

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université De Jijel
Faculté des Sciences & de la technologie
Département d'Électronique

Mémoire de fin d'études pour l'obtention du
Diplôme de Master

Option : optoélectronique

جامعة جيجل
كلية العلوم والتكنولوجيا
رقم المجلد: M.2138



Thème

**Traitement du signal pour la
localisation des défauts en Contrôle
Non Destructif**

Présenté par :

Mr : BEGGAH Abdelkrim

Mr : MEKMOUCHE Choayb

Encadré par :

Mme MERDJANA Hassina

Melle DIB Samira

Année universitaire 2014 / 2015

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENTS

Je voudrais remercier tout d'abord Allah, le tout puissant qui m'a donné la force, la volonté et le courage pour accomplir ce modeste travail.

*Je tiens à formuler ma gratitude et ma profonde reconnaissance à M^{me} : **Merdjana Hassina** et M^{lle} : **Dib Samira**.*

*J'adresse également mes remerciements, à tous mes enseignants, qui m'ont donné les bases de la science, sans oublier d'exprimer mes remerciements au **Chef du Département d'Électronique**.*

*Mes remerciements aux **membres du jury** qui m'ont fait l'honneur d'accepter de lire et de juger ce mémoire.*

*Je remercie l'ensemble des **collègues et amis** qui m'ont aidé et supporté durant ces dernières années. Et Je remercie aussi toute personne ayant participé de près ou de loin à l'élaboration de ce modeste travail.*

*Je voudrai exprimer un remerciement spéciale à **mes proches et mes frères** pour leurs conseils au long de ma vie.*

*Enfin, ce travail ne voudrait rien dire sans remercier **mes parents** pour leur dévouement incommensurable, qui m'ont toujours soutenue et poussée à donner le meilleur de moi-même ; pour l'éducation qu'ils m'ont offert et pour leur appui inconditionnel tout au long de ma vie.*

Dédicaces

Je dédie ce travail:

*Aux deux êtres qui me sont les plus chers dans ma vie pour leur bonté,
leur soutien, et leur patience face aux moments difficiles traversés au
cours de ma vie : ma Mère et mon Père merci.*

A mes frères; Mouhamed, Fares, Moussa

A toute ma famille grande et petite

A tous mes amis; surtout Haroun, Massoud, Hicham, Idris, Abdelhalim

A toute la promotion EOP (2014-2015) sans exception

A mon binôme Choayb à qui je souhaite tout le bonheur et la réussite

A tous mes enseignants depuis le primaire jusqu'à mon cursus Universitaire.

Abdelkrim

Dédicaces

Je dédie ce travail:

Aux deux êtres qui me sont les plus chers dans ma vie pour leur bonté,

leur soutien, et leur patience face aux moments difficiles traversés au

cours de ma vie : ma Mère et mon Père merci.

A mes frères et ma soeur

A toute ma famille grande et petite

A tous mes amis; Djihad, Radhwane, Amine, Abdelhalim, Abdo, Oussama

A toute la promotion EOP (2014-2015) sans exception

A mon binôme Abdelkrim à qui je souhaite tout le bonheur et la réussite

A tous mes enseignants depuis le primaire jusqu'à mon cursus Universitaire.

Choayb



Sommaire

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

Chapitre 1 : Ultrasons et Contrôle Non Destructif

1.1. Introduction.....	3
1.2. Définition de l'onde ultrasonore.....	3
1.3. Paramètres de l'onde ultrasonore.....	4
1.3.1. Célérité et impédance.....	4
1.3.2. Fréquence et longueur d'onde.....	5
1.3.3. Pression et intensité.....	5
1.3.4. Production et détection des ultrasons.....	6
1.4. L'effet piézoélectrique.....	6
1.4.1. Piézo-électricité.....	6
1.4.1.1. Effet direct.....	6
1.4.1.2. Effet inverse.....	7
1.4.2. Transducteur piézo-électrique.....	7
1.5. Propagation des ondes.....	8
1.5.1. Définition.....	8
1.5.1.1. Ondes de surface.....	8
1.5.1.2. Onde électromagnétique.....	8
1.5.1.3. Onde ultrasonore.....	8
1.6. Propagation des ondes ultrasonores.....	8
1.6.1. Différents types de l'onde ultrasonore.....	9
1.6.1.1. Onde longitudinale (compression).....	9
1.6.1.2. Onde transversale (cisaillement).....	10
1.6.2. Atténuation des ondes ultrasonores.....	12
1.7. Contrôle non destructif.....	13
1.8. Différentes méthodes de contrôle non destructif.....	14
1.8.1. Ressuage.....	14
1.8.2. Magnétoscopie.....	15
1.8.3. Courants de Foucault.....	16
1.8.4. Radiographie.....	17

1.8.5. Thermographie	17
1.9. Méthodes de contrôle par ultrasons	18
1.9.1. Principe de la méthode	18
1.9.2. Méthode utilisée en CND par ultrasons	19
1.9.2.1. Méthode Pulse-Echo	19
1.9.2.2. Méthode de transmission directe (through-transmission)	22
1.9.2.3. Méthode impact-écho	22
1.9.2.4. Méthode de Pitch-Catch	23
1.10. Nature des pièces et défauts dans le CND	23
1.10.1. Défauts internes	24
1.10.2. Défauts de surface	24
1.11. Conclusion	25

Chapitre 2: Techniques de traitement du signal

2.1. Introduction	26
2.2. Position du problème	26
2.3. Signaux de synthèse	28
2.3.1. Salves sinusoïdales	28
2.3.2. Signal d'interfaces	29
2.3.3. Signal à salve courte	30
2.3.4. Signal à salve longue	30
2.4. Méthodes de traitement du signal	31
2.4.1. Algorithme de Hilbert	31
2.4.1.1. Définition de la transformée de Hilbert	31
2.4.1.2. Utilisation de la transformée d'Hilbert dans la détection d'enveloppe	33
2.4.1.3. Utilité de la détection de l'enveloppe en CND	33
2.4.1.4. Simulation et interprétation	33
2.4.1.5. Performances de la méthode en présence du bruit	35
2.4.1.6. Conclusion	36
2.4.2. Intercorrélation des signaux	37
2.4.2.1. Définitions	37
2.4.2.2. Principaux théorèmes	37
2.4.2.3. Propriétés	38
2.4.2.4. Simulation et interprétation des résultats	39

2.4.2.5. Performances de la méthode en présence du bruit	40
2.4.2.6. Conclusion	43
2.5. Conclusion	43
 Chapitre 3 : Techniques Conventionnelles de la Déconvolution	
3.1. Introduction	44
3.2. Convolution et systèmes linéaires invariants dans le temps	44
3.2.1. Convolution	44
3.2.2. Déconvolution.....	45
3.2.3. Système linéaires et invariants dans le temps (SLIT)	45
3.2.4. La réponse impulsionnelle associée aux systèmes linéaires	45
3.2.5. L'opération de convolution en domaine spectral	46
3.2.6. Description paramétrique des SLIT continus ou discrets	46
3.3. Techniques conventionnelles de déconvolution	48
3.3.1. Modèle de déconvolution pour les échos ultrasonores	48
3.4. Algorithmes de déconvolution et considérations pratiques.....	49
3.4.1. Filtrage de Wiener	49
3.4.2. Division spectrale	51
3.4.3. Déconvolution L2 (moindres carrés)	52
3.5. Évaluation de TCD : avantages et inconvénients	53
3.5.1. Signaux de synthèse	53
3.5.2. Evaluation des algorithmes de TCD	59
3.5.2.1. Résultats d'estimation du système MPS	59
3.5.2.2. Résultats d'estimation du système NMPS.....	65
3.5.2.3. Comparaison entre les deux systèmes en fonction de la variance d'erreur	70
3.6. Conclusion	72
 CONCLUSION GENERALE	
CONCLUSION GENERALE.....	73
 Bibliographie	
Bibliographie.....	75

Liste des Figures

Figure 1.1 : Caractéristiques des ondes sonores.....	4
Figure 1.2 : Matériau piézoélectrique	6
Figure 1.3 : Schéma d'un transducteur piézo-électrique.....	8
Figure 1.4 : Déplacement longitudinale engendré par l'onde ultrasonore	9
Figure 1.5 : Déplacement transversal engendré par l'onde ultrasonore.....	10
Figure 1.6 : Décroissance exponentielle des échos en négligeant la diffraction.....	12
Figure 1.7 : Diffusion par une hétérogénéité.....	13
Figure 1.8 : Principe du contrôle par ressuage	15
Figure 1.9 : Contrôle par magnétoscopie.....	16
Figure 1.10 : Contrôle par courant de Foucault	16
Figure 1.11 : Schéma représentatif du principe de la radiographie	17
Figure 1.12 : Examen par Thermographie	18
Figure 1.13 : Principe des ultrasons	19
Figure 1.14 : Méthode pulse-écho	20
Figure 1.15 : Contrôle par contact	20
Figure 1.16 : Contrôle en immersion	21
Figure 1.17 : Contrôle par transmission.....	22
Figure 1.18 : Méthode Impact-écho.....	23
Figure 1.19 : Méthode de pitch-catch avec des transducteurs d'angle	23
Figure 2.1 : Contrôle non destructif par ultrasons	26
Figure 2.2 : Processus du CND sur un matériau	27
Figure 2.3 : Exemple de signal mesuré, obtenu avec une salve ultrasonore	27
Figure 2.4 : Représentation des salves de synthèse :	
(a) Salve courte (4 périodes), (b) salve longue (8 périodes).....	29
Figure 2.5 : Signal représentant les interfaces.....	29
Figure 2.6 : Signal de synthèse obtenu à partir de salve courte.	30
Figure 2.7 : Signal de synthèse obtenu à partir d'une salve longue.....	31
Figure 2.8 : Fonction de transfert d'un filtre de quadrature	32
Figure 2.9 : Réponse du filtre d'enveloppe appliqué sur :	
(a) Signal à salve courte, (b) Signal à salve longue	34

Figure 2.10 : Résultat du filtre d'enveloppe appliqué sur :	
(a) le signal bruité à salve courte, (b) le signal bruité à salve longue	36
Figure 2.11 : Fonction d'intercorrélacion du signal de synthèse :	
(a) salve courte, (b) salve longue.....	40
Figure 2.12 : Fonction d'intercorrélacion du signal de synthèse bruité par un bruit faible	
puissance : (a) salve courte, (b) salve longue.....	42
Figure 2.13 : Fonction d'intercorrélacion du signal de synthèse bruité par un bruit forte	
puissance : (a) salve courte, (b) salve longue	43
Figure 3.1 : Modèle mathématique d'un système d'entrée/sortie	44
Figure 3.2 : Modèle d'un défaut ultrasonore	54
Figure 3.3 : Signal d'entrée $x(t)$	55
Figure 3.4 : La réponse impulsionnelle $h(t)$ du MPS.	55
Figure 3.5 : Signal de sortie sans bruit $y(t)$, système MPS.....	56
Figure 3.6 : La réponse impulsionnelle $h(t)$ du NMPS.....	56
Figure 3.7 : Signal de sortie sans bruit $y(t)$, système NMPS.....	57
Figure 3.8 : Signal de sortie bruité $y(t)$, SNR=10dB, (bruit gaussien) système MPS	57
Figure 3.9 : Signal de sortie bruité $y(t)$, bruit uniforme, SNR=10dB, système MPS	58
Figure 3.10 : Signal de sortie $y(t)$ bruité (bruit gaussien), SNR=10dB, système NMPS	58
Figure 3.11 : Estimation par filtrage de Wiener, avec bruit blanc Gaussien, SNR=60dB.....	59
Figure 3.12 : Estimation par la méthode L2 (des Moindres carrés), SNR=60 dB	60
Figure 3.13 : Estimation par la méthode de division spectrale ($\lambda=0.01$), SNR=60dB	60
Figure 3.14 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant Wiener pour	
différentes distributions de bruit, système MPS	61
Figure 3.15 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant la méthode L2 pour	
différentes distributions de bruit, système MPS	62
Figure 3.16 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant la division spectrale	
pour différentes distributions de bruit, système MPS	62
Figure 3.17 : Variance de l'erreur en fonction du SNR pour Wiener, L2 et Division	
spectrale (cas Gaussien), système MPS	64
Figure 3.18 : variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant la Wiener, L2 et division	
spectrale pour différentes distributions de bruit (uniforme), système MPS	64
Figure 3.19 : Estimation par filtrage de Wiener, avec bruit blanc gaussien, système NMPS	
SNR=60 dB.	65

Figure 3.20 : Estimation par la méthode de Moindres carrés, système NMPS, SNR=60 dB	66
Figure 3.21 : Estimation par la méthode de division spectrale ($\lambda=0.01$) système NMPS, SNR=60 dB	66
Figure 3.22 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant Wiener pour différentes distributions de bruit, système NMPS	67
Figure 3.23 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant L2 pour différentes distributions de bruit, cas de système NMPS	68
Figure 3.24 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant la division spectrale pour différentes distributions de bruit, cas de système NMPS	68
Figure 3.25 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant filtrage de Wiener, L2 et la division spectrale pour différentes distribution de bruit gaussien, système NMPS	68
Figure 3.26 : Variance de l'erreur en fonction du SNR pour Wiener, L2 et Division spectrale (cas uniforme), cas de système NMPS	69
Figure 3.27 : Variance de l'erreur en fonction du SNR pour MPS et NMPS utilisant le filtrage de Wiener	70
Figure 3.28 : Variance de l'erreur en fonction du SNR pour MPS et NMPS utilisant la déconvolution L2.....	71
Figure 3.29 : Variance de l'erreur en fonction du SNR pour MPS et NMPS utilisant la Division spectrale.....	71

Liste des tableaux

Tableau 1.1: Classification du son selon les fréquences	5
Tableau 1.2: Vitesses longitudinale et transversale pour les milieux limité et illimité.....	11
Tableau 1.3: Vitesse du son dans quelques matériau	11
Tableau 3.1: les relations d'entrée-sortie d'un système SLIT.....	46
Tableau 3.2: Transformée de Laplace (TL) pour les signaux analogiques et son équivalente numérique, la transformée en Z.....	47



Introduction générale

Introduction générale

Le 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.

