est gardé tel qu'il est (figure 2.18).

$$\begin{cases} \delta C_i^y = C_i^y, & \text{si } |C_i^y| \geq \delta \\ \delta C_i^y = 0 & \text{si } |C_i^y| < \delta \end{cases} \quad (2.98)$$

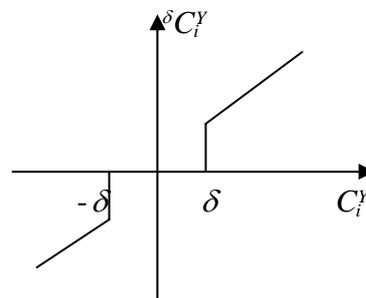


Figure 2.18 : Le seuillage hard

2.8.3 Débruitage en utilisant la transformée en ondelettes discrète

Les méthodes par seuillage ont le schéma commun suivant :

- Calculer la (TOD) du signal de l'observation.
- Calculer le seuil.
- Appliquer le seuillage (hard ou soft) aux coefficients obtenus en (a).
- Calculer la (TOD) inverse basée sur les coefficients modifiés pour obtenir le signal filtré.

Une question naturelle se pose cependant :

Comment est-elle choisie la valeur du seuil de décision ? C'est par la réponse à cette question que diffère une méthode d'une autre.

2.8.4 Choix du seuil

2.8.4.1 Seuil fixe ou universel :

En utilisant le seuil à forme fixe (seuil universel) [23.24] donné par la relation suivante:

$$\delta_i = \sigma_i \sqrt{2 \ln(N_i)} \quad (2.99)$$

σ_i : étant l'écart type du niveau de résolution i .

N_i : Le nombre total de coefficients d'ondelettes.

2.8.4.2 Seuil SURE :

En utilisant le seuil sélectionné à partir du principe Sten's Unbiased Risk (l'estimateur SURE): Cette méthode propose de trouver un seuil δ qui optimise un certain critère $c(f, \hat{f}_\delta)$ avec \hat{f}_δ l'estimateur SURE (Sten's Unbiased Risk Estimate) l'estimé de f proposé par Donoho et Johnstone [24], choisit un seuil qui minimise la fonction risque $R(\delta)$.

$$R(\delta) = R(f, \hat{f}_\delta) = E \left\{ \left\| f - \hat{f}_\delta \right\|^2 \right\} \quad (2.100)$$

Soit : $\delta = \arg \min_{\delta} \{ R(\delta) : \delta \in \mathbb{R}^+ \}$.

$$\text{SURE}(\delta) = \frac{1}{N} \left\| \delta C_i^y - C_i^y \right\|^2 + \frac{N - 2N_0}{N} \sigma^2 \quad (2.101)$$

N_0 : le nombre de coefficients remplacé par 0.

N : le nombre de coefficients total.

C_i^y : un coefficients d'ondelettes du signal y à la position i .

δC_i^y : un coefficients d'ondelettes du signal y à la position i seuillé.

2.8.4.3 Seuil Minimax :

En utilisant le principe du minimax seuil, qui utilise δ^* présenter dans la table I du Ref.[25].

$$\delta_i = \sigma_i \delta^* \quad (2.102)$$

2.8.4.4 Seuil à partir de la moyenne et l'écart type :

Dans ce travail, il à été proposé dans [26] une nouvelle règle pour le calcul du seuil s_i^k à partir de la moyenne μ_i et l'écart type σ_i selon les expressions suivantes :

$$s_i^k = (\mu_i + k\sigma_i)^{1/2} \quad (2.103)$$

M_i : Le nombre total des coefficients d'ondelettes pour le niveau i .

ou k est un paramètre qui peut être ajusté.

Cette méthode était utilisé dans [26] avec un bruit Gaussien (0,1), l'application de cette règle avec un bruit de structure na pas donnée de bon résultats. Pour cela, nous avons apporté les modifications suivantes :

$$s_i^k = k * (\mu_i + \sigma_i) \quad (2.104)$$

avec :

$$\mu_i = \sum_{j=1}^{M_i} x / M_i \quad (2.105)$$

$$\sigma_i^2 = \sum_{j=1}^{M_i} (x - \mu_i)^2 / (M_i - 1) \quad (2.106)$$

M_i : Le nombre total des coefficients d'ondelettes pour le niveau i .

ou k est un paramètre qui peut être ajusté avec un pas de 0.1 jusqu a l'obtention d'un résultat satisfaisant ($k > 3$) .

2.8.5 Récapitulatif de l'algorithme de débruitage

Dans ce travail Les méthodes par seuillage ont le schéma suivant :

a) Calculer la (TOD) du signal en utilisant la transformée en ondelettes orthonormale à filtres (RIF) :

- La famille Symlets à plusieurs ordres
- La famille Daubechies à plusieurs ordres.
- La famille Coiflets à plusieurs ordres.

b) Le choix du seuil se fait par les méthodes suivantes :

- En utilisant le seuil à forme fixe.
- En utilisant le seuil sélectionné à partir du principe Sten's Unbiased Risk (SURE).
- En utilisant le principe du minimax seuil.
- En utilisant la moyenne et l'écart type.

c) Appliquer le seuillage (hard ou soft) aux coefficients d'ondelettes obtenus .

d) Calculer la (TOD) inverse basée sur les coefficients modifiés pour obtenir le signal filtré.

2.9 Le rapport signal sur bruit (SNR)

Nous utilisons dans cette étude le rapport signal sur bruit (SNR) défini dans [26] par :

$$SNR = 10 \log\left(\frac{\sum_{i=1}^{N_s} (s_i^2 / N_s)}{\sum_{i=1}^{N_y} (y_i^2 / N_y)}\right) \quad (2.107)$$

Avec :

s_i : Le signal écho.

N_s : la largeur du signal écho.

y_i : Le signal total.

N_y : la largeur du signal total.

2.10 Conclusion

Nous venons d'exposer dans ce chapitre, quelques fondements de la transformée en ondelettes (continue et discrète). Nous avons présenté l'analyse multirésolution .

Ensuite, nous avons décrit une méthode de traitement du signal permettant la détection des défauts noyée dans le bruit, qui se base sur la décomposition du signal par la transformée en ondelettes discrète, le seuillage du signal en utilisant plusieurs formes de seuils et la reconstruction du signal en utilisant la transformée en ondelettes discrète inverse.

Les différentes et principales méthodes de seuillage ont été décrites. L'étude menée dans ce chapitre, a servi à l'implémentation des algorithmes réalisés qui sera décrite dans le chapitre 3.

Chapitre 3

Applications aux signaux ultrasonores.

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous simulons le cas d'une détection d'un défaut par ultrasons en présence d'un bruit de structure issu des grains constituant le matériau. Tout d'abord, nous présentons le signal de ce type de bruit modélisé et nous montrons les principaux résultats de toutes les méthodes de la transformée d'ondelettes implémentées.

3.2 Simulation du bruit et du signal écho de défaut

Afin d'élaborer ce travail, nous avons simulé un signal (figure 3.1) représentant un écho de défaut. Le bruit de structure est illustré par la figure 3.2.

L'objet de ce travail consiste à extraire le signal écho du défaut noyé dans le bruit de structure à différents pourcentages (Figure 3.3 : écho noyé dans le bruit de structure).

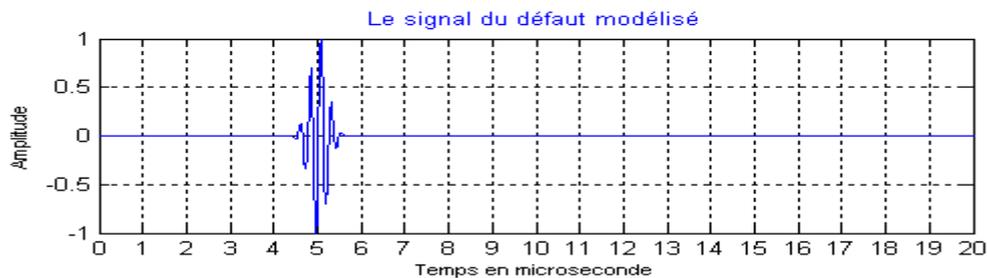


Figure 3.1 : Signal du défaut simulé.

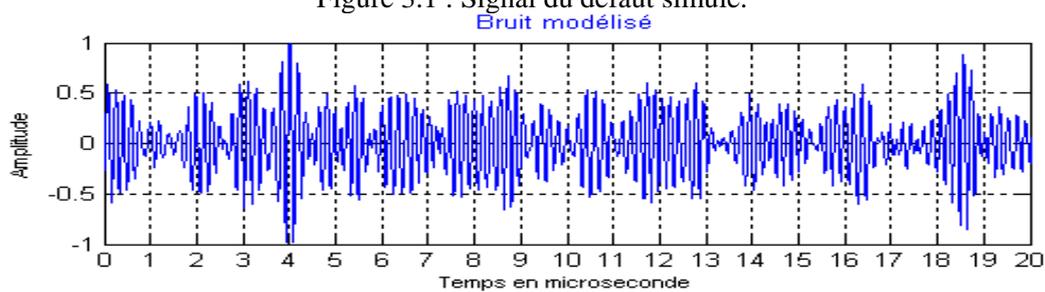


Figure 3.2 : Bruit modélisé.

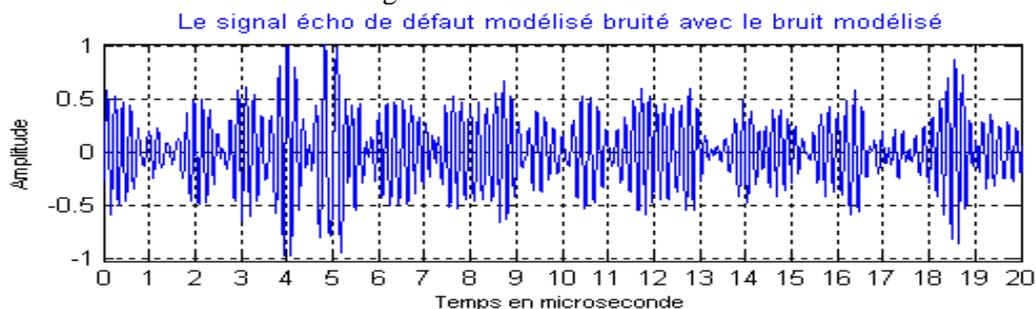


Figure 3.3 : Signal du défaut modélisé + bruit modélisé.

Donc le signal d'entrée à traiter, est constitué du signal écho de défaut positionné dans l'échelle temporelle d'une manière aléatoire additionné au bruit de structure. Différents niveaux du bruit sont utilisés. Nous définissons le pourcentage du bruit injecté comme étant le rapport entre l'amplitude maximale de l'écho du défaut divisé par l'amplitude maximale du bruit. Par exemple, un taux de bruit de 100% signifie que les amplitudes maximales de l'écho du défaut et du bruit sont égales. Le tableau 3.1 donne la valeur du rapport signal sur bruit SNR_{in} en dB, des différents taux du bruit utilisés.

Taux du bruit en %	Rapport signal sur bruit SNR_{in} en dB
50	6.5247
100	3.1041
120	2.3334
150	1.5354
180	1.0104

Tableau (3.1) : Le rapport signal sur bruit (SNR_{in}) du signal bruité en dB en fonction du taux du bruit injecté.

Dans le but de mener à bien cette simulation c'est-à-dire étudier les trois familles d'ondelettes avec différentes méthodes de seuillage et comparer ensuite les résultats pour pouvoir choisir l'algorithme le plus robuste, nous adopterons la méthodologie suivante :

a) Calculer la TOD du signal en utilisant :

- La famille Daubechies à plusieurs ordres.
- La famille Coiflets à plusieurs ordres.
- La famille Symlets à plusieurs ordres.

b) Appliquer le seuillage hard et soft en utilisant :

- le seuil à forme fixe (seuil universel)
- le seuil SURE.
- le seuil minimax.
- La moyenne et l'écart type.

c) Calculer la TOD inverse basée sur les coefficients modifiés pour obtenir le signal filtré.

d) Calculer le gain en SNR de chaque méthode.

3.3 Débruitage du signal par l'ondelette de Daubechies

Dans cette partie, nous avons étudié la famille d'ondelette de Daubechies avec ses différents niveaux. Dans le but de ne pas encombrer ce mémoire par des résultats semblables et répétitifs, nous avons choisi de montrer les résultats de simulation de l'ondelette de Daubechies d'ordre 1 (Haar) et d'ordre 6. Il est à noter que la décomposition des signaux a été réalisée au niveau 6.

Comme exemple, nous avons choisi de montrer le résultat de l'application du filtrage par l'ondelette de Daubechies d'ordre 6 au niveau 6 en utilisant les seuillages soft et hard du type universel.

La figure 3.4 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 3.10$ dB et le signal écho du défaut filtré en utilisant l'ondelette Daubechies d'ordre 6 au niveau 6 en appliquant le seuillage soft et le seuil universel. La gain obtenu est de l'ordre de $SNR_{out} - SNR_{in} = 6.73$ dB.

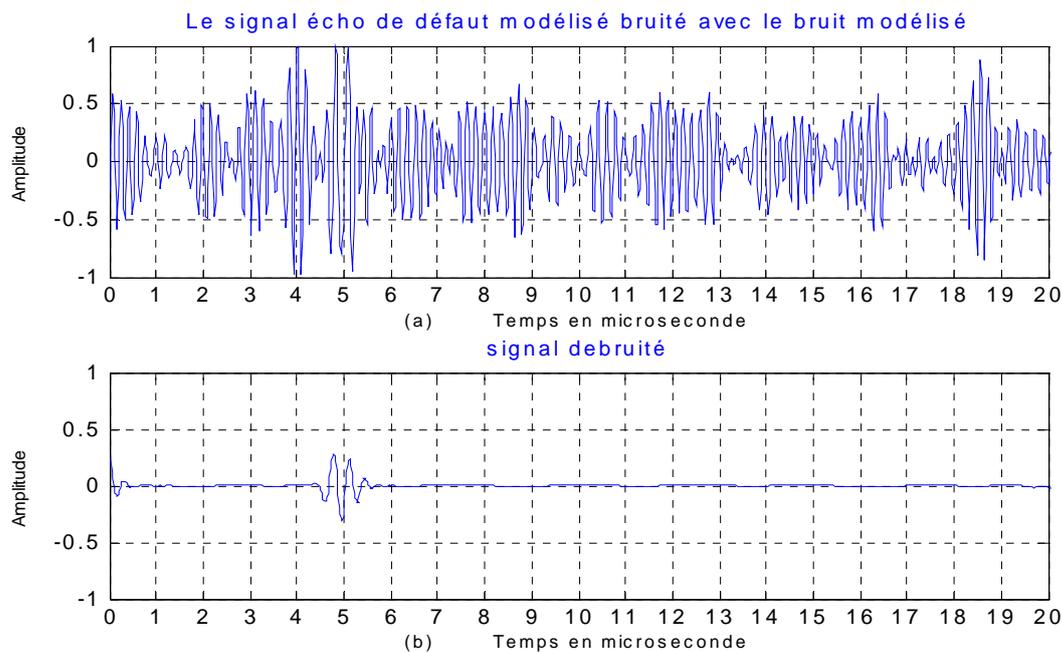


Figure 3.4 :(a) Signal écho bruité à 100 %.

(b) Signal débruité par l'ondelette de Daubechies d'ordre 6 au niveau 6 en appliquant le seuillage soft du type le seuil universel . $SNR_{out} - SNR_{in} = 6.73$ dB.

La figure 3.5 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 3.10$ dB et le signal écho du défaut filtré en utilisant l'ondelette Daubechies d'ordre 6 au niveau 6 en appliquant le seuillage hard et le seuil universel. $SNR_{out} - SNR_{in} = 6.77$ dB.

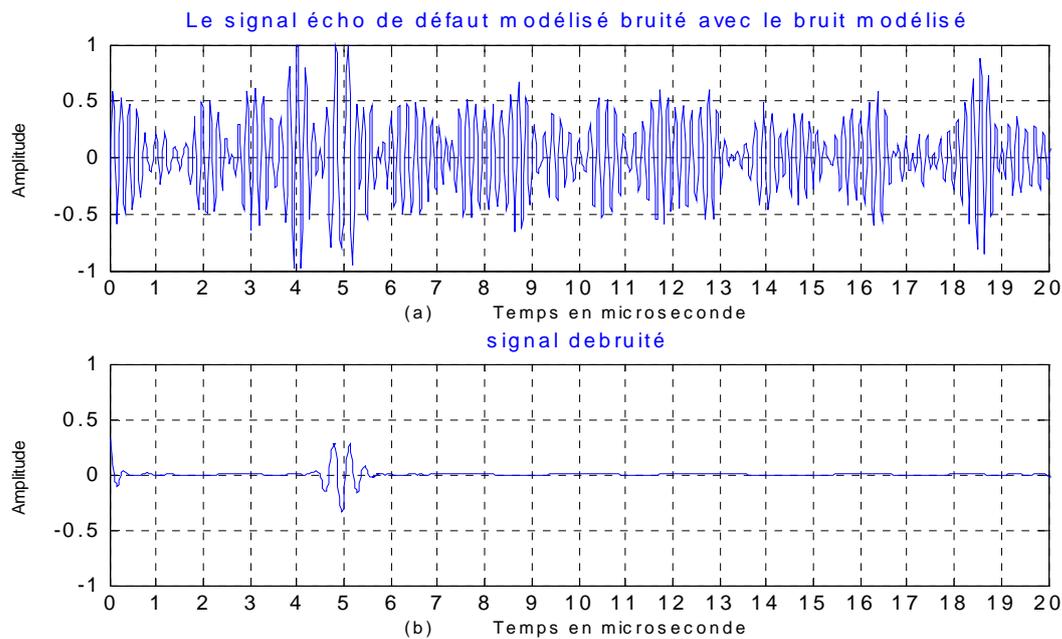


Figure 3.5 : (a) Signal écho bruité à 100 %.
 (b) Signal débruité par l'ondelette de Daubechies d'ordre 6 au niveau 6
 en appliquant le seuillage hard du type universel. $SNR_{out} - SNR_{in} = 6.77$ dB.

Le tableau 3.2 résume les résultats obtenus du gain en dB en fonction du taux du bruit injecté au signal utile. Le filtrage est réalisé en utilisant l'ondelette Daubechies à l'ordre 1 au niveau 6 et en utilisant le seuillage soft et hard en appliquant un seuil calculé à partir des quatre algorithmes sure, universel, minimax, et la moyenne et l'écart type.

Taux du bruit en %	Le rapport signal sur bruit $SNR = SNR_{out} - SNR_{in}$							
	Db1 (Daubechies d'ordre 1)							
	Soft				Hard			
	SURE	FIXE	MINIMAX	Moyenne et (k=3.4) Ecart type	SURE	FIXE	MINIMAX	Moyenne et (k=3.4) Ecart type
50	3.8739	4.3624	4.2268	4.3593	2.8540	4.5300	3.4297	4.5287
100	3.6395	6.8998	5.0586	6.2233	3.0435	7.5570	3.2650	7.3017
120	2.8304	7.0565	4.2401	6.0347	2.8209	8.2076	2.9160	7.8401
150	1.1195	6.4857	2.7937	5.2326	0.8908	8.8049	-1.046	7.7783
180	0.0705	5.1014	1.3830	4.1197	0.9795	9.1148	-1.269	7.7889

Tableau (3.2) : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction du taux du bruit injecté.

Le tableau 3.3 résume les résultats obtenus du gain en dB en fonction du taux du bruit injecté au signal utile. Le filtrage est réalisé en utilisant l'ondelette Daubechies à l'ordre 6 au niveau 6 et en utilisant le seuillage soft et hard en appliquant un seuil calculé à partir des quatre algorithmes sure, universel, minimax et la moyenne et l'écart type.

Taux du bruit en %	Le rapport signal sur bruit $SNR = SNR_{out} - SNR_{in}$							
	Db6 (Daubechies d'ordre 6)							
	Soft				Hard			
	SURE	FIXE	MINIMAX	Moyenne et (k=3.4) Ecart type	SURE	FIXE	MINIMAX	Moyenne et (k=3.4) Ecart type
50	3.9057	4.2491	4.2380	3.0532	2.5584	4.4720	3.3258	4.2884
100	4.5364	6.7317	5.7693	1.8653	2.9480	6.7695	3.8358	4.3693
120	4.0982	7.0152	5.7379	0.1162	2.2411	7.0870	2.7217	4.2197
150	3.3981	6.9975	5.3446	-3.825	1.1417	7.1921	2.7945	3.7292
180	2.6562	6.6470	4.4896	-10.37	1.1398	7.0070	-4.361	3.0901

Tableau (3.3) : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction du taux du bruit injecté.

Suite aux résultats obtenus et repris dans les tableaux (3.2) et (3.3), nous constatons que les gains obtenus par les deux types d'ondelettes sont équivalentes.

3.4 Débruitage du signal par l'ondelette de Coiflets

Comme exemple, nous avons choisi de montrer le résultat de l'application du filtrage par l'ondelette de Coiflets d'ordre 2 au niveau 6 en utilisant les seuillages soft et hard du type universel.

La figure 3.6 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 3.10$ dB et le signal écho du défaut filtré en utilisant l'ondelette Coiflet d'ordre 2 au niveau 6 en appliquant le seuillage soft et le seuil universel. Le gain obtenu est $SNR_{out} - SNR_{in} = 7.23$ dB.

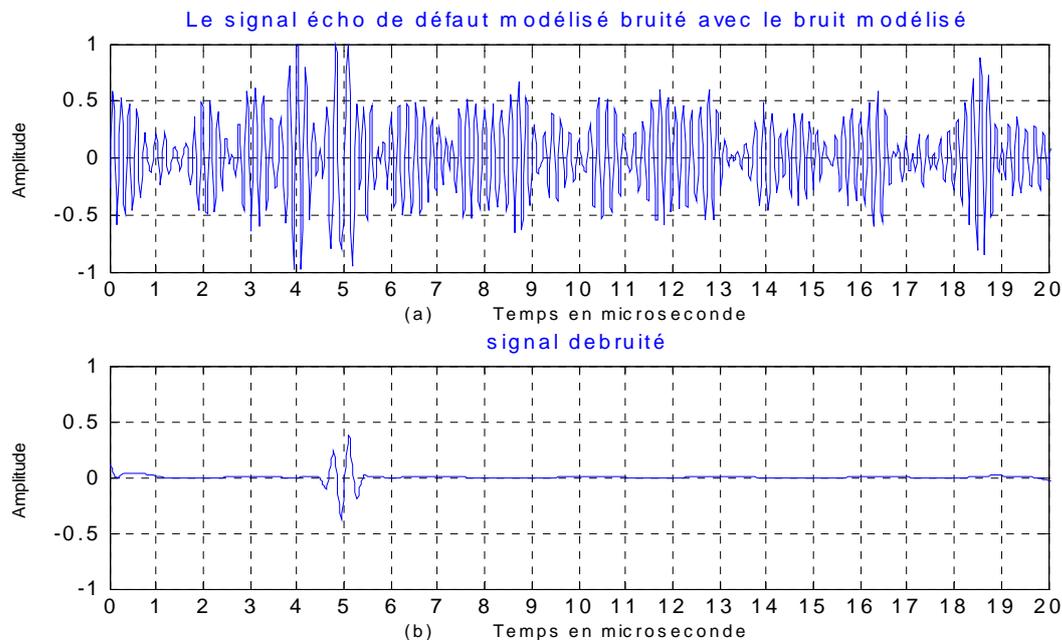


Figure 3.6 : (a) Signal écho bruité à 100 %.
 (b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Coiflet d'ordre 2 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel. $SNR_{out} - SNR_{in} = 7.23$ dB.

La figure 3.7 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 3.10$ dB et le signal écho du défaut filtré en utilisant l'ondelette Coiflet d'ordre 2 au niveau 6 en appliquant le seuillage hard et le seuil universel. La gain obtenu est $SNR_{out} - SNR_{in} = 7.35$ dB.

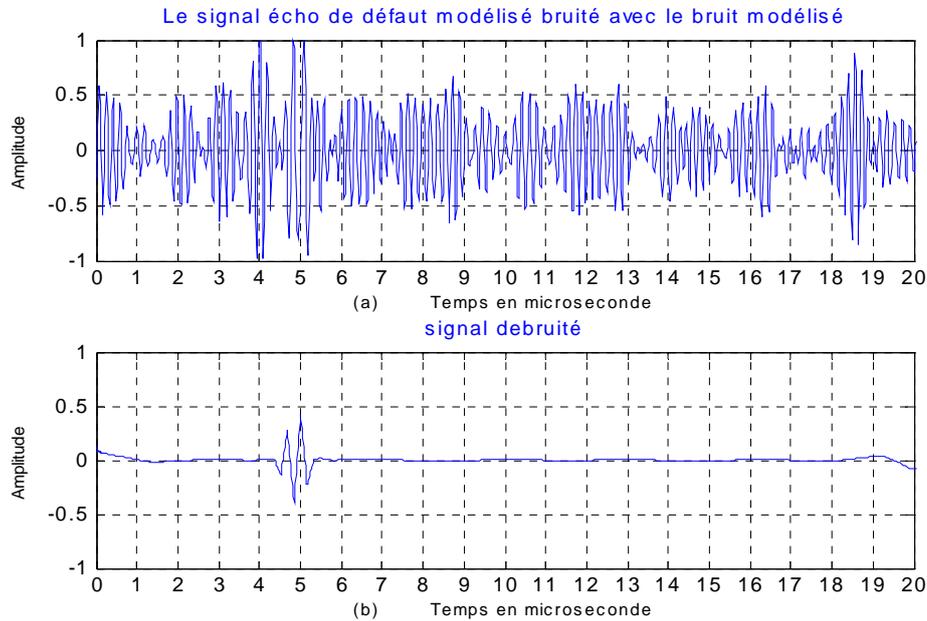


Figure 3.7 : (a) Signal écho bruité à 100 %.

(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Coiflet d'ordre 2 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type. $SNR_{out} - SNR_{in} = 7.35$ dB.

Le tableau 3.4 résume les résultats obtenus du gain en dB en fonction du taux du bruit injecté au signal utile. Le filtrage est réalisé en utilisant l'ondelette de Coiflet à l'ordre 2 au niveau 6 et en utilisant le seuillage soft et hard en appliquant un seuil calculé à partir des quatre algorithmes sure, universel, minimax et la moyenne et l'écart type.

Taux du bruit en %	Le rapport signal sur bruit $SNR = SNR_{out} - SNR_{in}$							
	Coif2 (Coiflet d'ordre 2)							
	Soft				Hard			
	SURE	FIXE	MINIMAX	Moyenne et (k=3.4) Ecart type	SURE	FIXE	MINIMAX	Moyenne et (k=3.4) Ecart type
50	3.8114	4.3997	4.3081	3.9794	2.6938	4.5089	3.6642	4.4639
100	4.2939	7.2264	6.2159	2.1013	2.8917	7.3525	4.7470	6.5848
120	3.8727	7.6698	5.9940	0.2590	3.0450	5.0375	4.9059	6.8717
150	3.0786	7.8842	5.5949	-3.557	0.7888	4.6505	1.8926	6.0865
180	2.6101	7.7356	5.0608	-9.635	0.6361	4.0782	0.6589	5.6815

Tableau (3.4) : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction du taux du bruit injecté.

Le tableau 3.5 résume les résultats obtenus du gain en dB en fonction du taux du bruit injecté au signal utile.

Le filtrage est réalisé en utilisant l'ondelette de Coiflet à l'ordre 5 au niveau 6 et en utilisant le seuillage soft et hard en appliquant un seuil calculé à partir des quatre algorithmes sure, universel, minimax et la moyenne et l'écart type.

Taux du bruit en %	Le rapport signal sur bruit $SNR = SNR_{out} - SNR_{in}$							
	Coif5 (Coiflet d'ordre 5)							
	Soft				Hard			
	SURE	FIXE	MINIMAX	Moyenne et (k=3.4) Ecart type	SURE	FIXE	MINIMAX	Moyenne et (k=3.4) Ecart type
50	3.7754	4.3371	4.3030	4.4632	2.6938	3.7754	3.6757	4.5387
100	2.8517	1.6369	2.4831	-29.32	2.8917	2.8517	5.3422	-29.4954
120	-2.139	0.7220	-1.926	-28.56	3.0450	-2.139	-2.0847	-28.7344
150	-1.785	-0.904	-2.291	-27.77	0.7888	-1.785	-1.3837	-32.1428
180	-1.523	-2.600	-2.532	-27.26	0.6361	-1.523	-0.9109	-31.6242

Tableau (3.5) : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction du taux du bruit injecté.

D'après les résultats obtenus par l'ondelette du type Coiflet d'ordre 5, nous pouvons constater que cet algorithme ne donne pas satisfaction puisque le gain devient négatif si on dépasse un taux de bruit de 100%.

3.5 Débruitage du signal par l'ondelette de Symlets

Comme exemple, nous avons choisi de montrer le résultat de l'application du filtrage par l'ondelette de Symlets d'ordre 6 au niveau 6 en utilisant les seuillages soft et hard du type universel et la moyenne et l'écart type.

La figure 3.8 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 3.10$ dB et le signal écho du défaut filtré en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 en appliquant le seuillage soft et le seuil universel. Le gain obtenu est de l'ordre de $SNR_{out} - SNR_{in} = 7.10$ dB.

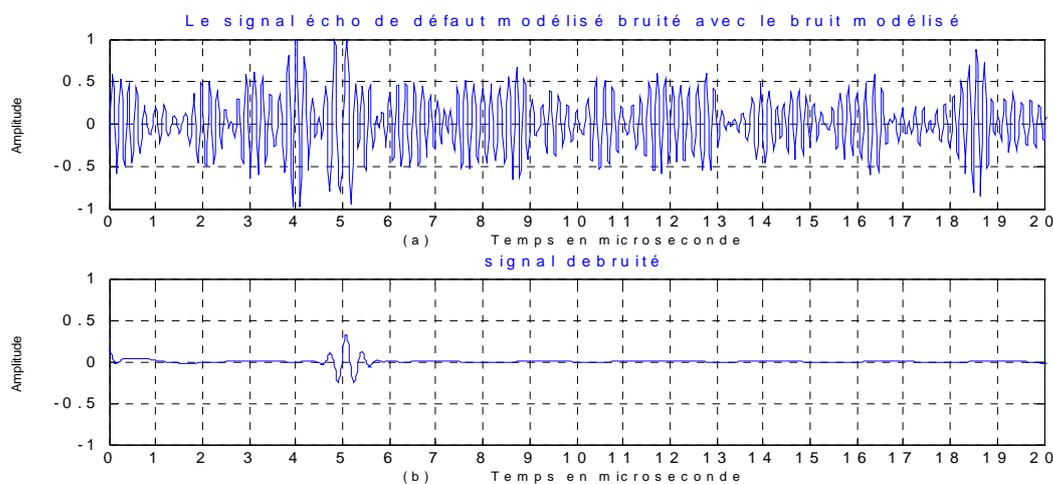


Figure 3.8 : (a) Signal écho bruité à 100 %.