De nouvelles méthodes par ultrasons en CND se sont développées depuis quelques années. Elles se basent sur le fait que le signal ultrasonore reçu d'un défaut contient une somme d'informations délaissées par les techniques classiques. Ces dernières considèrent que l'information essentielle à prendre en compte est l'amplitude maximale de l'écho ultrasonore recueilli et ceci quelque soit la nature des défauts.

La possibilité d'acquérir une information permettant de caractériser les défauts en nature, en taille et en orientation a nécessité le développement de techniques plus évoluées qui sont regroupées sous le terme général de techniques de traitement du signal. Dans ce contexte, nous avons utilisé quelques techniques de traitement du signal telles que la transformée de Hilbert (TH), la fonction d'intercorrélation (FIC) et les techniques conventionnelles de déconvolution (TCD) comme le filtrage de Wiener, la méthode des moindres carrés et la division spectrale qui permettent de détecter, de localiser et d'identifier les imperfections présentes dans ces matériaux.

Dans la détection de défauts par ultrasons, il est souvent difficile de distinguer le signal du défaut du 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.

Le travail qui nous a été demandé de faire, en plus de son aspect théorique, a été d'appliquer différentes techniques de traitement du signal sur les signaux ultrasonores pour une meilleure détection et localisation des échos réfléchis et ainsi améliorer le rapport signal sur bruit pour trouver une bonne estimation de signal à partir du modèle étudié.

Notre manuscrit se compose de trois chapitres présentés comme suit :

- Le premier chapitre se divise en deux sous chapitres : le premier sous chapitre est destiné aux rappels relatifs sur les ultrasons, la nature des ondes ultrasonores, leurs caractéristiques et leur propagation. Le deuxième sous chapitre contient un aperçu général sur le domaine du CND. Il décrit aussi quelques techniques du CND, et particulièrement la technique par ultrasons.
- Le deuxième chapitre sera dédié à l'application des différentes techniques de traitement du signal (l'algorithme de Hilbert, la fonction d'intercorrélation) sur les signaux réfléchis dans la pièce, afin de faire détecter avec précision les échos liés à cette pièce. Chaque méthode d'analyse est suivie par des résultats sous forme de graphes et d'interprétations.
- Le troisième chapitre expose trois différentes méthodes classiques de déconvolution. Après avoir donné les définitions de chaque méthode d'analyse, on donnera les résultats sous forme de graphes et d'interprétations. Rappelons que toutes ces méthodes ont été mises en œuvre dans le cas particulier des signaux ultrasonores.

On terminera ce travail par une conclusion générale regroupant les résultats essentiels de notre étude et mettant en évidence les performances des différentes méthodes proposées.

Chapitre 1

Ultrasons et Contrôle Non Destructif

-
- 1.1. Introduction
 - 1.2. Définition de l'onde ultrasonore
 - 1.3. Paramètres de l'onde ultrasonore
 - 1.4. Effet piézoélectrique
 - 1.5. Propagation des ondes
 - 1.6. Propagation des ondes ultrasonores
 - 1.7. Contrôle non destructif
 - 1.8. Différentes méthodes de contrôle non destructif
 - 1.9. Méthode de contrôle par ultrasons
 - 1.10. Nature des pièces et défauts dans le CND
 - 1.11. Conclusion
-

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 du CND sont très variées et utilisent de nombreux procédés physiques d'analyse [1].

Le contrôle par ultrasons consiste à engendrer une onde ultrasonore dans le matériau et à observer les échos éventuels réfléchis par les hétérogénéités rencontrées [2].

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

1.2. 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 20 kHz [1].

Les ultrasons peuvent se propager dans les gaz, les liquides ou les solides, c'est-à-dire dans toute substance possédant des propriétés élastiques. Pour cela, la physique des ondes élastiques de fréquences supérieures à 20 kHz est appelée : science des ultrasons [3].

Donc, d'après 20 kHz on trouve l'onde ultrasonore s'étendue dans une large gamme allant à plus de 100 MHz (microscopique acoustique, application électronique).

La gamme 1 à 10 MHz couvre la grande majorité des applications des ultrasons en CND [4].

Les ondes sont caractérisées par :

1. la vitesse de propagation V qui ne dépend que du matériau dans lequel les ondes se déplacent.
2. la longueur d'onde λ : distance séparant deux zones comprimées.
3. le mouvement imprimé aux grains du matériau caractérisé par sa fréquence f .

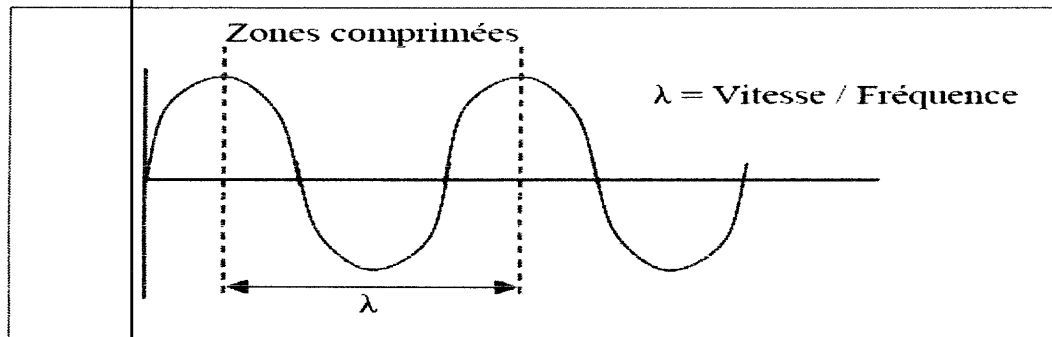


Figure 1.1 : Caractéristiques des ondes sonores.

1.3. Paramètres de l'onde ultrasonore :

Plusieurs paramètres sont nécessaires pour caractériser cette onde ultrasonore.

1.3.1. Célérité et impédance :

La célérité de l'onde acoustique est la vitesse de propagation de la variation de pression dans le milieu : elle dépend uniquement du milieu. Le comportement d'un milieu matériel vis-à-vis des ultrasons est exprimé par une constante appelée impédance acoustique, Z . Cette dernière dépend de la masse volumique et de la compressibilité du milieu, c'est-à-dire de son aptitude à reprendre sa forme originale après déformation.

$$Z = \sqrt{\frac{\rho}{X}} \quad (1.1)$$

Avec :

X : compressibilité du milieu

ρ : masse volumique

Elle traduit la plus ou moins grande aptitude d'un milieu donné à la pénétration des ultrasons et s'exprime en $\text{kg/m}^2/\text{s}$.

Cette impédance conditionne, avec la masse volumique, la célérité de l'onde ultrasonore :

$$c = \frac{Z}{\rho} \quad (1.2)$$

c = célérité de l'onde ultrasonore dans le milieu de propagation exprimée en m/s .

1.3.2. Fréquence et longueur d'onde

Les sons sont classés en quatre catégories selon leur fréquence f ou nombre de variations de pression (périodes) par seconde (1 Hz = 1 cycle/s) :

Sons	Fréquence
Infrasons	0 à 20 Hz
sons audibles	20 Hz à 20 kHz
Ultrasons	20 kHz à 1 GHz
Hyper sons	> 1 GHz

Tableau 1.1: Classification du son selon les fréquences

La distance séparant, à un instant donné, deux points du trajet de l'onde où la pression est la même (tout en variant dans le même sens) correspond à la longueur d'onde λ . Dans un milieu donné, elle est reliée à la fréquence par la formule :

$$\lambda = \frac{C}{F} \quad (1.3)$$

1.3.3. Pression et intensité

En chaque point, la pression acoustique P varie selon la fréquence de l'onde ultrasonore. L'énergie délivrée dépend de ces variations de pression qui soumettent les particules du milieu à des mouvements vibratoires.

On appelle intensité ultrasonore l'énergie qui traverse perpendiculairement l'unité de surface pendant l'unité de temps. Elle est reliée à la pression acoustique par la formule:

$$I = \frac{p^2}{2\rho C} \quad (1.4)$$

Les différences d'intensité s'expriment en décibels: si deux ondes ultrasonores ont des intensités absolues I_1 et I_2 , on dit que la différence de leurs niveaux d'intensité est de D décibels.

$$D = 10 \log \left(\frac{I_2}{I_1} \right) \quad (1.5)$$

1.3.4. Production et détection des ultrasons

Les ultrasons dans les appareils du CND sont produits et détectés par des "transducteurs" 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 transducteur 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 50 mm, avec 10 mm comme valeur la plus fréquente [2].

1.4. L'effet piézoélectrique

L'effet piézoélectrique a été découvert en 1880 par Pierre et Jacques Curie. Son principe repose sur le fait que certains matériaux, comme les cristaux de quartz, ont la propriété de se charger lorsqu'ils sont comprimés et, inversement, de se déformer lorsqu'ils sont chargés. Les transducteurs contenus dans les sondes d'échographie sont généralement des céramiques de Plomb Zirconate de Titane (PZT) [5].

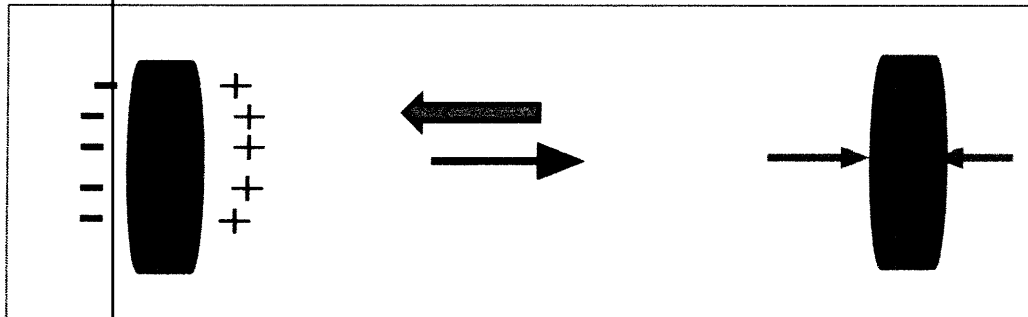


Figure 1.2: Matériau piézoélectrique.

1.4.1. Piézo-électricité

La piézo-électricité vient du mot grec « piezen » ou « pression », elle signifie donc électricité par pression. C'est une propriété réversible, à des degrés divers selon le matériau.

1.4.1.1. Effet direct

Il a été mis en évidence par Pierre Curie, si on applique à un échantillon de corps piézo-électrique une contrainte (pression) T , il apparaît sur la matière une densité de charge Q proportionnelle à la contrainte appliquée avec :

$$Q = eT \quad (1.6)$$

Q : densité de charge.

T : pression appliquée.

e : module de Young.

1.4.1.2. Effet inverse

Il a été mis en évidence par Lippman, si on soumet à un champ électrique un échantillon piézo-électrique, celui-ci subit une déformation S proportionnelle au champ électrique E avec :

$$S = eE \quad (1.7)$$

E : module du champ appliqué.

S : déformation.

e : module de Young.

Cette relation est fondamentale pour la production d'ultrasons. En effet, si on applique une tension alternative, la lame se contracte et se dilate à la même fréquence que la tension, cependant l'effet piézo-électrique est faible. Pour obtenir des amplitudes de variations plus grandes, on choisit l'épaisseur de la lame en fonction de la fréquence d'excitation de manière à provoquer la résonance du cristal.

1.4.2. Transducteur piézo-électrique

Dans un tel transducteur, l'élément sensible est généralement un disque ou une pastille taillée dans un matériau piézo-électrique (céramiques, piézo-électriques) circulaire ou rectangulaire, dont les faces parallèles sont métallisées de façon à réaliser deux électrodes auxquelles sont soudés les fils de connexion, reliées au dispositif électronique d'excitation ou de détection par l'intermédiaire d'un câble coaxial.

Pour limiter les vibrations vers l'arrière du transducteur, la pastille est posée sur un bloc amortisseur, réalisé en matériau dense et très absorbant. Il réduit l'importance du phénomène de résonance mécanique du disque. La face antérieure du disque n'est pas directement en contact avec le milieu de propagation mais elle est généralement protégée par une couche mince qui joue le rôle d'adaptateur d'impédance acoustique, l'ensemble est entouré d'un boîtier généralement métallique qui sert à la fois de blindage électrique et de protection mécanique (figure 1.3).

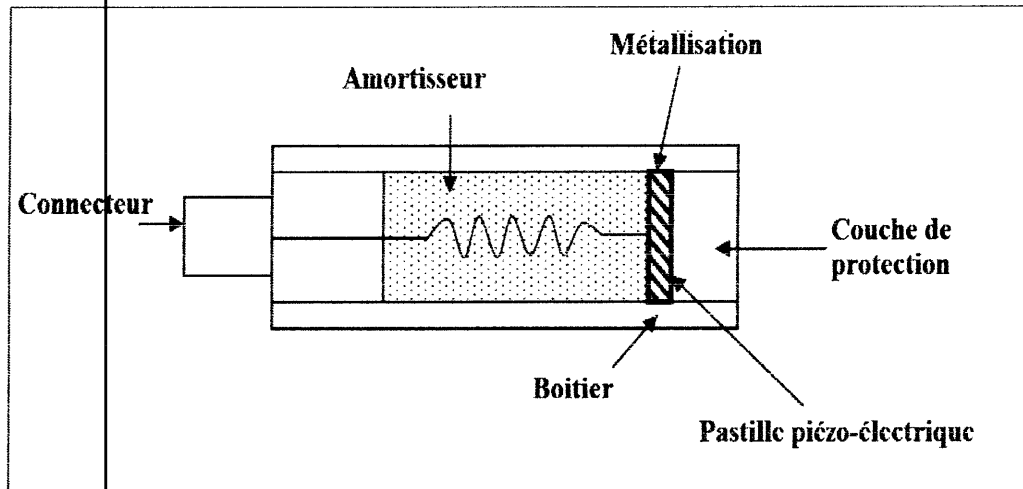


Figure 1.3: Schéma d'un transducteur piézo-électrique

1.5. Propagation des ondes

1.5.1. Définition

On appelle une onde le phénomène de propagation d'une perturbation dans un milieu sans transport de matière à une vitesse qui dépend des propriétés élastiques du milieu.

1.5.1.1. Ondes de surface

Le milieu de propagation est la surface libre d'un liquide, la perturbation correspond au déplacement des particules du liquide par rapport à leur position de repos.

1.5.1.2. Onde électromagnétique

Dans ce cas, le milieu de propagation est la matière ou le vide alors que la perturbation correspond à une variation du champ électromagnétique. La cause de cette perturbation étant due à l'accélération des charges électriques (la lumière, les ondes radio,.....).

1.5.1.3. Onde ultrasonore

Cette onde se propage dans un milieu solide, liquide ou gazeux où la perturbation serait une variation de pression.

1.6. Propagation des ondes ultrasonores

Tout corps (gaz, liquide ou solide) possède une certaine élasticité, c'est-à-dire qu'il peut se déformer sous l'action d'une force et reprendre sa forme lorsque la force disparaît. Un milieu élastique peut être schématisé sous la forme d'un ensemble de particules élémentaires, réparties régulièrement dans l'espace, reliées entre elles par des ressorts assurant leurs cohésions. On peut donc dire qu'en utilisant ce modèle, une vibration ultrasonore

correspond à l'ébranlement de l'équilibre de ces particules. Chaque particule oscille et transmet de proche en proche son mouvement vibratoire à ses voisines dans tout le milieu : c'est la propagation de l'onde ultrasonore.

1.6.1. Différents types de l'onde ultrasonore

1.6.1.1. Onde longitudinale (compression)

Dans le cas des ondes longitudinales ou de compression (les ondes p), le déplacement des particules se fait par dilatations et compressions successives parallèlement à la direction de propagation de l'onde (figure 1.4). Ce qui est similaire au comportement d'un ressort.

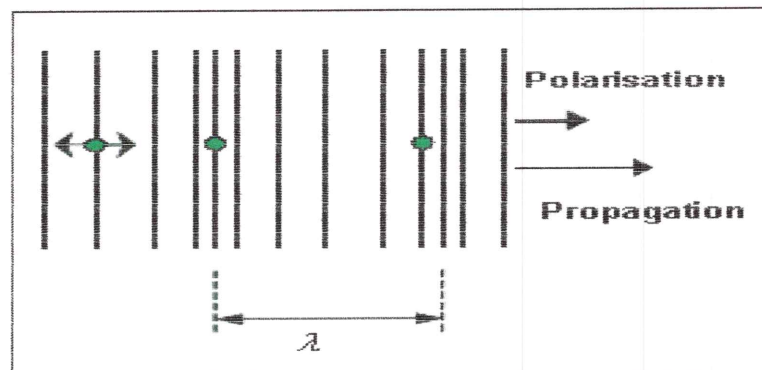


Figure 1.4: déplacement longitudinale engendré par l'onde ultrasonore

Les ondes longitudinales se propagent avec une vitesse V_L , qui dépend des propriétés constituant le milieu de propagation, notamment :

- **le module d'Young E** : le physicien anglais Thomas Young (1773-1829) avait remarqué que le rapport entre la contrainte de traction appliquée à un matériau et la déformation qui en résulte (un allongement relatif) est constant, tant que cette déformation reste petite et que la limite d'élasticité du matériau n'est pas atteinte. Cette constante est le module d'Young ou module d'élasticité longitudinal. Le module d'Young est défini par l'équation :

$$E = \frac{\sigma}{\varepsilon} \quad (1.8)$$

- ✓ σ : Le coefficient de poisson.
- ✓ ε : Le vecteur des déformations.

- le **coefficient de poisson** σ : le coefficient principal de Poisson permet de caractériser la contraction de la matière perpendiculairement à la direction de l'effort appliqué. Le coefficient de poisson est toujours inférieur ou égal à $\frac{1}{2}$. S'il est égal à $\frac{1}{2}$, le matériau est parfaitement incompressible. Dans le cas d'un matériau isotrope, le coefficient de Poisson permet de relier directement le module de cisaillement μ au module de Young E par l'équation :

$$\mu = \frac{E}{2(1 + \sigma)} \quad (1.9)$$

1.6.1.2. Onde transversale (cisaillement)

Une onde est dite transversale ou de cisaillement (onde **s**) lorsque la direction de vibration des particules est perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde (figure 1.5). C'est le cas de la corde [6].

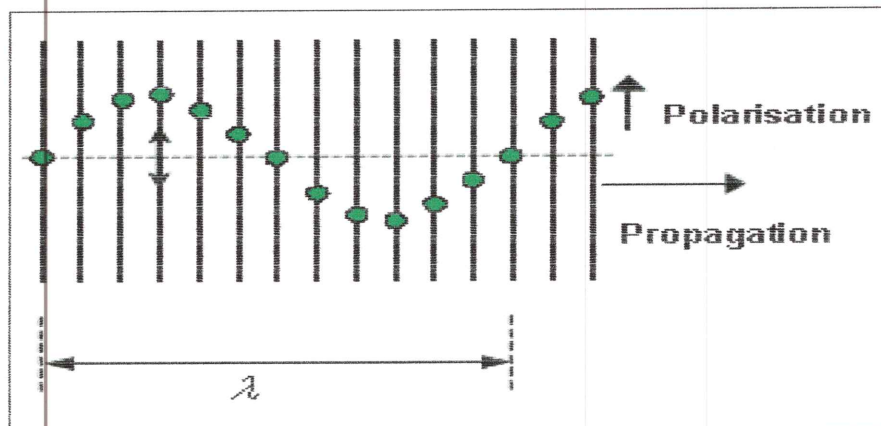


Figure 1.5: Déplacement transversal engendré par l'onde ultrasonore.

Pour une onde transversale, la vitesse de propagation V_T dépend du module d'Young E et de son coefficient ultrasonore.

- Pour un milieu limité (borné) isotrope, les conditions aux limites conduisent à des modes de vibration différents. Dans le cas particulier d'un milieu de propagation dont les dimensions latérales d sont faibles devant la longueur d'onde λ (condition : $\frac{d}{\lambda} < 0,2$), le mode de propagation est dit de « barre longue ». Les vitesses

de l'onde longitudinale V_p et de l'onde transversale V_T spécifiquement au mode barre longue s'expriment à partir de E , de μ et de la masse volumique ρ [7].

- Pour un milieu illimité (infini) isotrope, les vitesses de propagation sont respectivement V_L pour l'onde longitudinale et V_T pour l'onde transversale.

Les vitesses de propagation des deux milieux sont regroupées dans le tableau 1.2. On peut remarquer que :

- ✓ $V_L \neq V_p$ car $E \neq 2\mu + \lambda$
- ✓ La vitesse de propagation d'une onde transversale est la même pour les deux milieux [8].

Milieu \ Onde	Onde longitudinale	Onde transversale
	Milieu limité	$V_p = \sqrt{\frac{E}{\rho}}$
Milieu illimité	$V_L = \sqrt{\frac{2\mu + \lambda}{\rho}}$	$V_T = \sqrt{\frac{\mu}{\rho}}$

Tableau 1.2 : Vitesses longitudinale et transversale pour les milieux limité et illimité

Le tableau 1.3 donne les vitesses longitudinales et transversales de quelques matériaux :

Matériaux	Vitesse longitudinale (m/s)	Vitesse transversale (m/s)
Aluminium	6320	3080
Eau	1483	-
Verre	5650	3280
Air	330	-

Tableau 1.3 : Vitesse du son dans quelques matériaux

On remarque l'existence de matériaux ne pouvant pas transmettre les ondes transversales.

1.6.2. Atténuation des ondes ultrasonores

Une onde ultrasonore perd de l'énergie lors de sa propagation dans un milieu réel. Cette observation expérimentale immédiate constitue une caractéristique importante de la propagation. Dans un matériau homogène et à faces parallèles par exemple, on observe cette perte d'énergie en enregistrant les échos successifs par une mesure en écho. L'enveloppe d'une séquence d'échos de fond de pièce présente alors une décroissance exponentielle de l'amplitude de la forme :

$$A = A_0 \exp(-\alpha X) \quad (1.10)$$

Avec : α : coefficient d'atténuation et A_0 : amplitude initiale.

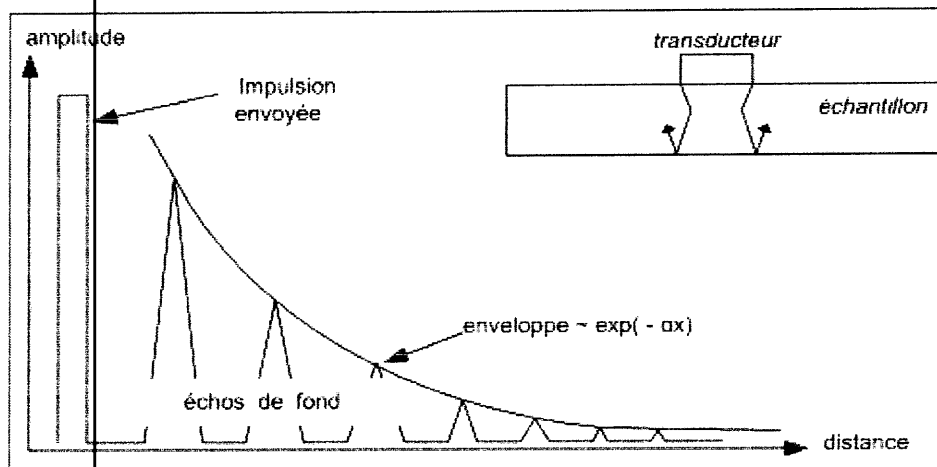


Figure 1.6 : Décroissance exponentielle des échos en négligeant la diffraction.

Cependant, les matériaux naturels produisent un effet, plus au moins accentué, qui affaiblit d'avantage les ondes ultrasonores. Ceci est le résultat de deux phénomènes, qui sont la diffusion et l'absorption, qui se regroupent dans le concept de l'atténuation. D'une façon générale, le coefficient d'atténuation α est un paramètre relatif composé du coefficient d'absorption et du coefficient de diffusion.

a. Atténuation des ondes ultrasonores dans les matériaux par diffusion

Dans le cas de la diffusion (aussi appelée dispersion), une fraction de l'onde est déviée ou réfléchi lors de la rencontre de discontinuités d'impédance acoustique. Ces hétérogénéités acoustiques peuvent être des porosités, des précipités, des inclusions, des joints de grains, ou encore des défauts...