(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel. $SNR_{out} - SNR_{in} = 7.10$ dB

La figure 3.9 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 3.10$ dB et le signal écho du défaut filtré en utilisant l'ondelette de Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type ($k=3.4$). Le gain obtenu est de l'ordre de $SNR_{out} - SNR_{in} = 7.80$ dB..

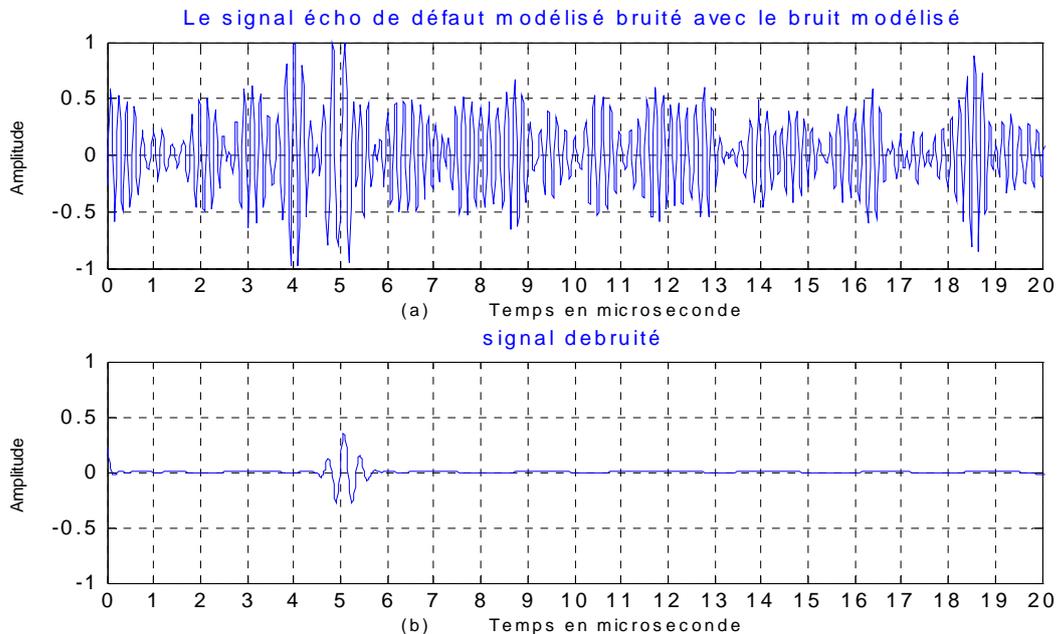


Figure 3.9 :(a) Signal écho bruité à 100 %.

(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette de Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type ($k=3.4$). $SNR_{out} - SNR_{in} = 7.80$ dB

Le tableau 3.6 résume les résultats obtenus du gain en dB en fonction du taux du bruit injecté au signal utile. Le filtrage est réalisé en utilisant l'ondelette de Symlets à l'ordre 2 au niveau 6 et en utilisant le seuillage soft et hard en appliquant un seuil calculé à partir des quatre algorithmes sure, universel, minimax et la moyenne et l'écart type.

Taux du bruit en %	Le rapport signal sur bruit $SNR = SNR_{out} - SNR_{in}$							
	Sym2 (Symlet d'ordre 2)							
	Soft				Hard			
	SURE	FIXE	MINIMAX	Moyenne et ($k=3.4$) Ecart type	SURE	FIXE	MINIMAX	Moyenne et ($k=3.4$) Ecart type
50	4.2634	4.3249	4.3228	3.7241	3.8124	4.4784	3.8398	4.4281
100	6.2867	6.4119	6.3769	1.5873	5.3898	6.8836	5.5967	5.7039
120	6.1097	6.4339	6.1419	0.1621	5.5165	7.2641	5.2248	0.6833
150	5.5699	5.8798	5.3335	-2.916	4.2927	7.2027	3.6422	-0.207
180	4.6002	4.8256	4.3698	-7.353	4.1139	6.9925	3.4883	-0.971

Tableau (3.6) : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction du taux du bruit injecté.

Le tableau 3.7 résume les résultats obtenus du gain en dB en fonction du taux du bruit injecté au signal utile. Le filtrage est réalisé en utilisant l'ondelette de Symlets à l'ordre 6 au niveau 6 et en utilisant le seuillage soft et hard en appliquant un seuil calculé à partir des quatre algorithmes sure, universel, minimax et la moyenne et l'écart type.

Taux du bruit en %	Le rapport signal sur bruit $SNR = SNR_{out} - SNR_{in}$							
	Sym6 (Symlet d'ordre 6)							
	Soft				Hard			
	SURE	FIXE	MINIMAX	Moyenne et (k=3.4) Ecart type	SURE	FIXE	MINIMAX	Moyenne et (k=3.4) Ecart type
50	4.3234	4.3928	4.4308	4.1893	3.8675	4.5100	3.7502	4.4996
100	6.7870	7.0967	7.2245	5.5912	5.4248	7.2643	4.9331	7.8006
120	7.0168	7.5002	7.4954	4.7782	5.7399	7.7646	5.1896	8.5293
150	6.9294	7.6604	7.4375	3.6011	5.9739	8.1109	5.3607	7.8379
180	6.4977	7.4768	6.8212	1.4121	6.0506	8.1483	5.3941	7.8085

Tableau (3.7) : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction du taux du bruit injecté.

Les essais de simulation ont été réalisés en utilisant les ondelettes de Daubechies, de Coiflets et de Symlets, en appliquant les seuillage soft et hard avec des seuils calculés à partir des quatre principes.

Pour le seuillage soft, les meilleurs résultats du gain en dB ont été obtenus en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuil universel.

Pour le seuillage hard, les meilleurs résultats du gain en dB ont été obtenus en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant la moyenne et l'écart type pour $k=3.4$.

Ceci nous conduit à retenir l'ondelette Symlet d'ordre 6 pour la suite du travail.

3.6 Débruitage d'un écho avec plusieurs formes de bruit

Pour évaluer la robustesse de notre travail, nous avons réalisé une étude statistique en faisant varier d'une manière aléatoire (le bruit, la position temporelle et la fréquence de l'écho).

Nous avons réalisé une étude comparative entre le principe du seuil fixe (les meilleurs résultats obtenus parmi les trois méthodes) et la méthode de la moyenne et l'écart type.

Afin de mener cette étude, nous avons produit sept signaux différents grâce à l'équation (1.20) donnée au chapitre 1. Le bruit étant aléatoire, nous voulons vérifier la robustesse de l'algorithme de débruitage choisi à savoir l'ondelette de Symlet d'ordre 6 associée aux méthodes de seuillages utilisées.

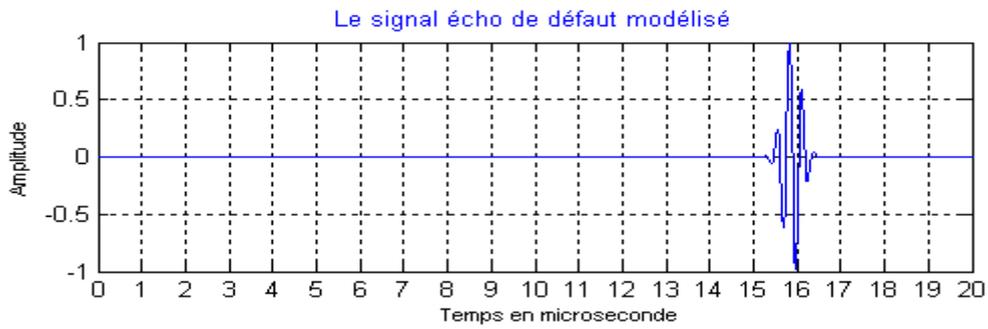


Figure 3.10 :Le signal écho de défaut (fréquence=3.5Mhz).

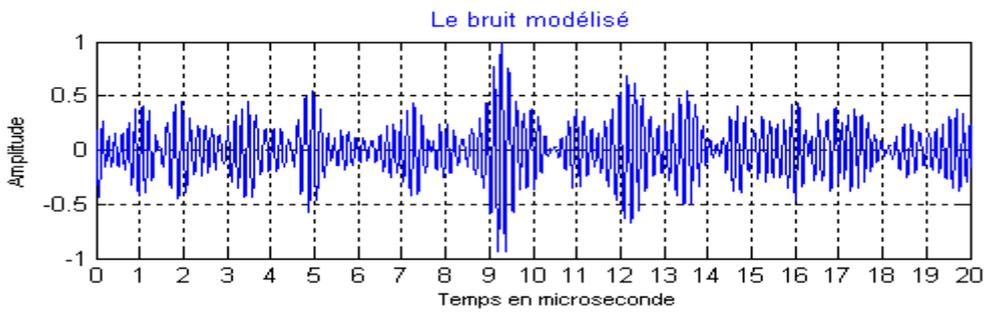


Figure 3.11 :Bruit1

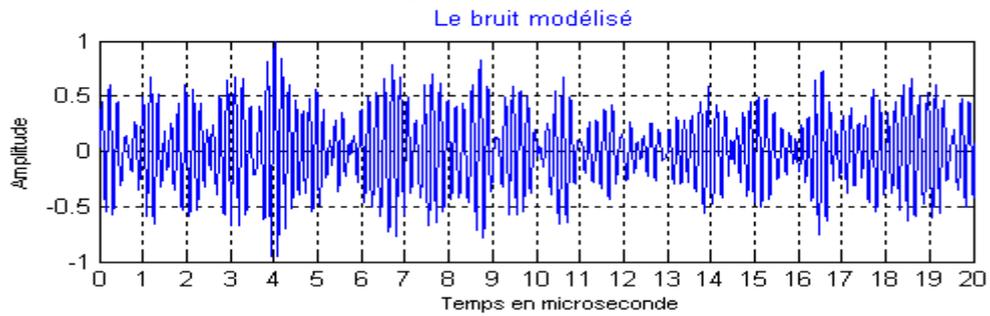


Figure 3.12 :Bruit2

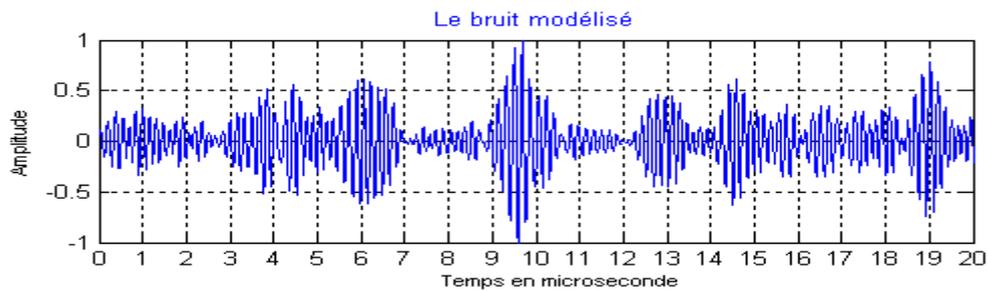


Figure 3.13 :Bruit3

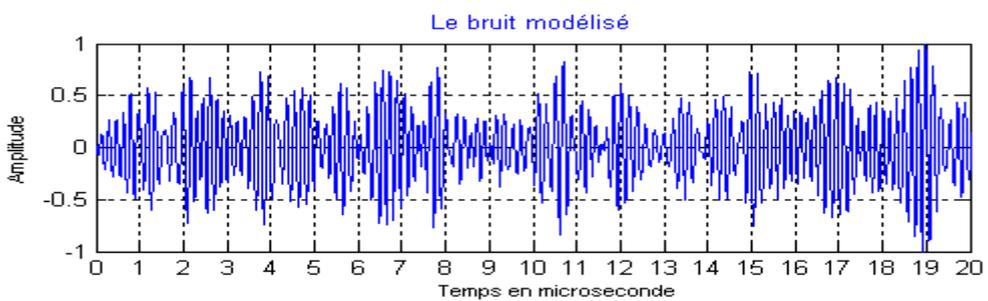


Figure 3.14 :Bruit4

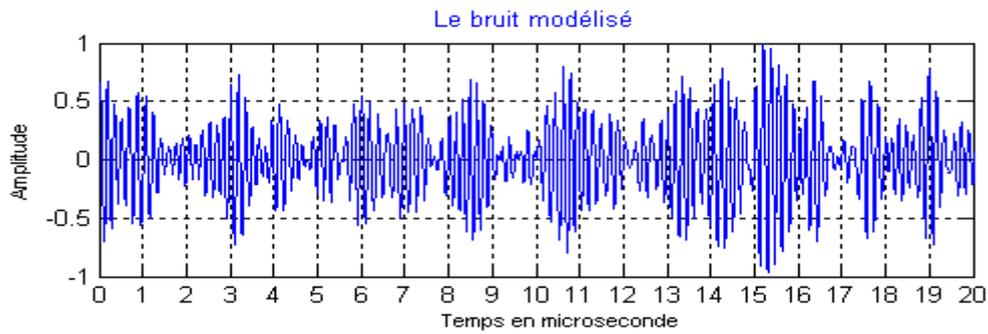


Figure 3.15 :Bruit5

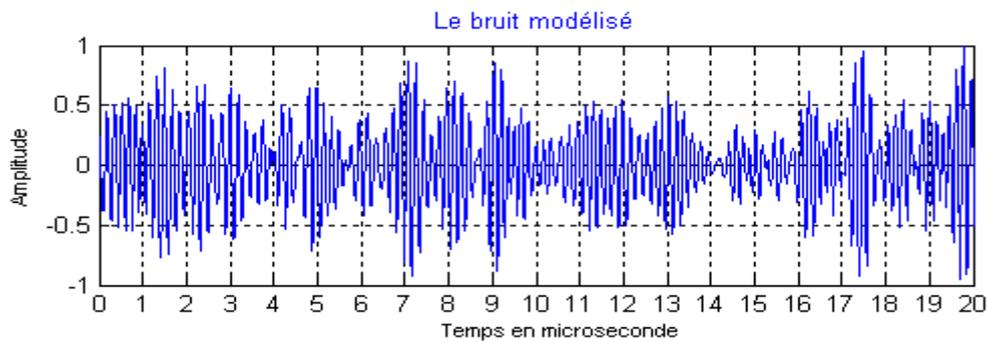


Figure 3.16 :Bruit6

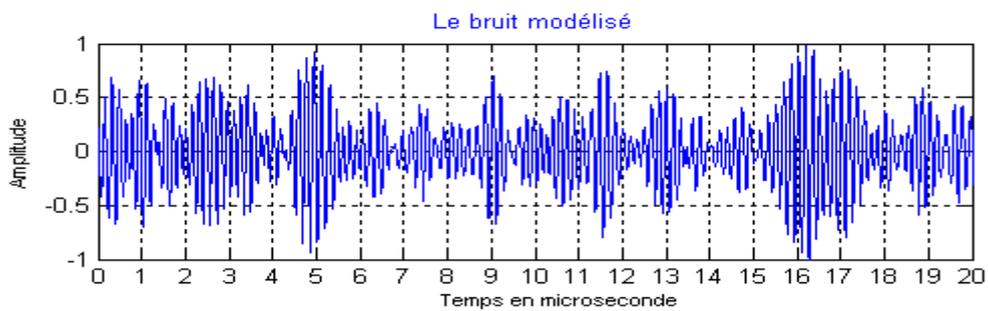


Figure 3.17 :Bruit7

Le tableau 3.8 donne la valeur du rapport signal sur bruit (SNR_{in}) en dB du signal d'entrée en fonction des différents bruits injectés à l'écho de défaut.

bruit	Le rapport signal sur bruit SNR_{in}
Bruit1	3.9541
Bruit2	2.7681
Bruit3	3.5048
Bruit4	2.6658
Bruit5	5.0550
Bruit6	2.0066
Bruit7	4.9043

Tableau (3.8) : Le rapport signal sur bruit (SNR_{in}) du signal bruité en dB en fonction des bruits injectés.