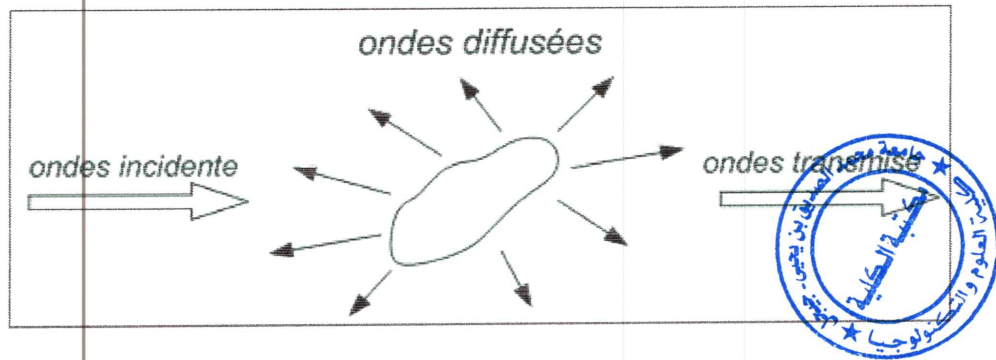


Figure 1.7 : Diffusion par une hétérogénéité

b. Atténuation des ondes ultrasonores dans les matériaux par absorption

Le second paramètre qui provoque l'atténuation, à savoir l'absorption, est une conversion directe de l'énergie ultrasonore en chaleur, pour laquelle de nombreux processus peuvent en être responsables. L'absorption peut être rigoureusement décrite comme un effet de freinage des particules en oscillations. Ceci montre qu'une oscillation rapide perd plus d'énergie qu'une oscillation lente. L'absorption augmente avec la fréquence et selon un taux beaucoup moins prononcé que la diffusion [9].

c. Le coefficient d'atténuation

L'amplitude d'oscillation des ondes sonores décroît avec la distance. Il en résulte une atténuation évidente des ondes à mesure qu'elles traversent les substances. L'intensité I d'une onde varie selon une loi exponentielle :

$$I = I_0 e^{-\mu x} \quad (1.11)$$

Où x est la distance en mètre traversée par un son ou un ultrason dans une substance, I_0 est l'intensité initiale, μ : est le coefficient d'atténuation de la substance traversée.

1.7. Contrôle non destructif

Le Contrôle Non Destructif (CND), comme son nom l'indique, a l'avantage de pouvoir porter sur la structure interne d'une pièce mécanique ou d'assemblage sans l'abîmer, contrairement au contrôle destructif par essais mécaniques. Il peut se faire même après l'utilisation de la pièce. Il 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. Il s'avère un outil très efficace pour la maintenance des installations industrielles.

Il est donc d'une très grande utilité surtout dans certains domaines (aéronautique, nucléaire,...). On peut trouver une très grande analogie entre le domaine médical où il s'agit de contrôler l'état d'un patient, et le contrôle non destructif qui diagnostique une pièce.

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 [10].

En outre, les méthodes du CND sont très variées et utilisent de nombreux procédés physiques d'analyse. Les principales méthodes utilisées sont [1-2]:

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

1.8. Différentes méthodes de contrôle non destructif

Certaines méthodes sont basées sur l'examen visuel, elles présentent l'énorme avantage d'être simples. Cependant, elles ont pour inconvénient d'être souvent fastidieuses et sujettes aux erreurs humaines.

Dans les industries de pointe, telles que l'aéronautique et les applications nucléaires, les critères d'acceptation où de rejet d'une fabrication sont très sévères, ils sont définis en fonction des conditions de fonctionnement où la haute performance et la sécurité doivent être menées de pair. Le contrôle doit permettre d'obtenir la plus haute probabilité possible de détection, le plus juste dimensionnement et l'exacte orientation de ces défauts.

Dans ce qui suit, on présentera, d'une manière très succincte, les méthodes de contrôle non destructif les plus utilisées.

1.8.1. Ressuage

Le contrôle par ressuage est utilisé pour la recherche de micro-défauts en surface non visibles à l'œil nu de tous métaux non poreux.

La technique est la suivante :

- Arrosage de la surface de la pièce avec un liquide très fluide à fort pouvoir pénétrant (souvent teinté en rouge).

- Nettoyage avec un solvant; seul le liquide au fond des fissures reste.
- Projection sur la surface de la pièce d'un révélateur poudre, qui absorbe le liquide restant et indique ainsi l'endroit du défaut.
- ❖ Certains liquides sont fluorescents et nécessitent une lampe à ultraviolette.
- ❖ Ce contrôle s'applique à tous les matériaux.

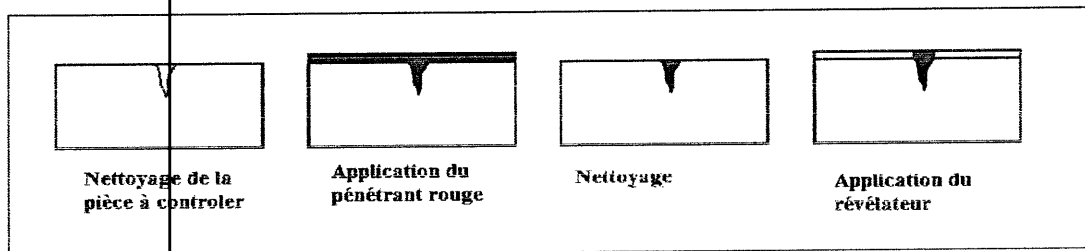


Figure 1.8 : Principe du contrôle par ressuage

L'inconvénient du ressuage est qu'il ne permet pas le dimensionnement des défauts (en profondeur), et l'interprétation des résultats se fait par l'homme (probabilité d'erreurs plus grande). Mais l'avantage du ressuage est qu'il soit assez rapide et global, il permet aussi la détection des fissures débouchantes qui sont les plus dangereuses en mécanique.

1.8.2. Magnétoscopie

C'est une méthode issue du ressuage mais plus développée. Elle concerne uniquement les matériaux ferromagnétiques, ce qui constitue la 1ère restriction de cette méthode, et le procédé consiste à magnétiser la pièce à contrôler.

On utilise en magnétoscopie, un appareil nommé magnétoscope et un liquide révélateur. Les résultats dépendent de l'observation du champ magnétique créé. Le révélateur est un liquide contenant en suspension des particules magnétiques très fines la fissure se comporte comme un aimant qui les agglutine en formant un spectre.

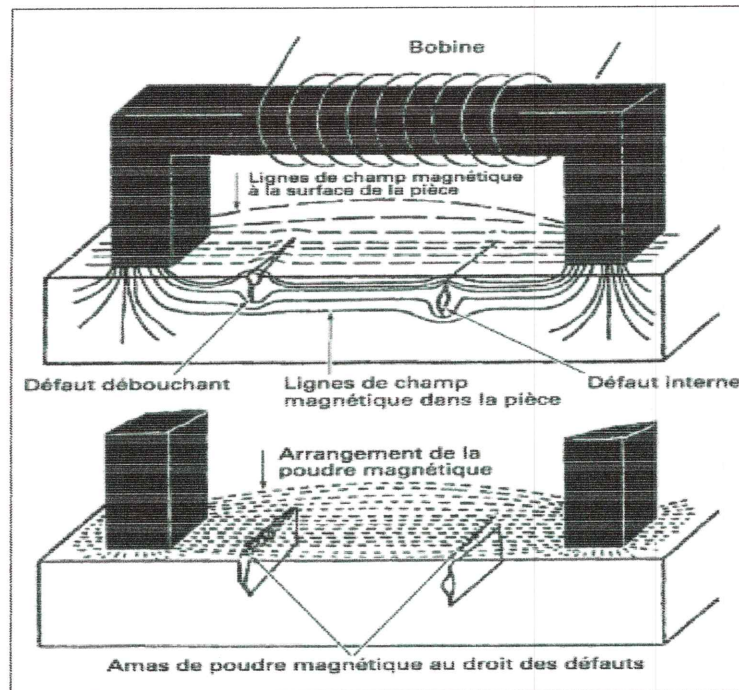


Figure 1.9: Contrôle par magnétoscopie

1.8.3. Courants de Foucault

Ce mode d'examen consiste à créer des courants induits par l'intermédiaire d'un champ magnétique alternatif (généralisé par un solénoïde) et variable dans le temps (basse ou haute fréquence). Ces courants induits et créés localement sont appelés courants de Foucault. Leurs distributions et leurs répartitions dépendent du champ magnétique d'excitation, de la géométrie et des caractéristiques de la conductivité électrique, de la perméabilité magnétique et de la structure examinée. La présence d'un défaut, perturbe la circulation des courants de Foucault, entraînant une variation de l'impédance du solénoïde.

L'inconvénient de la méthode est qu'elle se limite aux matériaux conducteurs [1].

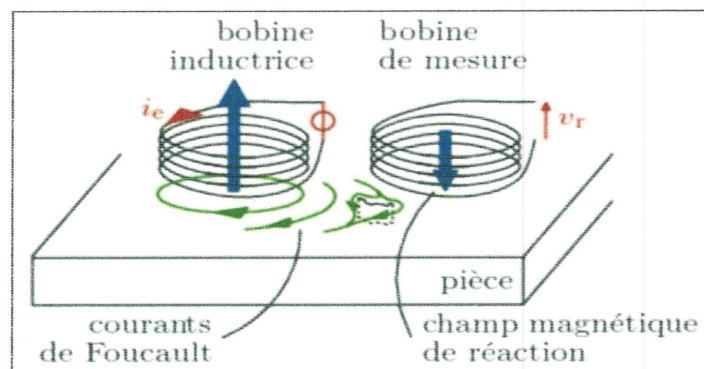


Figure 1.10 : Contrôle par courant de Foucault

1.8.4. Radiographie

La radiographie est une technique basée sur le bombardement d'un corps (un tube, une pièce.....) par les rayons X ou γ . Applicable généralement dans le domaine de médecine, mais actuellement elle s'applique dans d'autres domaines (mécanique, électrotechnique, matériaux.....).

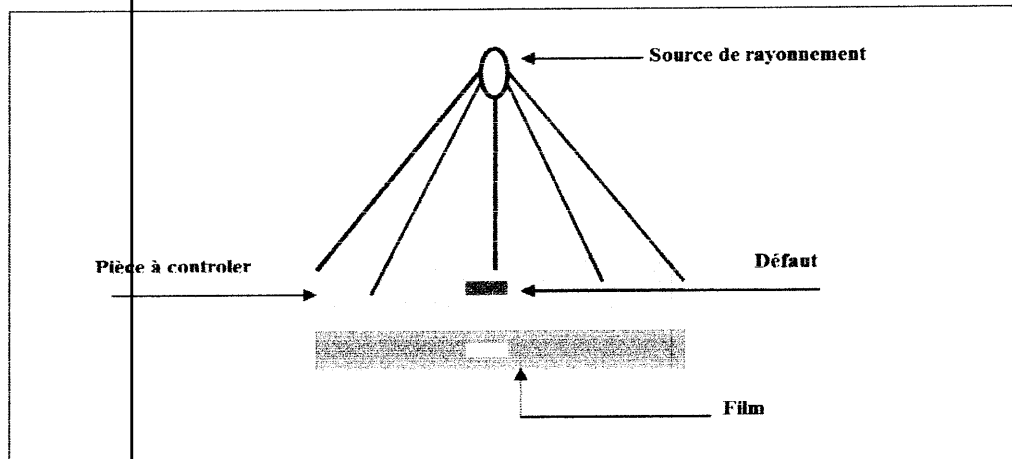


Figure 1.11: Schéma représentatif du principe de la radiographie.

1.8.5. Thermographie

Les méthodes de contrôle thermiques consistent à exciter un matériau ou une structure par un apport d'énergie (mécanique, chauffage par induction, air chaud....). La diffusion de la chaleur dans le matériau et l'impact qu'elle a sur la distribution de la température sur la surface renseignent sur les propriétés thermo physiques des matériaux et sur d'éventuels défauts à l'aide d'une caméra infrarouge. Les résultats d'examen sont implantés sur un PC (figure 1.12)

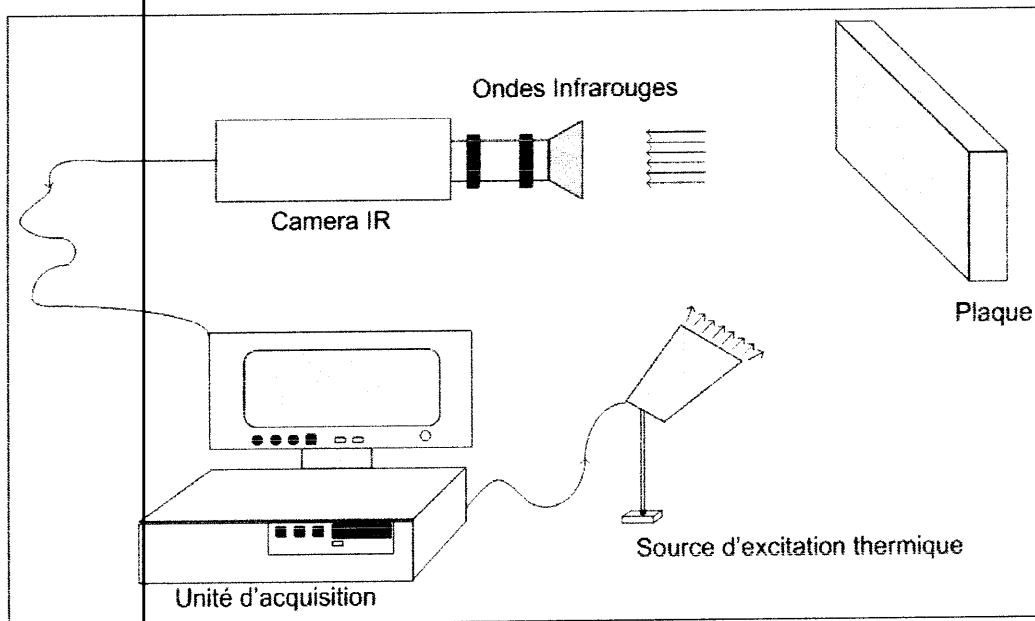


Figure 1.12 : Examen par Thermographie

1.9. Méthodes de contrôle par ultrasons

Le contrôle non destructif par ultrasons consiste à envoyer dans l'échantillon une onde ultrasonore, créée par un transducteur qui peut jouer le rôle d'émetteur et de récepteur en même temps, puis on mesure l'écho réfléchi par les défauts des pièces contrôlées. Les défauts sont décelés comme des interfaces qui renvoient une partie du faisceau vers le transducteur.

La méthode apporte souvent plus d'informations que les autres. Elle est très efficace, son énorme avantage est que les ultrasons ne sont pas du tout dangereux pour l'homme. D'où l'application de cette méthode aussi dans le domaine médical [11].

Son inconvénient est que parfois, elle apporte trop d'informations et qu'il y ait souvent une notion de bruit à prendre en compte. Le principe et les techniques utilisées par cette méthode seront développés dans les parties qui suivent.

1.9.1. Principe de la méthode

Les ultrasons sont des ondes sonores qui se propagent dans les milieux élastiques. Des modifications locales du milieu parcouru (fissures, défaut de compacité, ...) engendrent des perturbations dans la propagation de l'onde (figure 1.13). Le contrôle par ultrasons a donc pour principe d'analyser, à l'aide d'instruments de mesure appropriés, les modifications apportées à la progression des ondes sonores.

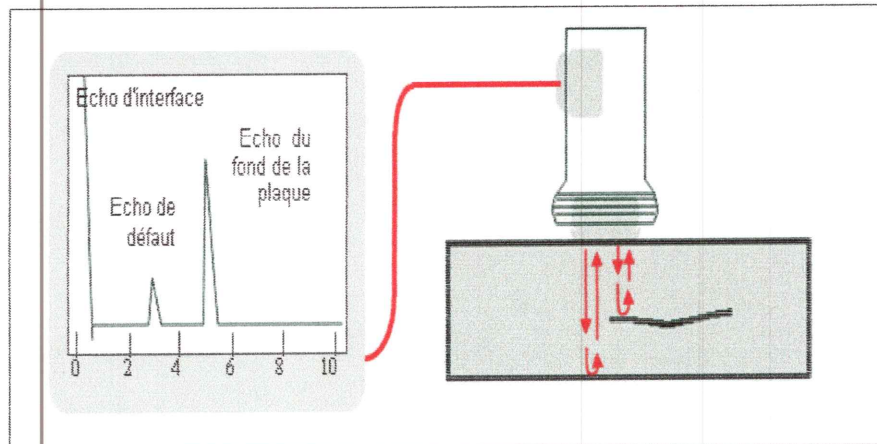


Figure 1.13: Principe des ultrasons.

Les vitesses de propagation des ondes étant grandes, par exemple : 5920 m/s en onde longitudinale et 3250 m/s en onde transversale pour l'acier.

Lorsque l'émission et la réception sont réalisées par le même transducteur, le contrôle est appelé "émission-réception". Au contraire, lorsque la réception est effectuée par un autre capteur, on lui donne le nom "d'émission-réception séparée". Ce contrôle pouvant être effectué par transmission.

1.9.2. Méthode utilisée en CND par ultrasons

Il existe plusieurs méthodes de contrôle non destructif par ultrasons on peut citer :

1.9.2.1. Méthode Pulse-Echo

Pulse-écho est une méthode utilisée pour la détection et la caractérisation des défauts dans la matière (figure 1.14). Un transducteur piézoélectrique transmet l'énergie ultrasonore. Les signaux réfléchis par la face opposée de la matière, ou par la discontinuité, vides ou éléments inclus dans la matière, sont reçus par le même transducteur où l'énergie, convertie en un signal électrique, est traitée par un ordinateur et affichée sur l'écran. L'affichage peut montrer l'épaisseur relative (profondeur), ou les défauts localisés. Les défauts causent une diminution dans l'amplitude de l'onde réfléchie [12-13].

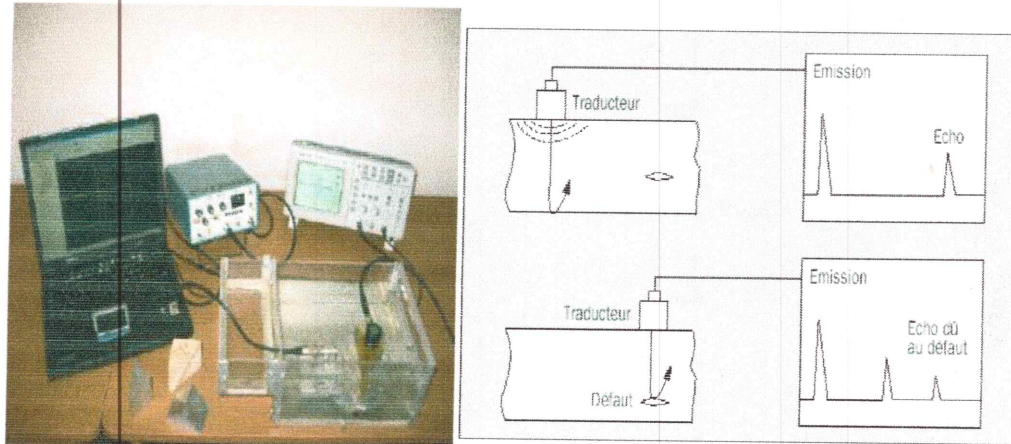


Figure 1.14: Méthode pulse-écho

Les méthodes de caractérisation utilisées pour la méthode pulse-écho peuvent être regroupées en trois catégories principales :

- ✓ Les mesures au contact.
- ✓ Les mesures sans contact.
- ✓ Les mesures en immersion.

a) Méthode au contact

Le contrôle au contact s'effectue avec un ou deux transducteurs ultrasonores positionnés directement contre la pièce ou par l'intermédiaire d'une pièce tampon ou d'un sabot, avec une fine couche de couplant (huile, glycérine....) (figure 1.15). Ce type de mesure est utilisé lorsque le matériau à caractériser est très fortement atténuant (le contact direct évite la perte d'énergie par réflexion à la première interface) et/ou lorsque les conditions environnementales ne permettent pas une autre méthode, les mesures au contact étant les plus faciles à mettre en œuvre.

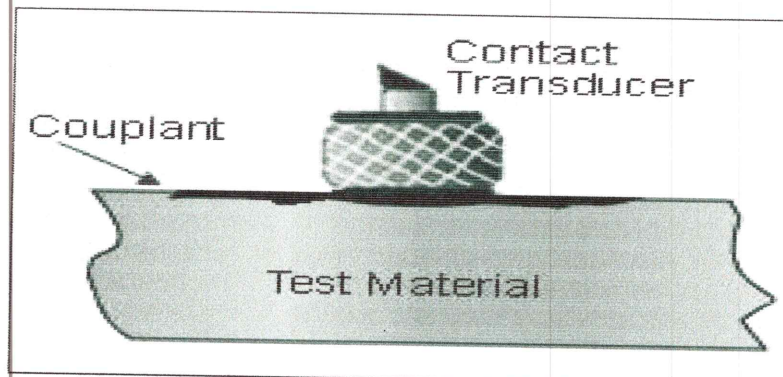


Figure 1.15 : Contrôle par contact

b) Méthode sans contact

La méthode de contrôle sans contact ne nécessite aucun milieu spécifique entre le transducteur et la pièce. Elle permet donc de s'affranchir du problème de couplant précédemment évoqué. Comme pour les mesures au contact, le principe des mesures sans contact repose sur l'acquisition d'échos successifs. Ces deux types de mesures permettent également de s'affranchir de la question de réflexion à la première interface. Elles présentent cependant des inconvénients non négligeables et sont moins faciles à mettre en œuvre matériellement que des dispositifs avec des transducteurs piézoélectriques. Aussi, la méthode sans contact est plus coûteuse.

c) Méthode en immersion

La méthode en immersion s'effectue dans une cuve remplie d'un liquide couplant (généralement de l'eau) et dans laquelle on dispose le (ou les) transducteur(s) ainsi que l'échantillon à caractériser. La méthode en immersion est la méthode la plus fréquemment utilisée pour sa meilleure précision et sa bonne reproductibilité par rapport à la méthode de contact, ainsi que pour sa relative simplicité de mise en œuvre.

Lorsqu'on fait des mesures d'atténuation en immersion, il faut considérer l'atténuation dans le liquide couplant, afin de ne pas surestimer l'atténuation dans le matériau étudié. Le couplant est généralement l'eau, dont l'atténuation à 20°C est donnée par la formule :

$$\alpha_{\text{eau}}(f) = 2,17 * 10^{-4} f^2 (\text{dB/mm}) \quad (1.12)$$

Où f est la fréquence, exprimée en MHZ.

L'atténuation dans l'eau est très faible ($\alpha_{\text{eau}} = 1,1 * 10^{-3} \frac{\text{dB}}{\text{mm}}$ à 2,25 MHZ) et dans la plupart du temps elle est négligeable. La figure 1.16 illustre le procédé de contrôle en immersion :

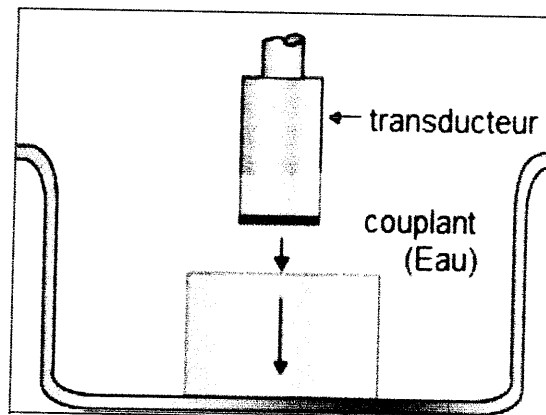


Figure 1.16 : Contrôle en immersion

Diverses méthodes en immersion ont été développées : en émission-réception ou en transmission, par l'acquisition d'échos successifs uniquement ou en utilisant le liquide couplant.

1.9.2.2. Méthode de transmission directe (through-transmission)

Cette technique emploie deux transducteurs qui sont placés sur deux cotés opposés de la matière à tester, l'un pour produire des ultrasons et l'autre pour en recevoir. Le contrôle par transmission est une technique utilisée pour la localisation des défauts. Les impulsions ultrasonores se propagent à travers l'éprouvette et sont reçues sur le côté opposé. Si un défaut existe dans le parcours des ultrasons entre les deux transducteurs, il provoque leur interruption (figure 1.17).

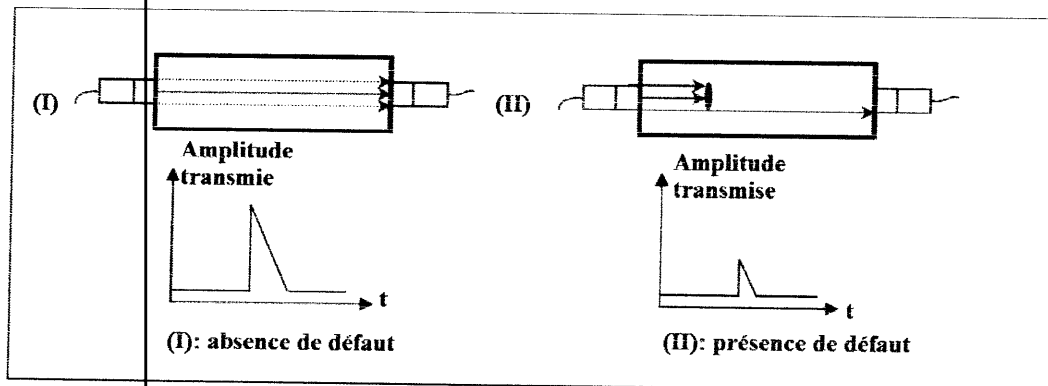


Figure 1.17 : Contrôle par transmission

1.9.2.3. Méthode impact-écho

La technique impact-écho est surtout utilisée pour l'évaluation non-destructive du béton. Elle est basée sur l'utilisation des ondes d'impact qui se propagent dans le béton et peuvent être réfléchies par des fissures internes et les surfaces externes [14-15]. Un exemple bien connu, c'est de frapper un objet avec un marteau et écouter les variations du son qui sont fonction de l'épaisseur et de l'endroit des fissures, ou d'autres défauts dans les dalles de béton (figure 1.18).