La figure 3.18 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 3.95$ dB et le signal filtré en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel . $SNR_{out} - SNR_{in} = 6.84$ dB.

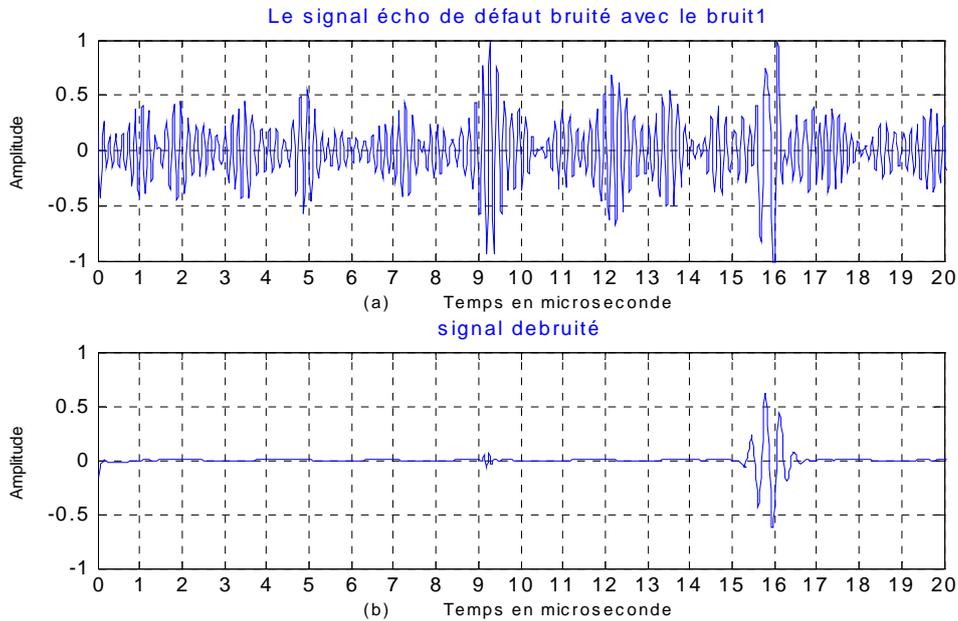


Figure 3.18 : (a) Signal écho + bruit1.
(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel . $SNR_{out} - SNR_{in} = 6.84$ dB.

La figure 3.19 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 3.95$ dB et le signal écho du défaut filtré en utilisant l'ondelette de Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type ($k=3.4$). Le gain obtenu est de l'ordre de $SNR_{out} - SNR_{in} = 6.75$ dB.

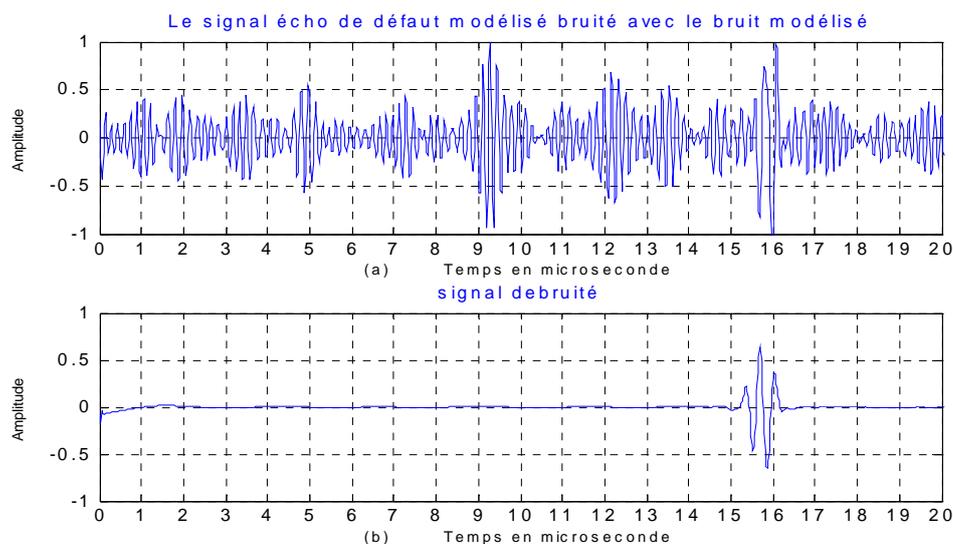


Figure 3.19 : (a) Signal écho + bruit1.
(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, le choix du seuil à partir de la moyenne et de l'écart type ($K=3.5$). $SNR_{out} - SNR_{in} = 6.75$ dB

Le tableau 3.9 résume les résultats obtenus du gain ($SNR = SNR_{out} - SNR_{in}$) en dB en fonction des différents bruits injecté (bruit1, ..., bruit6 et bruit7), en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6, en utilisant le seuillage soft et hard et en appliquant des seuils calculés à partir de deux principes (seuil fixe, la moyenne et de l'écart type).

bruit	Le rapport signal sur bruit $SNR = SNR_{out} - SNR_{in}$ en dB			
	fixe sym6 N=6		K=3.5 et sym6 N=6	
	Soft	Hard	Soft	Hard
Bruit1	6.8396	5.2652	5.6858	6.7487
Bruit2	8.0322	8.0170	6.6352	8.0378
Bruit3	7.4469	5.4755	7.4108	5.4575
Bruit4	8.2958	8.2959	8.2532	8.2888
Bruit5	5.5883	5.8203	2.1371	5.5042
Bruit6	8.9223	8.9131	8.5912	8.8862
Bruit7	5.9945	6.0251	5.5245	6.0513

Tableau(3.9) : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction des bruits injecté.

Dans le tableau (3.9), nous avons montré les résultats obtenus du gain en dB en appliquant Symlet d'ordre 6 associée aux deux méthodes de calcul du seuil.

Le gain obtenu reste élevé (supérieur à 5 dB). Nous estimons que l'algorithme utilisé est robuste vis à vis au bruit utilisé.

3.7 Débruitage des signaux cibles à différentes positions temporelles

L'étude que nous avons menée dans cette partie, concerne la robustesse de l'algorithme proposé quant à la variation de la position temporelle de la cible.

Nous prenons comme fréquence centrale $f_c = 3.5$ MHz de l'écho de défaut.

Le tableau 3.10 résume les résultats obtenus du rapport signal sur bruit du signal d'entrée (SNR_{in}) en dB en utilisant des échos cibles à différentes position temporelles noyé dans bruit4.

Cibles	Le rapport signal sur bruit SNR_{in}
Cible1	2.6675
Cible2	2.6658
Cible3	2.0310
Cible4	2.2513
Cible5	1.5250
Cible6	2.9925

Tableau (3.10) : Le rapport signal sur bruit (SNR_{in}) du signal bruité en dB en fonction des différentes cibles.

La figure 3.20 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 2.67$ dB et le signal filtré en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel . $SNR_{out} - SNR_{in} = 8.28$ dB.

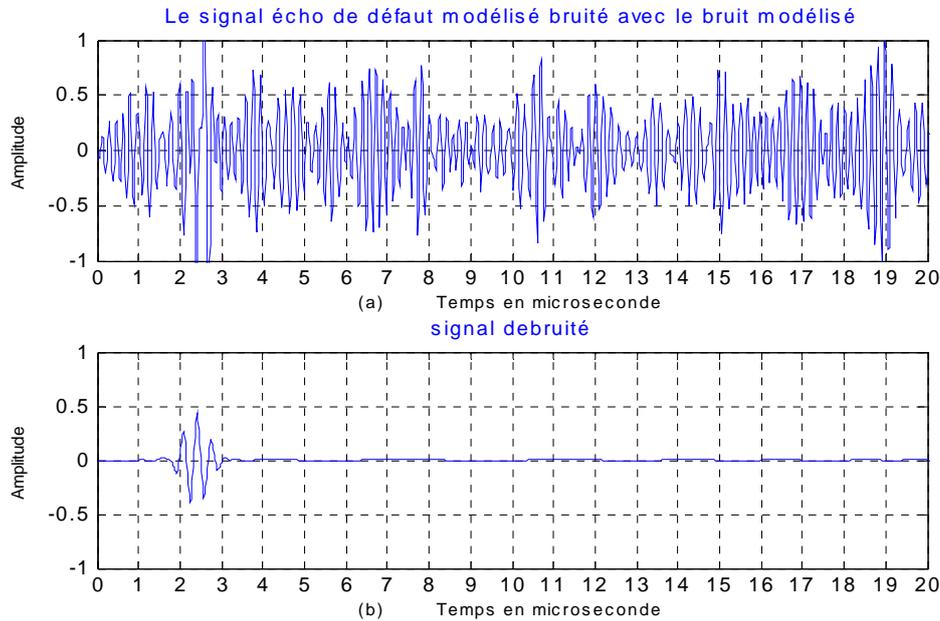


Figure 3.20 : (a) Cible1 + bruit4.

(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, le choix du seuil à partir de la moyenne et de l'écart type ($K=3.5$). $SNR_{out} - SNR_{in} = 8.28$ dB

La figure 3.21 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 1.52$ dB et le signal écho du défaut filtré en utilisant l'ondelette de Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type ($k=3.4$). Le gain obtenu est de l'ordre de $SNR_{out} - SNR_{in} = 9.76$ dB.

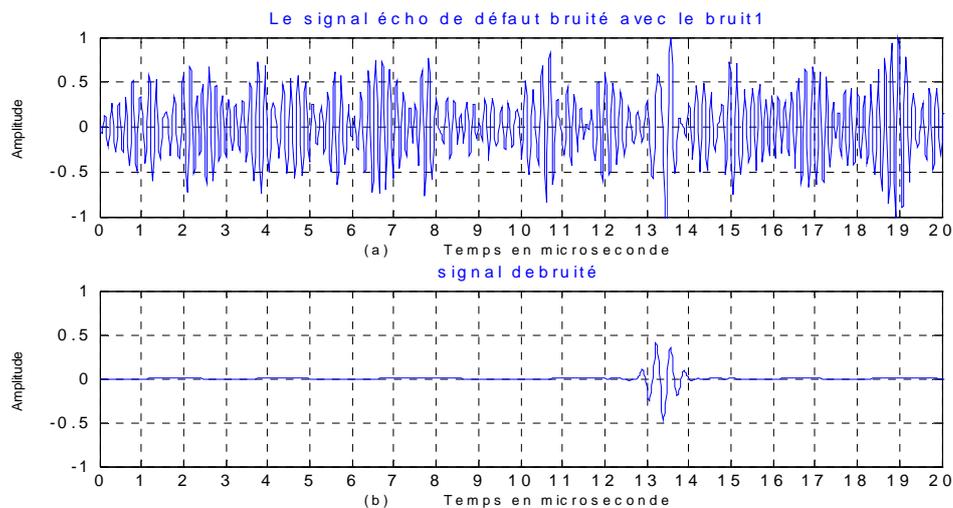


Figure 3.21 : (a) Cible5 + bruit4.

(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel . $SNR_{out} - SNR_{in} = 9.76$ dB.

Le tableau 3.11 donne les résultats obtenus du gain ($SNR_{out}-SNR_{in}$) en dB en détectant des échos cibles à différentes position temporelles noyés dans bruit4, en utilisant l'ondelettes Symlet d'ordre 6 au niveau 6, en utilisant le seuillage soft et hard et en appliquant des seuils calculés à partir de deux principes (seuil fixe, la moyenne et de l'écart type).

Cibles	Le rapport signal sur bruit $SNR=SNR_{out}-SNR_{in}$			
	fixe sym6 N=6		K=3.5 et sym6 N=6	
	Soft	Hard	Soft	Hard
Cible 1	8.2881	8.2925	8.2566	8.2818
Cible 2	8.2958	8.2959	8.2532	8.2888
Cible 3	9.2619	9.1207	9.1157	9.2611
Cible 4	8.9708	8.9798	8.9157	8.9667
Cible 5	9.7600	9.7639	9.6973	9.7573
Cible 6	7.9686	7.9680	7.9525	7.9615

Tableau(3.11) : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction des différentes cibles.

Nous aboutissons à la même conclusion que dans le paragraphe précédent à savoir une bonne robustesse de l'algorithme proposé.

3.8 Débruitage des signaux cibles à différentes fréquences

Afin de voir le changement des résultats en fonction de la fréquence, nous avons utilisé des signaux cibles à différentes fréquences (3.5, 4, 4.5, 5, 5.5, 6, 6.5, 7, 7.5, 8 et 8.5MHz).

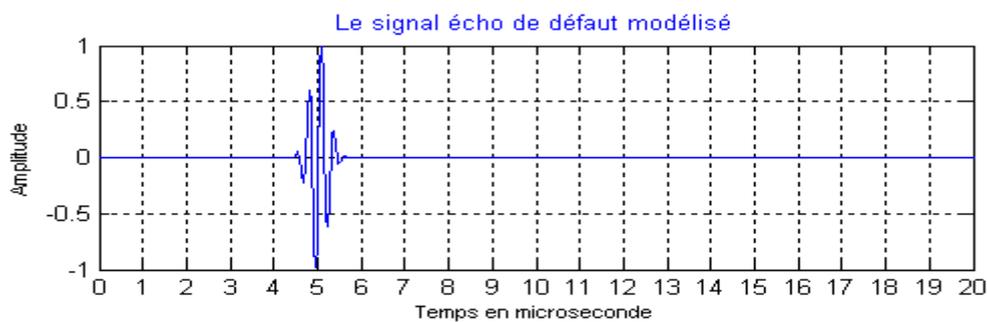


Figure 3.22 :Cible 1de fréquence 3.5Mhz.

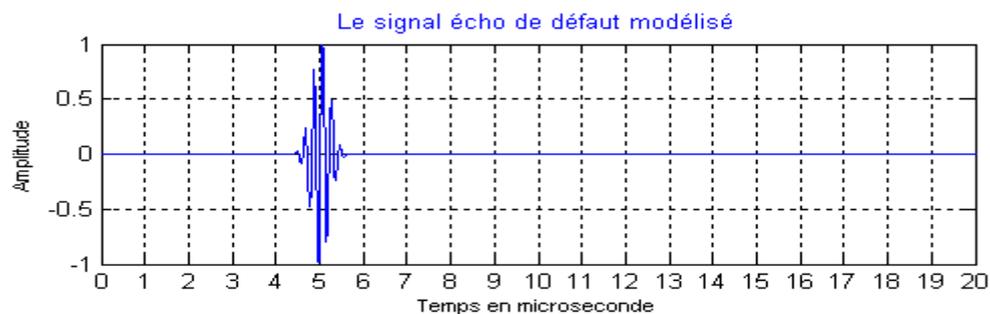


Figure 3.23 :Cible 4de fréquence 5Mhz.