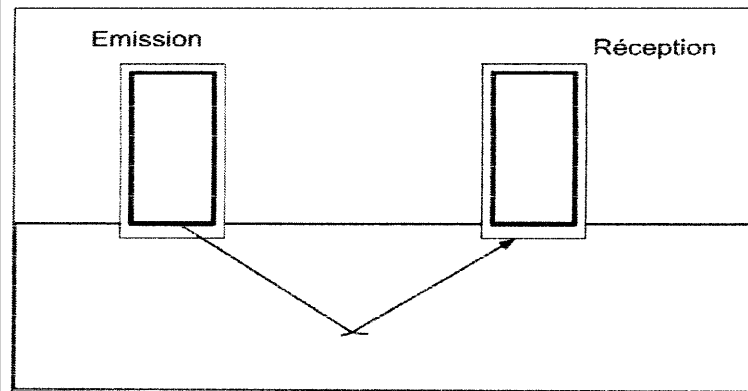


Figure 1.18 : Méthode Impact-écho.

1.9.2.4. Méthode de Pitch-Catch

Dans cette méthode, deux transducteurs sont utilisés pour l'émission et la réception des ultrasons. Les ondes ultrasonores sont introduites dans la matière avec un angle approprié afin d'obtenir une trajectoire convenable. Pour cela, on utilise des fréquences basses de l'ordre de 50 kHz, ou bien on utilise un transducteur d'angle (figure 1.19).

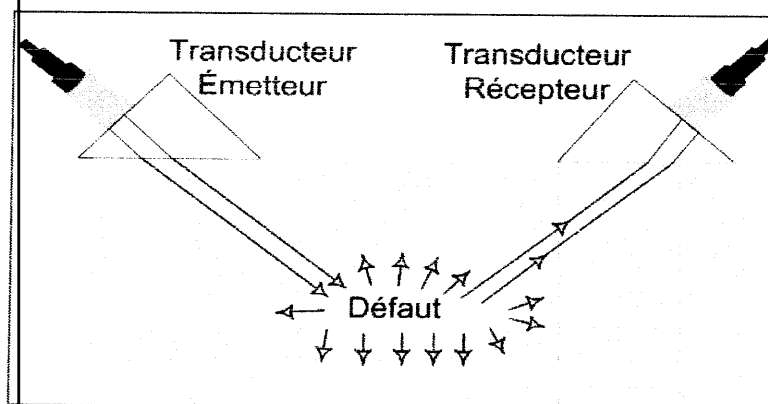


Figure 1.19 : Méthode de pitch-catch avec des transducteurs d'angle.

1.10. Nature des pièces et défauts dans le CND

Les pièces inspectées sont de forme et d'épaisseur variables. Les zones à risque sont celles soumises à des contraintes physiques importantes. Deux types sont principalement contrôlés :

- Les soudures, arasées ou non.
- Les pièces moulées, telles que les coudes.

Les défauts, pouvant intervenir dans les pièces, sont répertoriés par des normes officielles et sont divisés en deux grandes catégories : les défauts volumiques et les défauts linéaires.

Un défaut est considéré comme linéaire si sa largeur est inférieure à deux fois la taille du grain, tous les autres défauts sont considérés comme des défauts volumiques. Une autre classification est basée sur la position du défaut, on distingue alors [16]:

1.10.1. Défauts internes

Il s'agit de tous les défauts des pièces massives, qu'elles soient issues de forge, de fonderie ou de laminage. Il s'agit également des défauts des soudures, domaine extrêmement important du contrôle non destructif. Il peut s'agir de porosités, d'amas inclusionnaires ou de fissures comme des flocons.

Deux techniques sont utilisées en industrie pour la recherche des défauts internes : la radiographie et les ultrasons. Le critère de choix entre ces deux techniques réside dans l'accessibilité des pièces. Si les deux faces de la pièce sont accessibles, la radiographie est applicable, si une seule face est accessible, alors seuls les ultrasons sont utilisables.

En cas de choix possible, une présomption sur la nature des défauts recherchés peut être d'un grand secours : la radiographie est sensible à l'absence de matière métallique, donc aux défauts volumiques et les ultrasons sont sensibles aux solutions de continuité, donc aux décohésions par excellence, même si leur volume est très faible.

1.10.2. Défauts de surface

La situation dans ce domaine est moins claire, la notion de défaut dépend de l'usage du produit. Les méthodes sont plus nombreuses : courants de Foucault, magnétoscopie, ressuage, ..., renforcées par les puissants outils de traitement de signal.

D'une façon générale, une méthode comme le ressuage, extrêmement simple dans son principe, a une grande sensibilité aux fissures et une faible productivité. La magnétoscopie est très sensible à de nombreux défauts facilement mécanisables pour atteindre une bonne productivité mais demande quelques précautions d'emploi (défauts facilement masqués).

Les techniques électromagnétiques (exemple : courants de Foucault) fournissent souvent des signaux délicats à interpréter, mais très faibles et permettent, en outre, de détecter des défauts de surface dans des zones non visibles.

1.11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné quelques notions sur le contrôle non destructif, notamment le contrôle non destructif par ultrasons. La connaissance de ce procédé implique une connaissance de certaines notions sur les ultrasons, qu'il a été nécessaire de rappeler telles que : la production et la détection, ainsi que les différentes techniques utilisées par ce contrôle.

Chapitre 2

Techniques de traitement du signal

2.1. Introduction

2.2. Position de problème

2.3. Signaux de synthèse

2.4. Méthodes de traitement du signal

2.5. Conclusion

2.1. Introduction

En contrôle ultrasonore, le traitement du signal est une étape inévitable avant toute décision expérimentale. Il existe plusieurs méthodes de traitement du signal, selon le but espéré et les applications préconisées qui permettent non seulement le positionnement du défaut par rapport aux dimensions de la pièce, mais aussi la caractérisation de cette dernière.

Ce chapitre est consacré essentiellement aux deux techniques de traitement du signal : la transformée de Hilbert et la méthode d'intercorrélation.

2.2. Position du problème

Les techniques des CNDs par ultrasons utilisent la transmission de l'onde sonore de haute fréquence pour la détermination des caractéristiques des matériaux et la détection des défauts ou pour la localisation des changements dans les propriétés de ces matériaux. Des ultrasons sont envoyés dans la pièce à contrôler, leurs réflexions sur les différents obstacles dans la pièce permettent d'obtenir une image de l'intérieur de celle-ci.

Connaissant la vitesse de propagation des ultrasons dans le matériau et le temps d'aller-retour d'une impulsion ultrasonore envoyée par le transducteur, on peut déduire la distance parcourue par cette impulsion et par la suite, la profondeur du défaut. La figure 2.1 représente le processus de contrôle non destructif par ultrasons.

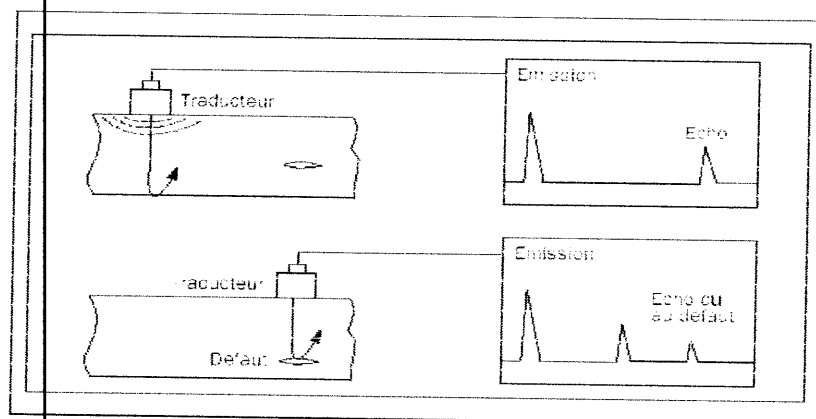


Figure 2.1 : Contrôle non destructif par ultrasons

Le signal reçu n'est pas parfait, il est infecté par des bruits (signaux parasites). En pratique, la difficulté d'extraire les informations nécessaires pour caractériser le matériau conduit à utiliser différentes méthodes du traitement du signal. Le processus du CND sur un matériau est donné par le schéma synoptique de la figure 2.2.

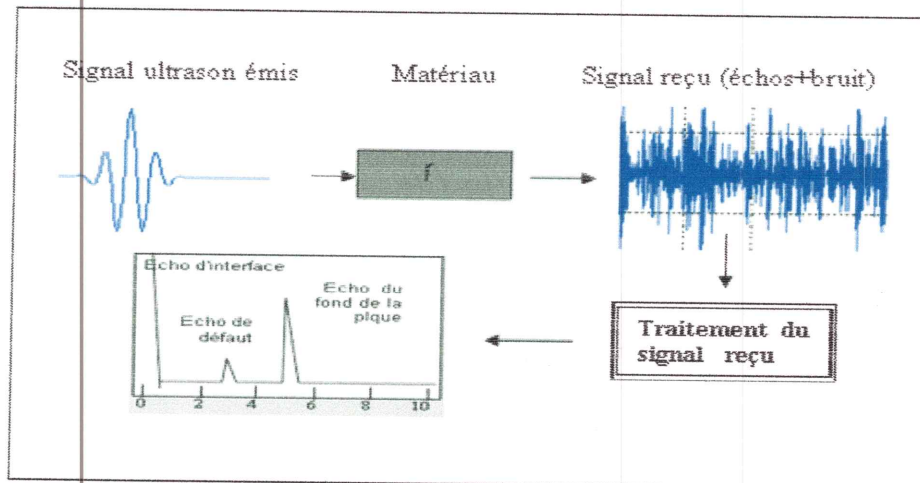


Figure 2.2 : Processus du CND sur un matériau

La figure 2.3 montre un exemple de signal observé.

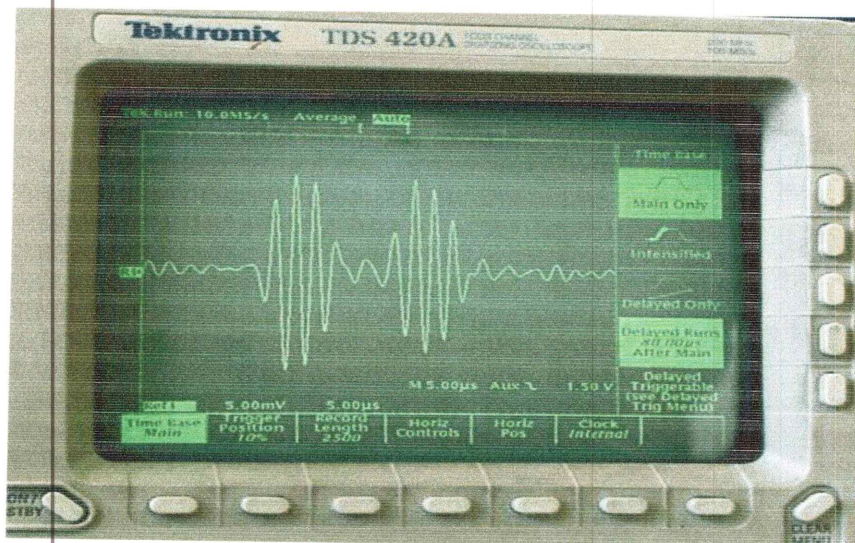


Figure 2.3 : Exemple de signal mesuré, obtenu avec une salve ultrasonore.

L'objectif de ce travail est la détermination des positions et des amplitudes des interfaces dans une pièce à contrôler. Pour ce faire, plusieurs approches sont possibles.

La méthodologie consiste en l'évaluation, au moyen de signaux de synthèse, des résultats que chaque méthode peut fournir.

2.3. Signaux de synthèse

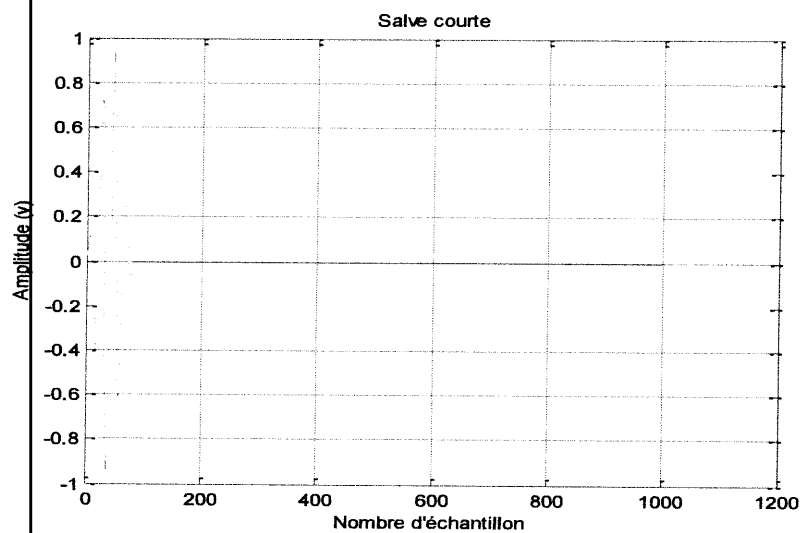
Un signal, représentant les interfaces de conductivité est convolué avec une salve sinusoïdale représentant la salve ultrasonore émise par le transducteur. Le signal final obtenu est le signal permettant de tester les différentes méthodes.