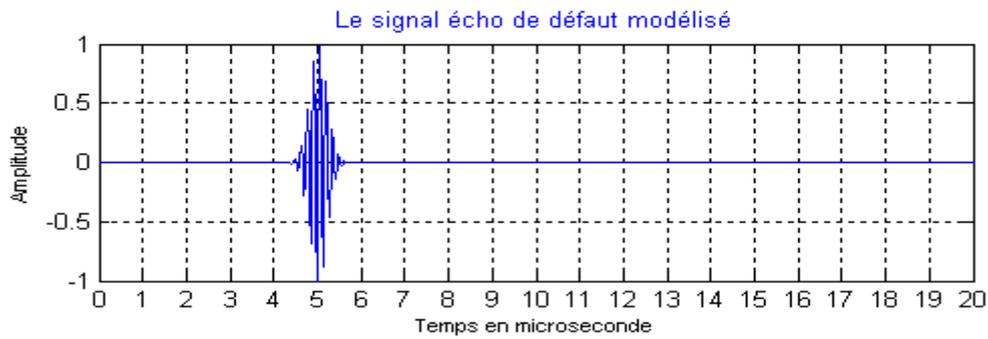


Figure 3.24 :Cible 8de fréquence 7Mhz.

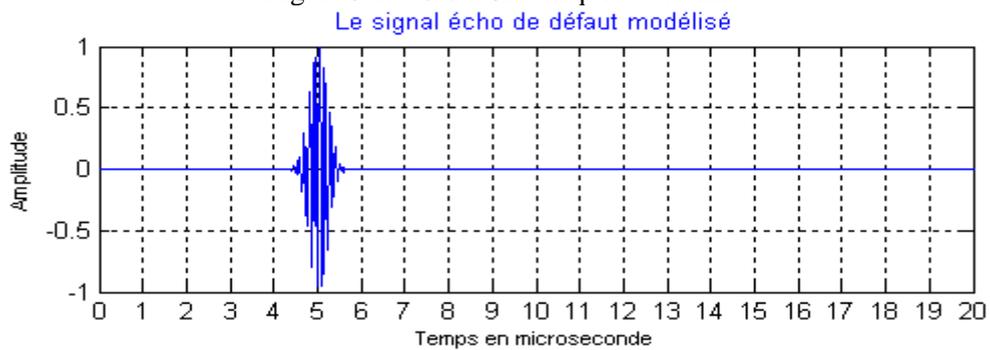


Figure 3.25 :Cible 11de fréquence 8.5Mhz.

Les tableau 3.12 résume les résultats obtenus du rapport signal sur bruit (SNR_{in}) du signal d'entré en dB en fonction des différentes cibles noyé dans bruit 2.

Cibles	Le rapport signal sur bruit SNR_{in}
Cible1 (3.5 MHZ)	2.3935
Cible2 (4 MHZ)	1.9865
Cible3 (4.5 MHZ)	1.4555
Cible4 (5 MHZ)	0.7829
Cible5 (5.5 MHZ)	-0.1591
Cible6 (6 MHZ)	-0.7100
Cible7 (6.5 MHZ)	-0.8709
Cible8 (7 MHZ)	0.3314
Cible9 (7.5 MHZ)	1.4503
Cible10 (8 MHZ)	2.2615
Cible11 (8.5 MHZ)	2.6056

Tableau (3.12) : Le rapport signal sur bruit (SNR_{in})du signal bruité en dB en fonction des différentes cibles.

La figure 3.26 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 2.39$ dB et le signal filtré en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel . $SNR_{out} - SNR_{in} = 8.39$ dB.

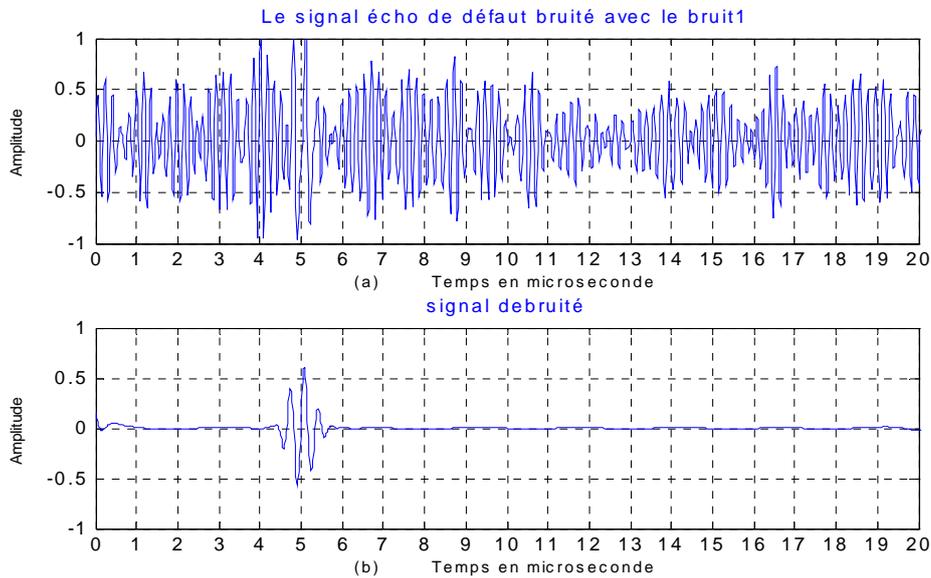


Figure 3.26 : (a) Cible 1 (fréquence 3.5 Mhz) + bruit 2.

(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel . $SNR_{out} - SNR_{in} = 8.39$ dB

La figure 3.27 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 2.39$ dB et le signal écho du défaut filtré en utilisant l'ondelette de Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type ($k=3.4$). Le gain obtenu est de l'ordre de $SNR_{out} - SNR_{in} = 8.4$ dB.

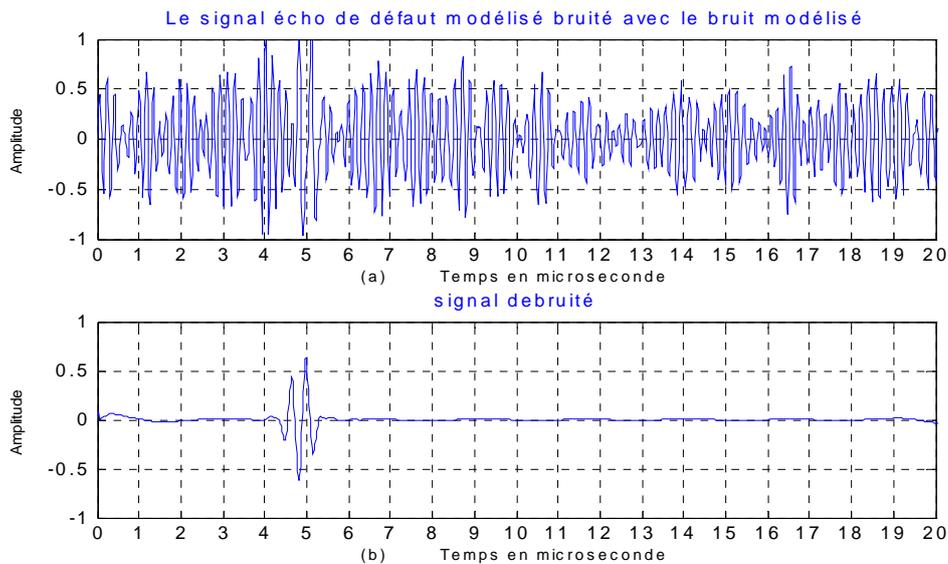


Figure 3.27 : (a) Cible 1 (fréquence 3.5 Mhz) + bruit 2

(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, le seuil est calculé à partir de la moyenne et l'écart type ($K=3.5$). $SNR_{out} - SNR_{in} = 8.4$ dB.

La figure 3.28 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = -0.16$ dB et le signal filtré en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel . $SNR_{out} - SNR_{in} = -15.08$ dB.

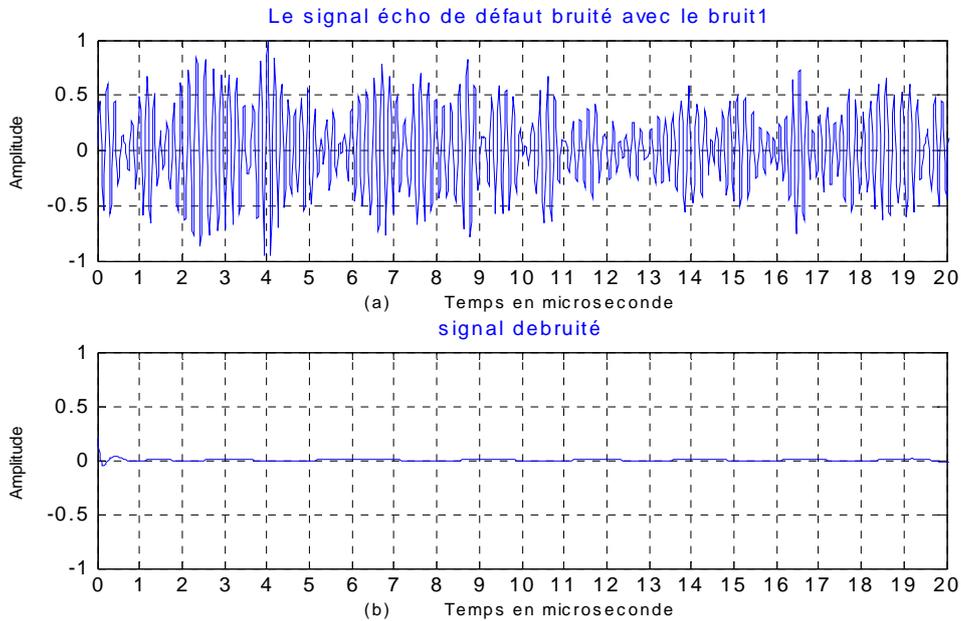


Figure 3.28 :(a) Cible 5 (fréquence 5.5 Mhz) + bruit 2.

(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel. $SNR_{out} - SNR_{in} = -15.08$ dB.

La figure 3.29 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = -0.16$ dB et le signal écho du défaut filtré en utilisant l'ondelette de Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type ($k=3.4$). Le gain obtenu est de l'ordre de $SNR_{out} - SNR_{in} = -27.23$ dB.

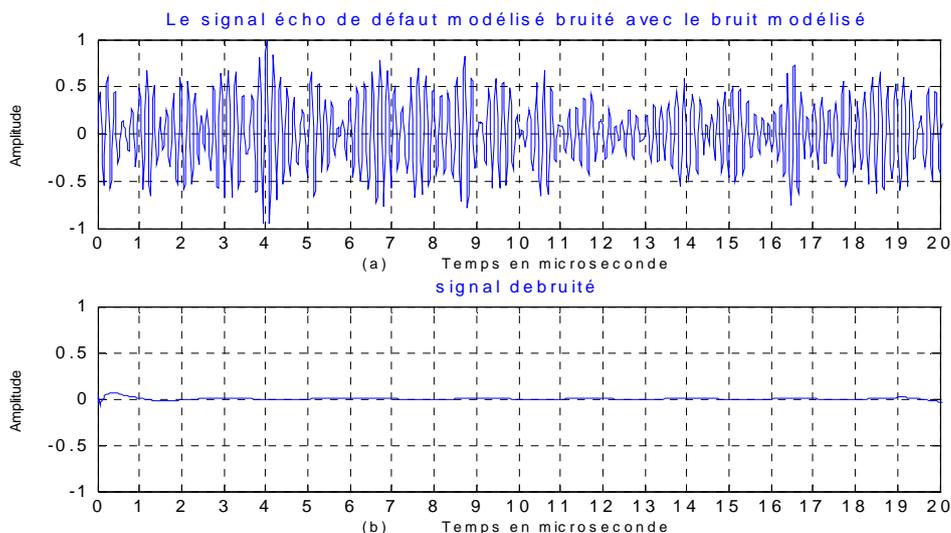


Figure 3.29:(a) Cible 5 (fréquence 5.5 Mhz) + bruit 2.

(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, le seuil est calculé à partir de la moyenne et de l'écart type ($K=3.5$). $SNR_{out} - SNR_{in} = -27.23$ dB

La figure 3.30 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 2.61\text{dB}$ et le signal filtré en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel . $SNR_{out} - SNR_{in} = 6.52\text{ dB}$.

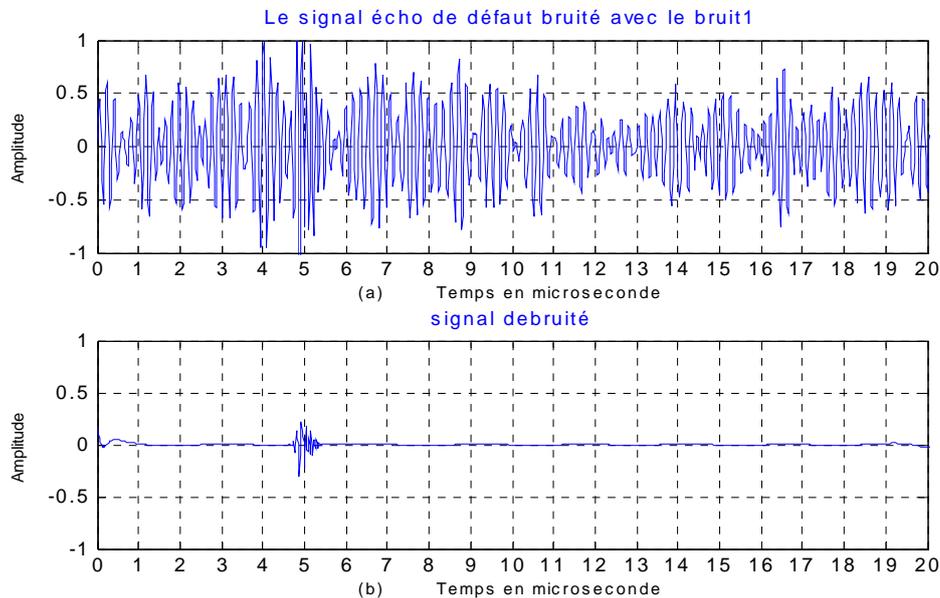


Figure 3.30 :(a) Cible 11(fréquence 8.5Mhz) + bruit2.
(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel . $SNR_{out} - SNR_{in} = 6.52\text{ dB}$

La figure 3.31 montre le signal avant traitement, avec un $SNR_{in} = 2.61\text{ dB}$ et le signal écho du défaut filtré en utilisant l'ondelette de Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, en utilisant la moyenne et l'écart type ($k=3.4$). Le gain obtenu est de l'ordre de $SNR_{out} - SNR_{in} = 8.26\text{ dB}$.

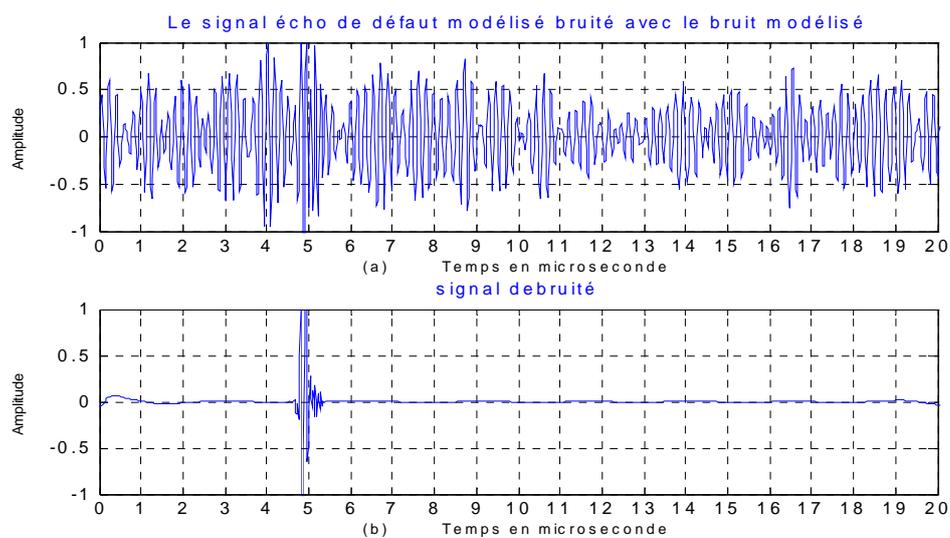


Figure 3.31 :(a) Cible 11(fréquence 8.5Mhz) + bruit2.
(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, le seuil est calculé à partir de la moyenne et de l'écart type ($K=3.5$). $SNR_{out} - SNR_{in} = 8.26\text{dB}$

Le tableau 3.13 résume les résultats obtenus du gain ($SNR_{out} - SNR_{in}$) en dB en détectant des échos cibles à différents fréquences (3.5,4,4.5,5,5.5,6,6.5,7,7.5,8 et 8.5Mhz) noyé dans bruit2, en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau, en utilisant le seuillage soft et hard et en appliquant des seuils calculer à partir des principes (seuil fixe, la moyenne et l'écart type).