2.3.1. Salves sinusoïdales

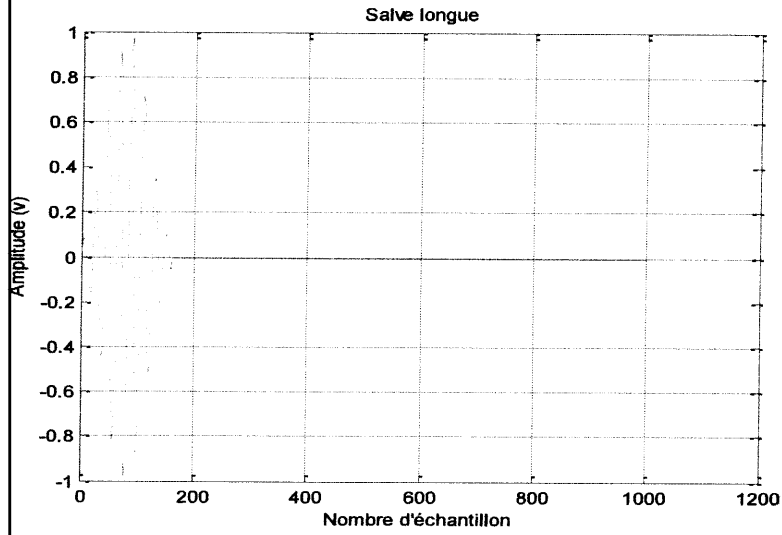
Pour les salves sinusoïdales, on a choisi pour enveloppe une fenêtre de Hamming. Cette fenêtre, étant de largeur variable pour contrôler la longueur de la salve ultrasonore, et simuler les réglages du générateur. La figure 2.4 représente les deux salves de synthèse utilisées. Elles comprennent respectivement 4 et 16 périodes de sinusoïdes. Chaque période de sinusoïde est échantillonnée en 20 points. Les salves ont respectivement une longueur totale de 80 et 160 échantillons, correspondant à 8 μ s et 16 μ s respectivement. La longueur totale du signal est de 1000 échantillons, correspondant à 100 μ s.

La salve peut être formée, sous Matlab, par la fonction :

$$y(n) = \text{hamming}(n_1) * \sin(2 * \pi * f * n) \quad (2.1)$$



(a)



(b)

Figure 2.4 : Représentation des salves de synthèse :

(a) Salve courte (4 périodes)

(b) salve longue (8 périodes)

2.3.2 Signal d'interfaces

Les interfaces sont représentées par des pics impulsionnels composés de trois échantillons successifs, illustrés sur la figure 2.5.

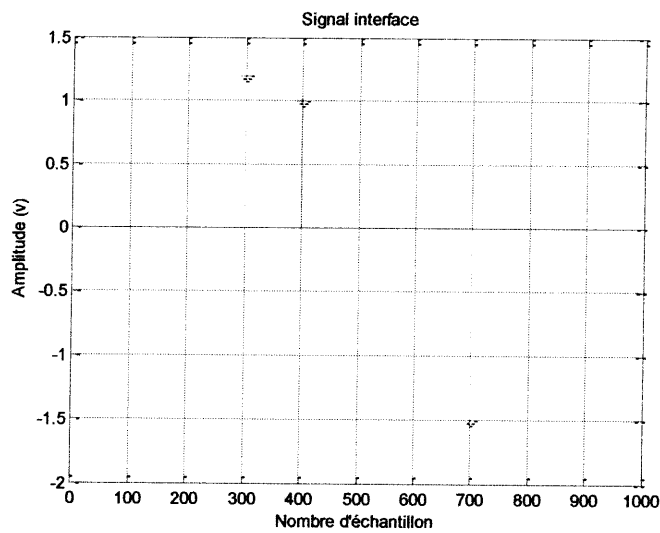


Figure 2.5 : Signal représentant les interfaces

Les impulsions sont représentées par les couples suivants (abscisse ; amplitude), l'amplitude donnant la valeur maximale du pic représentant l'interface, et l'abscisse la position de ce maximum, en nombre d'échantillons : (300 ; 1.2), (400 ; 1), (700 ; -1.5).

Les 100 échantillons d'écart de position entre les deux premières interfaces correspondent à 10 μ s. Les 300 échantillons séparant les deux dernières interfaces correspondent à 30 μ s.

2.3.3. Signal à salve courte

La salve est de longueur inférieure à la distance séparant les interfaces. Les réponses des différentes interfaces ne se chevauchent pas (figure 2.6) :

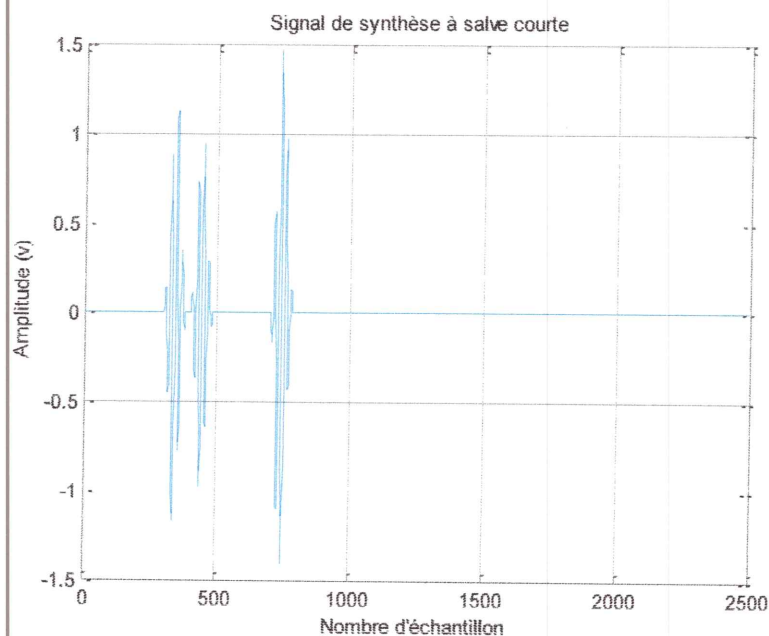


Figure 2.6: Signal de synthèse obtenu à partir de salve courte.

2.3.4. Signal à salve longue

La salve est de longueur supérieure à la distance séparant les interfaces. Les réponses des deux premières interfaces se chevauchent (figure 2.7). Ce type de signal est destiné à tester la capacité des méthodes à résoudre les interfaces.

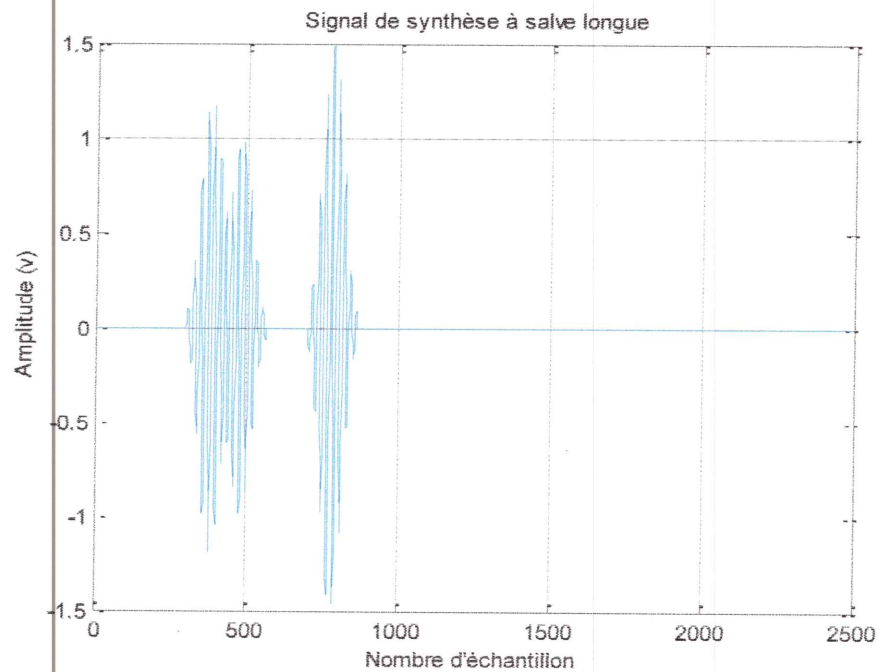


Figure 2.7 : Signal de synthèse obtenu à partir d'une salve longue.

2.4. Méthodes de traitement du signal

Ces méthodes sont basées essentiellement sur des expériences pratiques, à base d'appareils électriques ou électroniques pour la caractérisation des matériaux et la recherche des défauts [18-19]. Les techniques de traitement du signal étudiées dans ce chapitre sont :

- Transformée d'Hilbert
- L'intercorrélation

Le rôle de ces technique est de :

- Mesurer l'épaisseur des matières très minces
- Améliorer le rapport signal /bruit
- Améliorer la sensibilité de détection des défauts
- Identifier les fissures dans les matériaux.

2.4.1. Algorithme de Hilbert

2.4.1.1. Définition de la transformée de Hilbert

La transformée de Hilbert permet la génération de l'enveloppe instantanée du signal. Le principe de cette approche est le suivant :

Soit un signal réel $x(t)$ ayant comme transformée de Fourier la fonction $X(f)$. Vu la symétrie Hermitienne : $X(f) = X^*(-f)$ c'est-à-dire que $X_{ré}(f)$ est une fonction paire et $X_{im}(f)$ est une fonction impaire, les fréquences négatives peuvent être reconstruites de façon très simple à partir des fréquences positives. Ces dernières n'apportent donc aucune information nouvelle sur le signal $x(t)$.

On définit le signal $y(t)$, la transformée de Hilbert du signal $x(t)$ noté : $y(t) = TH\{x(t)\}$, comme étant le signal en quadrature de $x(t)$. Il est obtenu après le passage du filtre de quadrature dont la réponse impulsionnelle est : $h_0(t) = \frac{1}{\pi t}$ comme le montre la figure 2.8

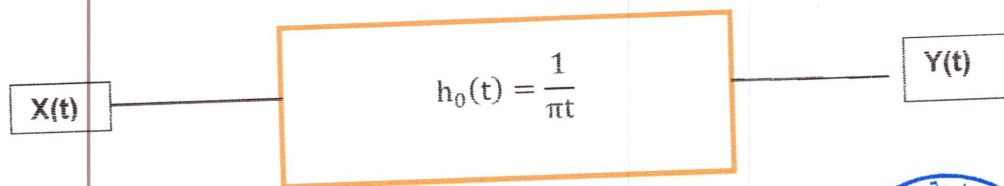


Figure 2.8: Fonction de transfert d'un filtre de quadrature

Le signal $y(t)$ est obtenu grâce à l'égalité suivante :

$$y(t) = x(t) * h_0(t) \quad (2.2)$$

Afin de simplifier les calculs, le passage à l'échelle fréquentielle s'avère intéressant.

$$TF\{h_0(t)\} = H_0(f) = -j \operatorname{sgn}(f) \quad (2.3)$$

$$\text{Tel que : } \operatorname{sgn}(f) = \begin{cases} 1 & \text{pour } f \geq 0 \\ -1 & \text{pour } f < 0 \end{cases}$$

D'autre part, nous avons : $TF\{y(t)\} = TF\{h_0(t) * x(t)\}$

$$\Rightarrow Y(f) = H_0(f) X(f) \text{ (Théorème de la convolution)}$$

$$\Rightarrow Y(f) = -j \operatorname{sgn}(f) X(f)$$

On en déduit $y(t)$ par le calcul de la transformée de Fourier inverse. En effet, on peut calculer $y(t)$ à l'aide d'une propriété de convolution comme suit :

$$y(t) = h_0(t) * x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_0(t - \tau) x(\tau) d\tau \quad (2.4)$$

τ : est le paramètre de décalage.

On sait que $h_0(t)$ s'écrit sous la forme $h_0(t) = \frac{1}{\pi t}$ donc on déduit que $h_0(t - \tau) = \frac{1}{\pi(t - \tau)}$; alors que :

$$y(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (2.5)$$

2.4.1.2. Utilisation de la transformée d'Hilbert dans la détection d'enveloppe

Il existe une méthode analytique pour la détection d'enveloppe d'un signal $x(t)$ sans l'utilisation d'un filtre, mais en utilisant la transformée de Hilbert. Cette méthode est très utilisée dans le traitement des échos en imagerie ultrasonore par les logiciels d'analyse implantés dans les micro-ordinateurs reliés aux systèmes de contrôle non destructif.