Cibles	Le rapport signal sur bruit $SNR = SNR_{out} - SNR_{in}$			
	fixe sym6 N=6		K=3.5 et sym6 N=6	
	Soft	Hard	Soft	Hard
Cible 1(fréquence3.5Mhz)	8.3932	8.3794	7.8427	8.4001
Cible 2(fréquence4Mhz)	8.5087	8.5099	7.2141	8.5455
Cible 3(fréquence4.5Mhz)	7.7011	7.9731	4.3835	8.0439
Cible 4(fréquence5Mhz)	3.0712	4.9215	-14.2594	5.4876
Cible 5(fréquence5.5Mhz)	-15.078	-1.6215	-27.7995	-27.2346
Cible 6(fréquence6Mhz)	-25.769	-30.1904	-27.0651	-26.5020
Cible 7(fréquence6.5Mhz)	-25.932	-30.3531	-27.2278	-26.5902
Cible 8(fréquence7Mhz)	-10.703	2.3690	-11.7101	3.1812
Cible 9(fréquence7.5Mhz)	-0.7215	5.1801	1.7922	9.2436
Cible 10(fréquence8Mhz)	5.5647	8.4726	6.0001	8.5880
Cible 11(fréquence8.5Mhz)	6.5156	8.2373	6.6929	8.2642

Tableau (3.13) : Gain du rapport signal sur bruit en dB en fonction des différentes cibles.

Cette étude nous a montré que cet algorithme de débruitage perd l'efficacité lorsque la fréquence centrale de la cible approche la fréquence centrale du bruit.

En effet, entre 5.5 et 7 MHz, le gain étant négatif, l'algorithme proposé n'effectue plus le débruitage.

3.9 Détection de deux échos

Nous avons simulé des essais avec deux échos séparés d'une distance variable. Les résultats de la simulation obtenus du débruitage en fonction de la distance entre les deux échos bruités à 100%, en utilisant l'ondelette symlet d'ordre 6 au niveau 6, en utilisant le seuillage soft et hard et en appliquant un seuil calculer à partir de deux principes (universel, la moyenne et l'écart type).

-Le premier test se base sur un signal utile de deux échos ultrasonores distants de 4 microsecondes en calculant à partir du centre de l'écho, en injectant un bruit de 100% au signal utile.

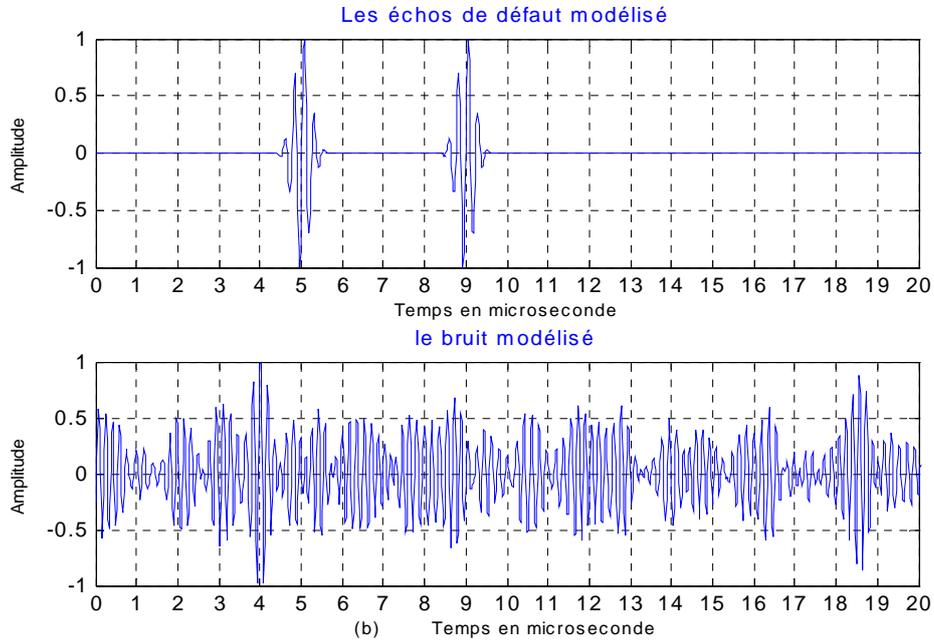


Figure 3.32 :(a) Signal utile modélisé.
 (b) Le bruit modélisé.

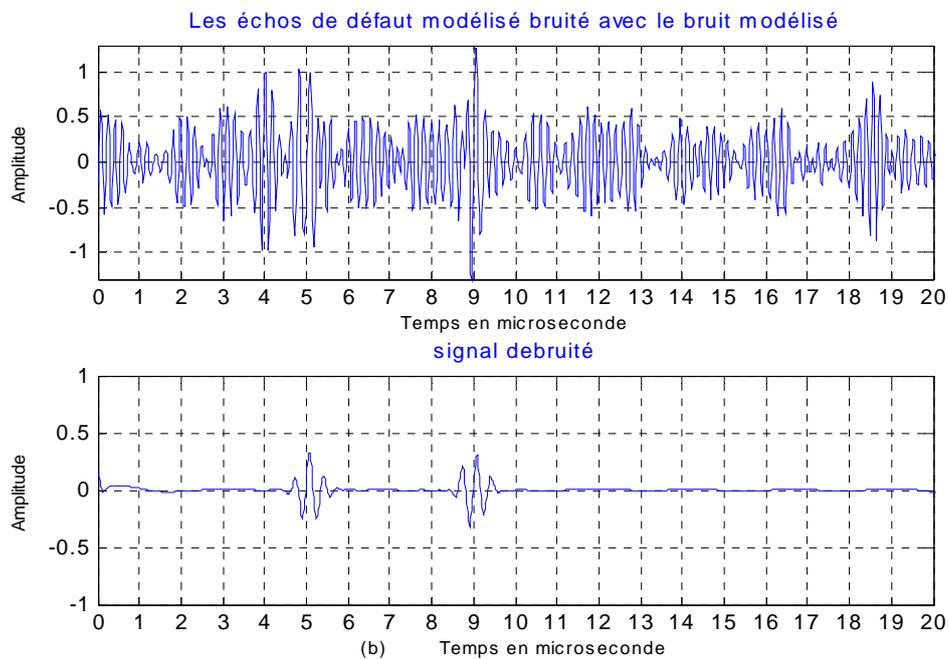


Figure 3.33 :(a) Signal utile bruité à 100 %.
 (b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel .

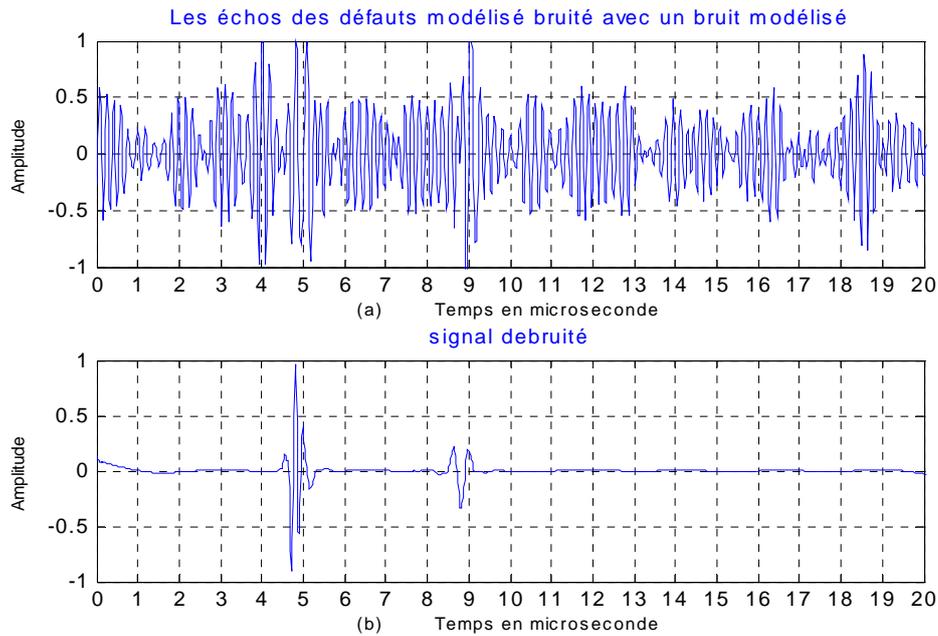


Figure 3.34:(a) Signal écho bruité à 100 %.

(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, le seuil est calculé à partir de la moyenne et l'écart type ($K=3.4$).

-Le 2^{ème} test se base sur un signal utile de deux échos ultrasonores distants de 1 microseconde, en injectant un bruit de 100% au signal utile.

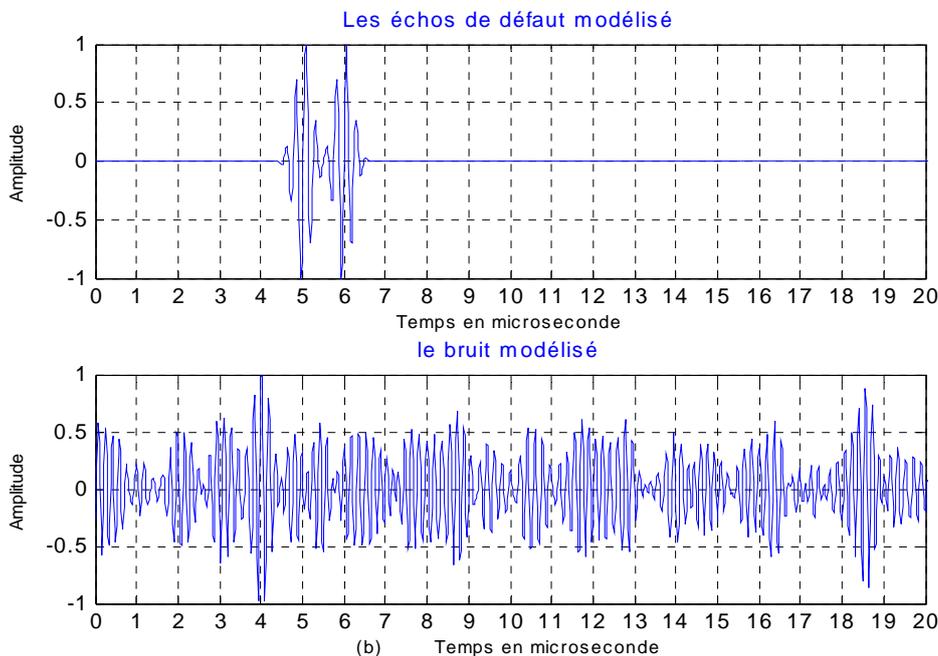


Figure 3.35 :(a) Signal utile modélisé.

(b) Le bruit modélisé.

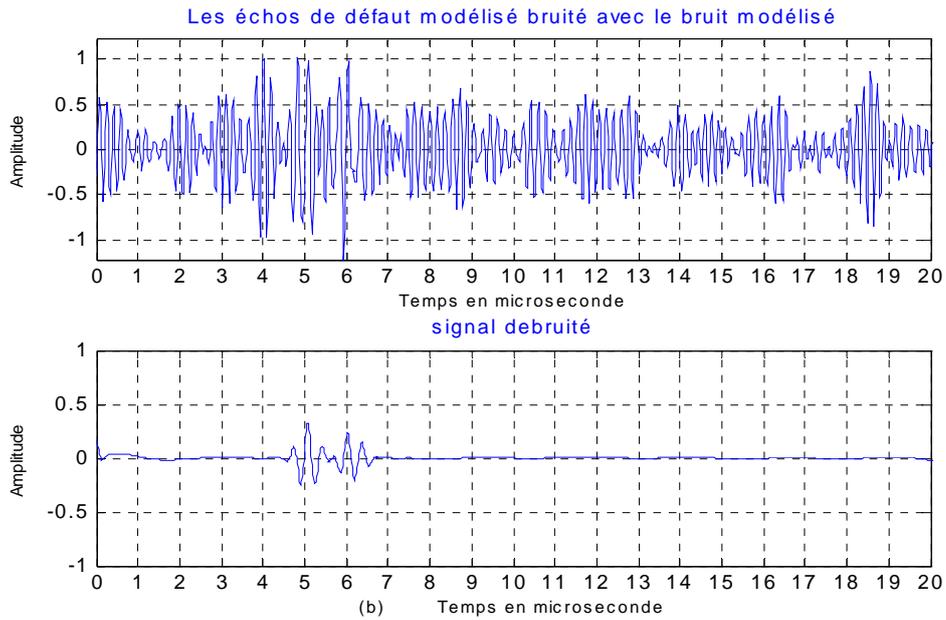


Figure 3.36 : (a) Signal utile bruité à 100 %.
 (b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel .

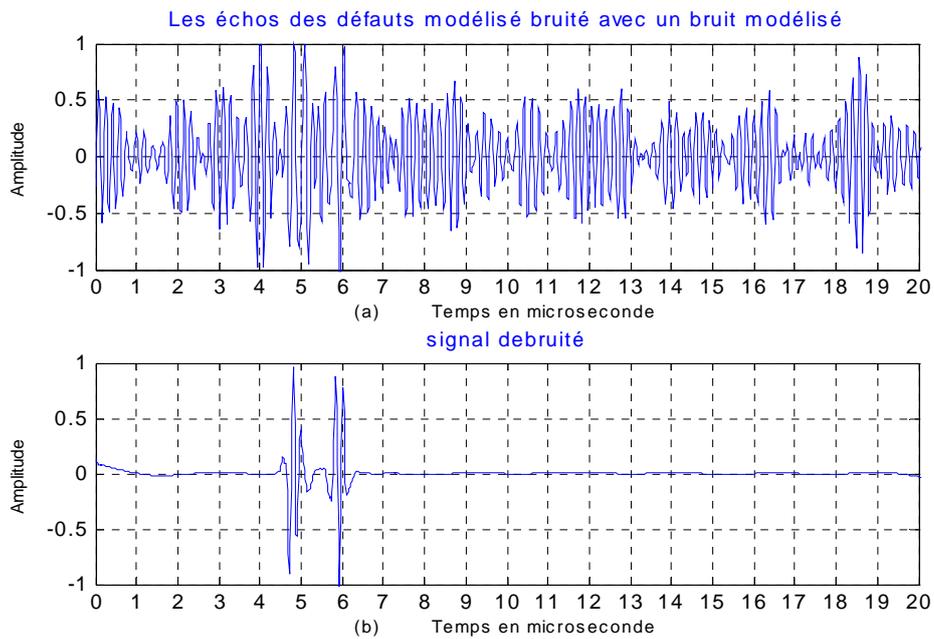


Figure 3.37 : (a) Signal écho bruité à 100 %.
 (b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, le seuil est calculé à partir de la moyenne et l'écart type ($K=3.4$).

-Le 3^{ème} test se base sur un signal utile de deux échos ultrasonores distants de 0.25 microsecondes qui se chevauche, en injectant un bruit de 100% au signal utile.

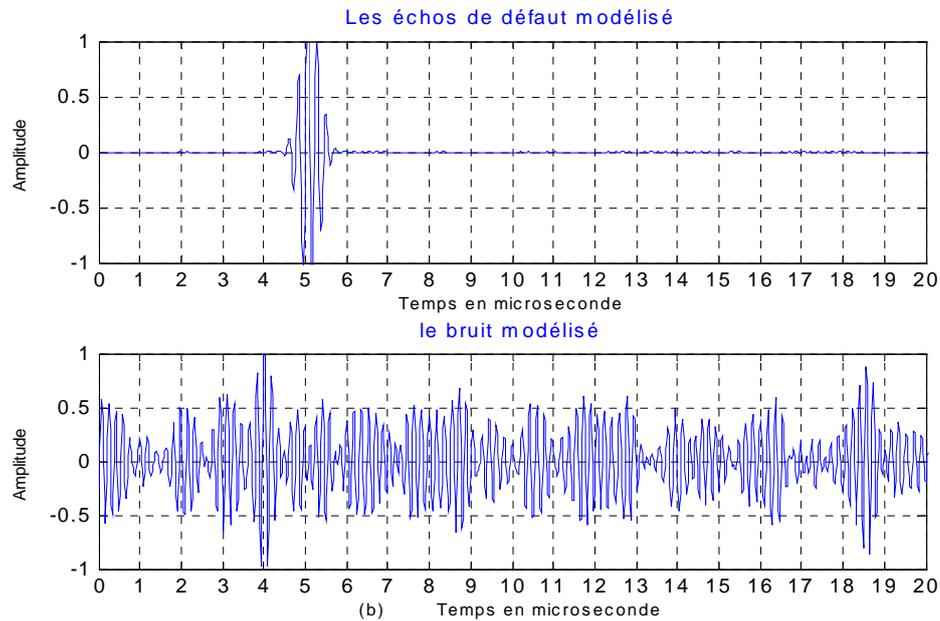


Figure 3.38 :(a) Signal utile modélisé.
(b) Le bruit modélisé.

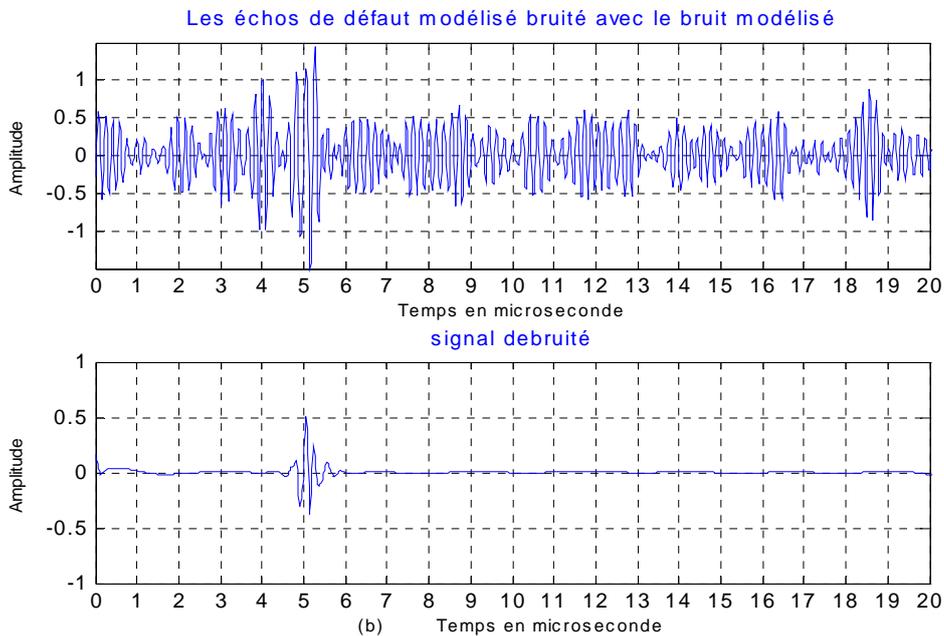


Figure 3.39 :(a) Signal utile bruité à 100 %.
(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel.

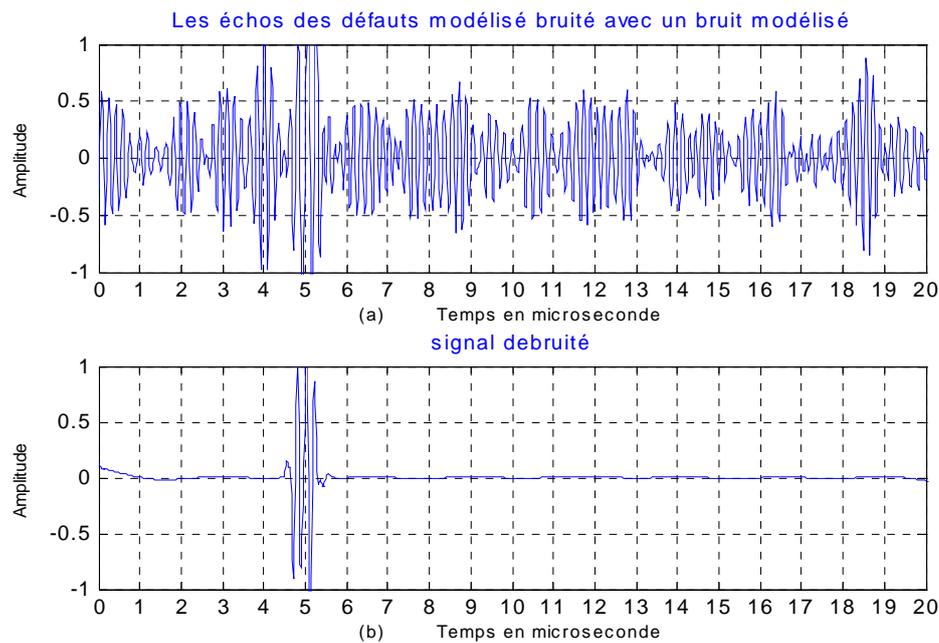


Figure 3.40:(a) Signal écho bruité à 100 %.
 (b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, le seuil est calculé à partir de la moyenne et l'écart type ($K=3.4$).

Interprétation des résultats

Dans cette partie, nous avons testé l'algorithme développé dans la détection de deux échos de défauts dans un même signal.

Nous remarquons que ce dernier permet la détection des deux échos. Nous avons réduit la distance séparant les deux échos est nous constatons que les résultats sont satisfaisants.

3.10 Autre algorithme de filtrage

Afin de confirmer nos bons résultats, nous comparons nos résultats obtenus avec l'algorithme de filtrage suivant développé dans le mémoire de Khelil [32] :

L'algorithme est réalisé par les étapes suivantes :

- 1- Décomposition du signal au niveau 6 par la transformée en ondelettes discrète en utilisant l'ondelette de Daubechies d'ordre 4.
- 2- Reconstruction du signal à partir de trois niveaux 6, 5 et 4 en éliminant les coefficients de détails de la dernière décomposition, par exemple :

Le premier est reconstitué à partir du niveau 6, on met les coefficients de détails cd_6 à zéros.

Le second est reconstitué à partir du niveau 5, on met les coefficients de détails cd_5 à zéros.

Le troisième est reconstitué à partir du niveau 4, on met les coefficients de détails cd4 à zéros.

3- Calcul de la moyenne des trois signaux reconstruits selon la formule :

$$\text{sig}(n) = \prod_{i=1}^3 (R_i^2(n))$$

n : nombre d'échantillons.

R_i : Signal reconstruit.

Sig(n) : Signal débruité.

Le tableau 3.14 résume les résultats du gain obtenus par cet algorithme traduits par le gain en dB ($\text{SNR} = \text{SNR}_{\text{out}} - \text{SNR}_{\text{in}}$) en fonction du taux du bruit injecté au signal utile.

Taux du bruit en %	Le gain en dB signal $\text{SNR} = \text{SNR}_{\text{out}} - \text{SNR}_{\text{in}}$
50	4.5424
80	6.0923
100	3.5634
120	-0.7407
150	-6.0157
180	-9.5163

Tableau (3.14) : Le gain ($\text{SNR}_{\text{out}} - \text{SNR}_{\text{in}}$) en dB en fonction du taux du bruit injecté.

La figure (3.41) représente les courbes des gains en dB en fonction du taux de bruit appliquant le seuillage hard en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6.

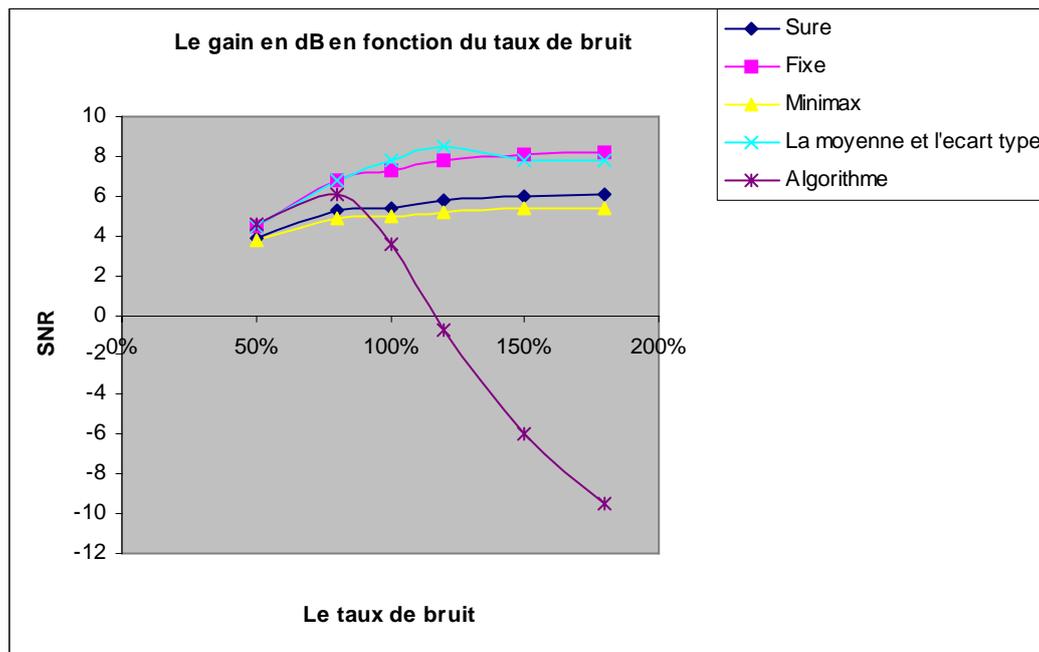


Figure (3.41) : Le gain en dB en fonction du taux de bruit en appliquant le seuillage hard.

Pour le seuillage hard, les meilleurs résultats du gain en dB ont été obtenus en utilisant Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant la moyenne et l'écart type pour $k=3.4$.

La figure (3.42) représente Les courbes des gains en dB en fonction du taux de bruit appliquant le seuillage soft en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6.

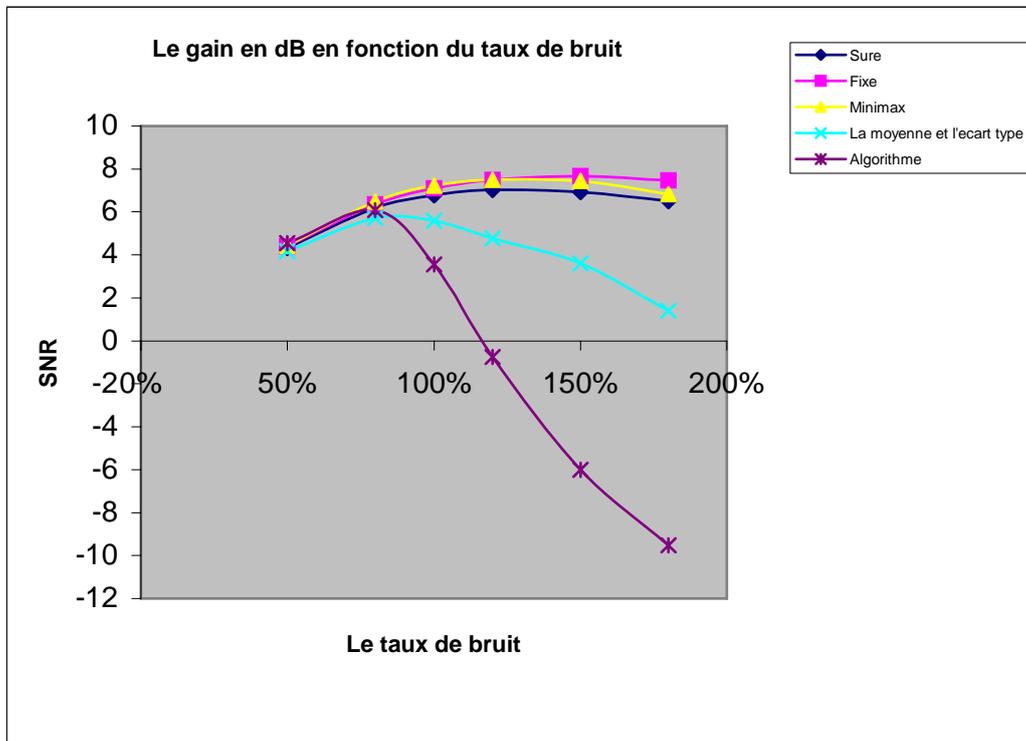


Figure (3.42) : Le gain en dB en fonction du taux de bruit en appliquant le seuillage soft.

Pour le seuillage soft, les meilleurs résultats du gain en dB ont été obtenus en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuil universel.

Enfin, les figures 3.41 et 3.42 ont illustré une étude comparative des différents types de seuillage.

3.11 Données expérimentales

Afin de valider les outils que nous avons implémenté, nous les avons testé sur un signal contenant un défaut réel. Une expérience a été réalisée sur une pièce en Fonte contenant un défaut. Cette expérience a été menée au laboratoire de traitement du signal et de l'image du centre de soudage de Chéraga (CSC-Alger). Les essais ont été réalisés sur la pièce en fonte avec des transducteurs piézo-électriques et en utilisant des ondes longitudinales.

La vitesse de ces ondes dans la fonte $V_{\text{Fonte}}=4600\text{m/s}$. La technique de contrôle utilisée est par écho, sa mise en œuvre est en immersion en utilisant un transducteur non focalisé.

Le mode d'excitation est impulsionnel avec un angle d'incidence de 0^0 . La fréquence du transducteur est de 5Mhz.

3.11.1 Echos enregistrés

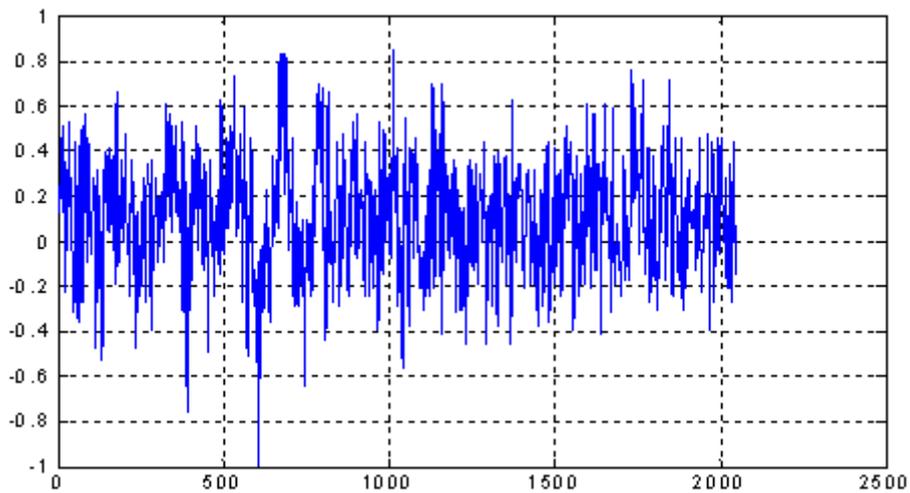


Figure (3.43) :Echo de Fonte contenant un défaut.

Les résultats obtenus du débruitage en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 en utilisant le seuillage soft et hard et en appliquant un seuil calculé à partir de deux principes (le principe du seuil universel, le principe de la moyenne et de l'écart type ($K=3.4$)) sont illustrés par les figures 3.44 et 3.45.

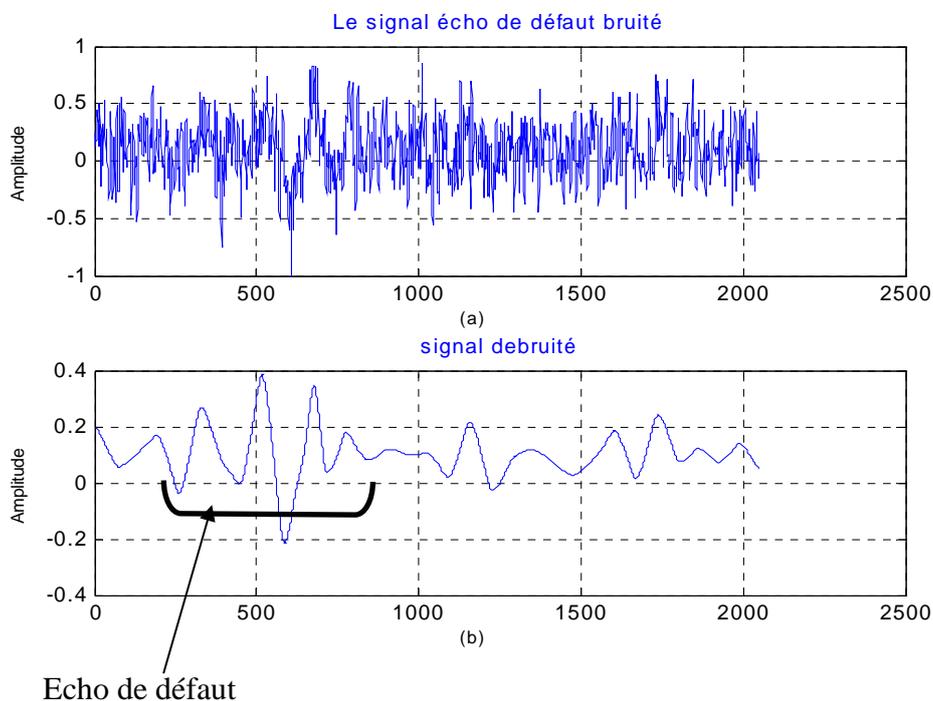


Figure (3.44):(a) écho de fonte contenant un défaut .

(b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage soft, en utilisant le seuil universel .

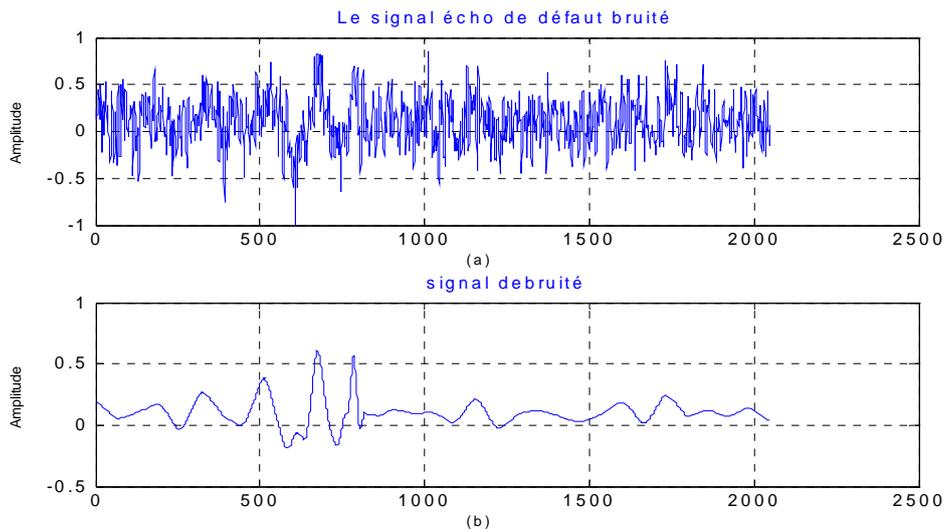


Figure (3.45) : (a) écho de fonte contenant un défaut .
 (b) Signal débruité en utilisant l'ondelette Symlet d'ordre 6 au niveau 6 et en appliquant le seuillage hard, le seuil est calculé à partir de la moyenne et l'écart type ($K=3.4$).

3.11.2 Interprétation des résultats

On constate que le bruit affectant le signal est pratiquement réduit. Donc cette méthode permet la séparation du bruit et le reste du signal utile (propre). Ce qui aide considérablement à la localisation du défaut en temps et en fréquence.

3.12 Conclusion

Dans un premier temps, nous avons fait l'étude de méthodes de traitement de signal permettant la détection de défauts noyés dans le bruit. Nous avons utilisé la TOD pour décomposer et reconstruire le signal. Ainsi, nous avons appliqué les différentes formes de seuil les plus utilisés dans notre algorithme. Ensuite, nous avons modifié une nouvelle méthode développée dans [26] afin de bien choisir la valeur du seuil qui donne les meilleurs résultats.

Les résultats du rapport (SNR) en fonction du taux de bruit injecté au signal utile obtenus sont satisfaisants jusqu'à un taux de bruit de 120%. Enfin, nous avons varié d'une manière aléatoire (le bruit, la position temporelle et la fréquence de l'écho) afin de montrer leur influence sur les résultats. Nous avons réalisé une étude comparative entre le principe du seuil fixe et la méthode basée sur la moyenne et l'écart type (les meilleurs résultats obtenus parmi les quatre méthodes de calcul du seuil), nous estimons que nos résultats sont très satisfaisants. Ensuite, nous avons essayé de détecter plusieurs échos dans le bruit, pour cela nous avons simulé deux échos dans le cas de chevauchement et de séparation. Finalement, nous avons expérimenté les outils de traitement de signal développés. Nous avons appliqué les approches proposées, sur un écho provenant de pièce de fonte présentant un défaut noyé dans du bruit de structure et de la chaîne d'acquisition. Les résultats obtenus ont donné satisfaction.

Conclusion générale

Nous avons présenté dans cette thèse, l'étude de méthodes de traitement du signal permettant la détection de défauts en contrôle non destructif par ultrasons.

Les méthodes étudiées devraient parvenir à une analyse automatique d'une acquisition ultrasonore (ou d'une partie de l'acquisition) afin de détecter les échos caractéristiques d'un défaut, localiser le défaut. L'analyse des techniques actuelles de caractérisation de défauts a montré des procédures manuelles lourdes peu adaptées à la masse importante d'informations contenues dans une acquisition ultrasonore. Dans un premier temps, nous avons exposé les problèmes liés à la détection d'un seul écho noyé dans le bruit de structure. Pour cela nous avons implémenté plusieurs algorithmes basés sur la TOD et le seuillage.

Nous avons appliqué une méthode de décomposition du signal par TOD.

Ainsi, nous avons appliqué le seuillage (soft et hard) sur les coefficients d'ondelettes obtenus, nous considérons les coefficients de la TOD inférieurs à un certain seuil comme étant du bruit, les autres coefficients supérieurs à ce seuil seront considérés du signal écho de défaut.

Le choix du seuil est réalisé par plusieurs règles différentes (sure, fixe, minimax).

Ensuite, nous avons reconstruit le signal en utilisant la transformée en ondelette inverse.

Finalement, nous avons implémenté une méthode de détection de défauts noyé dans le bruit de structure basé sur la TOD, et utilise l'écart type et la valeur moyenne pour le calcul du seuil. Les résultats du rapport (SNR) en fonction du taux de bruit injecté au signal utile obtenus sont satisfaisant jusqu'à un taux de bruit de 120%.

Enfin, nous avons fait varier d'une manière aléatoire (le bruit, la position temporelle et la fréquence de l'écho) afin de montrer leurs influence sur les résultats.

Nous avons réalisé une étude comparative entre le principe du seuil fixe (les meilleurs résultats obtenus parmi les trois méthodes de calcul du seuil) et la méthode de la moyenne et de l'écart type, nous estimons que nos résultats sont très satisfaisants.

Afin de valoriser notre travail, nous avons détecté des défauts réelles noyé dans le bruit de structure. Cette étude a permis de montrer qu'une adaptation des méthodes appliquées en traitement du signal peut apporter des solutions efficaces au problème d'expertise automatique de données ultrasonores. Ces résultats encourageants ouvrent des perspectives intéressantes.

Références

- [1] Cast, « Contrôle non destructif par ultrasons », niveau III pour ingénieur, INSA de Lyon, 1986.
- [2] Draï Redouane, « Technique de traitement des signaux ultrasonores appliquées au contrôle non destructif des matériaux », Thèse de Doctorat en électronique, Université des sciences et de la technologie Houari Boumediene, 2005.
- [3] R. Draï, M. Khelil, & A. Benchaala, « Flaw Detection in Ultrasonics Using Wavelets Transform and Split Spectrum Processing », 15th WCNDT, Roma, 2000.
- [4] R. Draï, M. Khelil, & A. Benchaala, « Elaboration of some signal processing algorithms in ultrasonic techniques : Application to materials NDT », Ultrasonics, vol.38, pp. 503-507, Ed. Elsevier, 2000.
- [5] R. Draï, A. Benammar, & A. Benchaala, « Signal processing in the detection of multiple imperfection echoes drowned in the structure noise. Application to ultrasonics NDE of materials », Ultrasonics international conference. Granada 29 juin- 03 juillet 2003.
- [6] R. Draï, A. Benammar, & A. Benchaala, « Robustness study of detection algorithms of multiple imperfections in coarse granular materials. », World conference of ultrasonics WCU Paris, september 2003.
- [7] J. Saniie, T. Wang and N. M. Bilgutay, « Analysis of homomorphic processing for ultrasonic grain size characterization », IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec., Freq. Contr., vol.36, N°3, 365-375, Nov. 1989.
- [8] L. Robert, « Etude par microscopie acoustique de l'influence des irradiations sur des aciers inoxydables », Thèse de Doctorat en électronique, Université de Montpellier II, 1994.
- [9] S. Chatillon, C. Poidevin, N. Gengembre, A. Lhémy & P. Calmon, « Simplified modelling of backscattered noise and attenuation phenomena for the performance demonstration of UT inspections », 8th European Conference on NDT, Barcelona 2002.
- [10] M.G. Gustafsson, and T. Stepinski, « Studies of split spectrum processing, optimal detection and maximum likelihood amplitude estimation using a simple clutter model », Ultrasonic, vol 35, No.1, pp.31-52, February 1997
- [11] S. Mallat, « Multiresolution approximations and wavelet orthonormal bases of $L^2(\mathbb{R})$ », Trans. Am. Math. Soc., vol.315, N°1, pp. 69-87, sep. 1989.
- [12] S. Mallat, « Multifrequency channel decomposition of images and wavelet models », IEEE Trans. On Acoustic Speech and Signal Proc., vol.37, N°12, pp. 2091-2110, dec. 1989.

- [13] S. Mallat, « A theory for Multiresolution signal decomposition : the wavelet representation », IEEE, PAMI, vol. 11, N° 7, pp. 647-693, july 1989.
- [14] I. Daubechies, « Orthonormal bases of compactly supported wavelets », Com. On pure Appl. Math., vol. 41, pp. 909-996, nov. 1988.
- [15] B.B. Hubbard, « Ondes et Ondelettes », pour la science, dif. BELIN, Paris, 1995.
- [16] Frédéric Truchetet, « Ondelettes pour le signal numérique », 1998.
- [17] M.J. Shensa, « The Discrete Wavelet Transform : Wedding the à Trous and Mallat Algorithms », IEEE Transactions on signal processing, vol.40, N°10, pp. 2464-2482, oct. 1992.
- [18] O. Rioul, P. Duhamel, « Fast Algorithms for Discrete and Continuous Wavelet Transform », IEEE transactions on signal processing, vol. 38, N°2, pp. 569-586, mar 1992.
- [19] I. Daubechies, « Ten lectures on wavelets », SIAM, CBMS-NSF lecture notes N°61, 1992.
- [20] S.Mallat, W.L.Hwang, « Singularity detection and processing with wavelet », IEEE Trans. Theory, Vol.38, N° 2, pp. 617-643, 1992.
- [21] Q.Pan, L.Zhang, « Two denoising methods by wavelet transform », IEEE Trans. Signal Proc. Vol. 47, N° 12, 1999.
- [22] M.Jensen, A. Bulthee, « Multiple wavelet thershold estimation by generalized cross validation of images with correlation noise », IEEE Trans. Image proc. Vol. 8, N°7, pp.947-953, 1997.
- [23] D.L.Donoho, I.M.Johnstone, G.Kerkyacharian , D.Picard, « Wavelet shrinkage : Asymptotia ? », J. of the royal Statistical Sos., Series B, Vol 7, N°2, pp.301-369, 1995.
- [24] D.L.Donoho, I.M.Johnstone, «Adapting to unknown smoothness via wavelet shrinkage», J. Amer. Statistical Assoc. Vol. 90, pp. 1200-1224, 1995.
- [25] D.L.Donoho, I.M.Johnstone, « Ideal spatial adaptation via wavelet shrinkage », Biometrika Vol. 81, pp. 425-455, 1994.
- [26] J.C. Lazaro, « Noise Reduction in Ultrasonic NDT using Discrete Wavelet Transform Processing », Proceeding IEEE ultrasonic Symposium, Munich 8-11 Oct.2002.
- [27] A. Ahmed and P.D. Panetta, « Ultrasonic attenuation and backscattering in polycrystalline materials wit nonspherical grains », National seminar of ISNT (NDE 2002), Channai, 5-7. Dec., 2002.
- [28] H.Krim, I.C.Schik, « Robust wavelet thresholding for noise suppression », ICASSP'97, IEEE1997.

[29] D. Pagodinas, « Ultrasonic signal processing methods for detection of defects in composite materials », ISSN 1392-2114 ULTRAGARSAS, Nr.4 (45). Kaunas University of Technology 2002.

[30] F. Taffine, B. Ouazine et A. Houacine, « Détection de petits défauts en CND par filtrage des échos ultrasonores dans le domaine Temps-Echelle », 3rd International Conference : Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications, March 27-31, 2005-TUNISIA.

[31] J.L.Pellier, Y.Le tohic, J.C.Caron, « La pratique du contrôle industriel par ultrasons », Edition communication actives, Paris1979.

[32] M. Khelil, « Analyse tridimensionnelle des signaux ultrasonores, application au CND des matériaux ». mémoire de magistère en électronique, Université des sciences et de la technologie Houari Boumediene, 2002.

[33] R. Kazys, O. Tumsys, D. Pagodinas, « Ultrasonic method for detection and location of defects in three-layer plastic pipe based on the wavelet transform », ISSN 1392-2114 ULTRAGARSAS, Nr.1 (54). Kaunas University of Technology 2005.