L'obtention de l'enveloppe du signal $x(t)$ se fait après le calcul du signal analytique $z(t)$ tel que :

$$z(t) = x(t) + jy(t) \quad (2.6)$$

$y(t)$: étant la transformée d'Hilbert du signal $x(t)$ et $|z(t)|$ reproduit fidèlement l'enveloppe du signal $x(t)$.

2.4.1.3. Utilité de la détection de l'enveloppe en CND

L'enveloppe d'un écho ultrasonore nous informe sur le temps de vol de l'onde ultrasonore dans la pièce à contrôler [20]. Les distances entre les maximums nous donnent l'épaisseur de la pièce ou bien, la position des défauts par rapport aux dimensions de la pièce en convertissant le temps parcouru par l'onde en distance de parcours de cette dernière.

2.4.1.4. Simulation et interprétation

L'enveloppe y d'un signal x est égale à la norme de sa transformée de Hilbert. Ce calcul a été réalisé par une des fonctions intégrées du logiciel Matlab :

$$y = \text{abs}(\text{hilbert}(x)) \quad (2.7)$$

Le résultat de la formule (2.7), appliquée aux signaux de synthèse, est représenté dans la Figure 2.9.

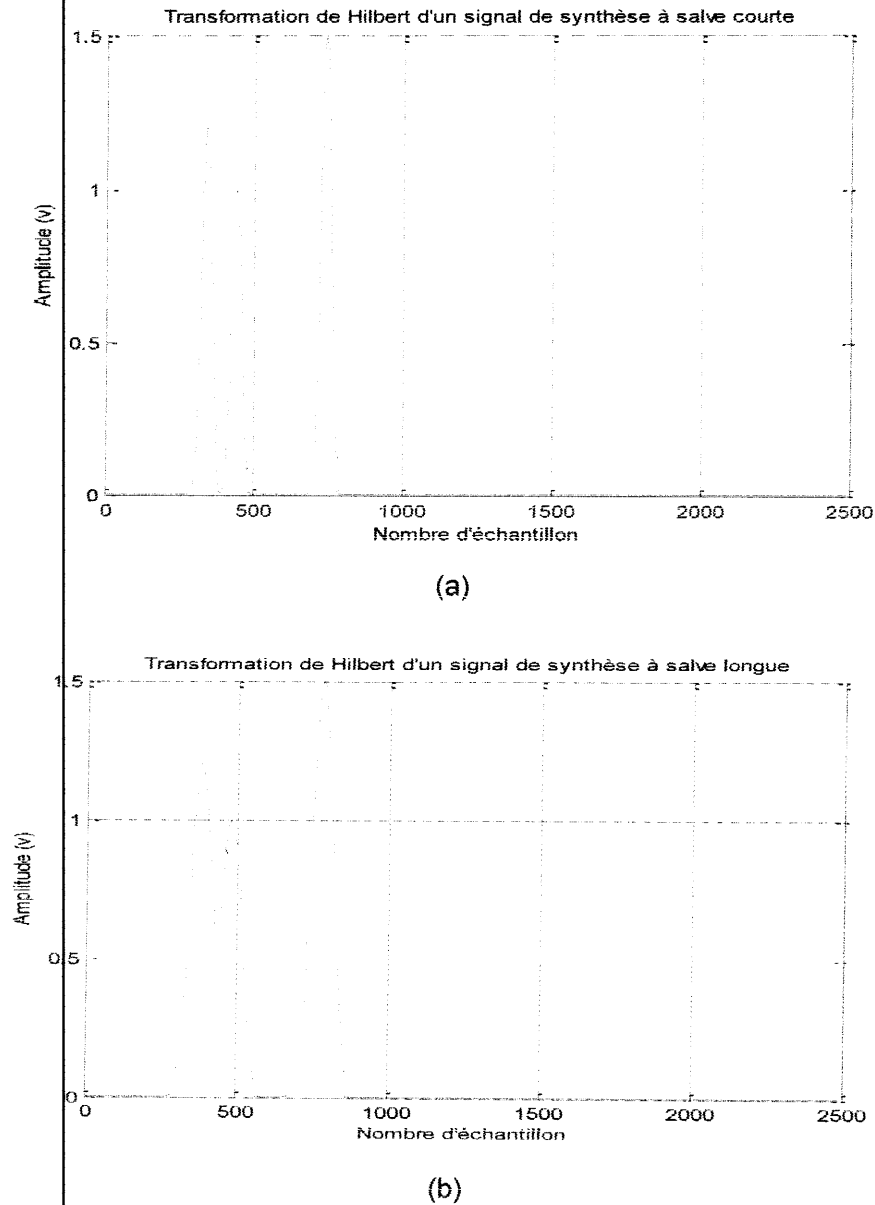


Figure 2.9 : Réponse du filtre d'enveloppe appliqué sur :

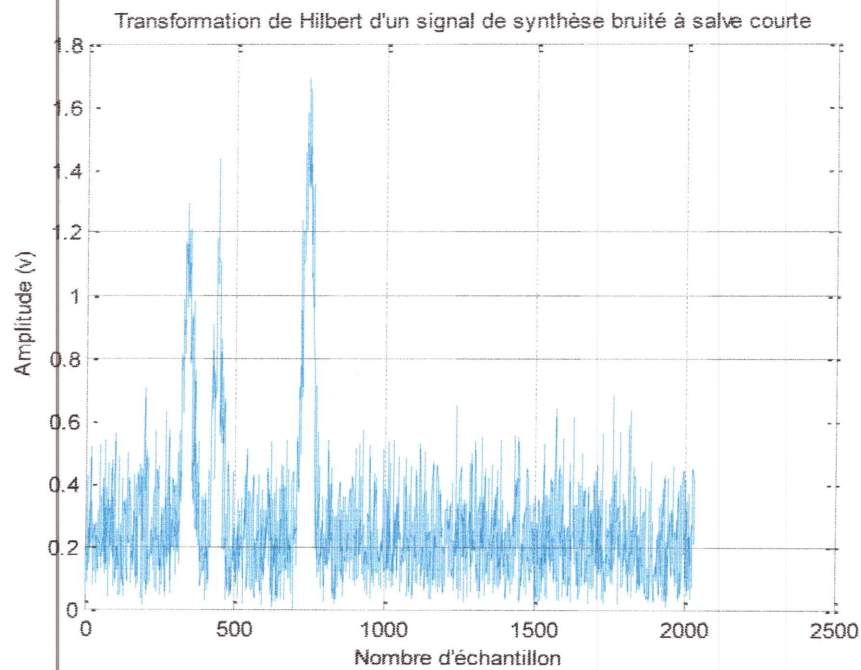
(a) Signal à salve courte (b) Signal à salve longue

Pour la salve courte, les trois interfaces sont bien résolues. Lorsque la salve est de longueur supérieure à la distance séparant deux interfaces, celles-ci ne sont plus résolues convenablement, produisant un artefact qui laisse supposer la présence d'une troisième interface, inexistante en réalité. La résolution longitudinale de cette méthode est donc limitée par la longueur de la salve utilisée. Les maxima de l'enveloppe indiquent la position des différentes interfaces.

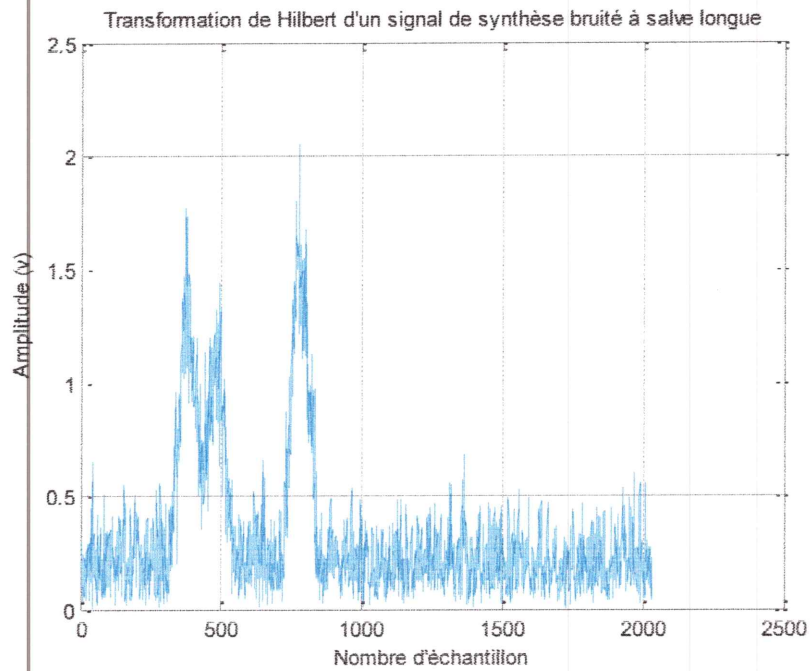
2.4.1.5. Performances de la méthode en présence du bruit

Pour tester l'efficacité de la méthode d'Hilbert, on va superposer un bruit avec $SNR=15dB$ au signal de synthèse. L'enveloppe y d'un signal x infecté par un bruit n est égale à la norme de sa transformée d'Hilbert. Le résultat est représenté sur la figure 2.10.

En présence du bruit, et malgré l'utilisation d'une salve courte, on remarque que la méthode d'Hilbert est moins performante, car le bruit couvre les maxima qui déterminent la position des interfaces.



(a)



(b)

Figure 2.10 : Résultat du filtre d'enveloppe appliqué sur :

(a) le signal bruité à salve courte (b) le signal bruité à salve longue

2.4.1.6. Conclusion

L'utilisation de l'enveloppe du signal offre une résolution spatiale faible, de l'ordre de la longueur de la salve utilisée. Une façon d'améliorer la résolution consiste à réduire cette longueur. En présence de bruit, elle perd son efficacité. Dans tous les cas, cette méthode ne permet pas de tenir compte du sens de variation du signal, et donc ignore le signe des gradients rencontrés.

2.4.2. Intercorrélation des signaux

La mesure des vitesses ultrasonores est utile pour déterminer plusieurs paramètres de la matière, comme le module de Young et le coefficient de Poisson. Pour cela, on peut utiliser l'intercorrélation pour déterminer le temps de retard et par suite avoir une mesure de la vitesse [17].

2.4.2.1. Définitions

Dans le traitement des signaux, il est souvent nécessaire de comparer deux signaux; ceci peut se faire de plusieurs manières. Une des méthodes qui fait grand usage est appelée l'intercorrélation. Cette méthode consiste à décaler l'un des signaux par rapport à l'autre et de mesurer leur similitude en fonction du décalage [21-22].

2.4.2.2. Principaux théorèmes

➤ Pour les signaux à énergie finie :

La fonction d'intercorrélation des deux signaux à énergie finie $x(t)$ et $y(t)$ respectivement donnée par la loi suivante :

$$\varphi_{xy}(\tau) = (x, y_\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y(t - \tau)dt \quad (2.8)$$

Si $x(k)$ et $y(k)$ sont deux signaux numériques, on aura alors :

$$\varphi_{xy}(k) = \sum_{-\infty}^{+\infty} x(n)y(n - k)$$

Si on a l'égalité suivante : $x(t)=y(t)$ on aura la fonction d'autocorrélation, donnée par :

$$\varphi_{xx}(\tau) = (x, x_\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)x(t - \tau)dt \quad (2.9)$$

Dans le cas numérique :

$$\varphi_{xx}(k) = \sum_{-\infty}^{+\infty} x(n)x(n - k)$$

➤ Pour les signaux à puissance moyenne finie :

On considère $x(t)$ et $y(t)$ deux signaux à puissance moyenne finie, dans ce cas la fonction d'intercorrélation va être donnée par la relation suivante :

$$\varphi_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} x(t)y(t - \tau) dt \quad (2.10)$$

De même, si on a l'égalité suivante : $x(t)=y(t)$ l'expression de la fonction d'autocorrélation(FAC) est donné par :

$$\varphi_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} x(t)x(t - \tau) dt \quad (2.11)$$

2.4.2.3. Propriétés

- ✓ Pour les signaux réels, la fonction d'autocorrélation est paire :

$$\varphi_{xx}(\tau) = \varphi_{xx}(-\tau) \quad (2.12)$$

- ✓ La fonction d'autocorrélation admet une valeur maximale en $\tau = 0$

$$\varphi_{xx}(0) = E(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt \quad (2.13)$$

Ce qui implique que le maximum de la fonction d'autocorrélation est obtenu à l'origine $\tau = 0$. Pour la signification de $\varphi_{xx}(0)$ elle présente l'énergie dans le cas d'un signal à énergie finie, par contre elle donne la puissance pour un signal à puissance moyenne finie. Donc on peut dire que la fonction d'autocorrélation est bornée par l'énergie ou la puissance du signal [17].

- ✓ L'autocorrélation tend vers zéro quand le retard tend vers l'infini.
- ✓ Les fonctions de corrélation sont des grandeurs mesurables.

2.4.2.4. Simulation et interprétation des résultats

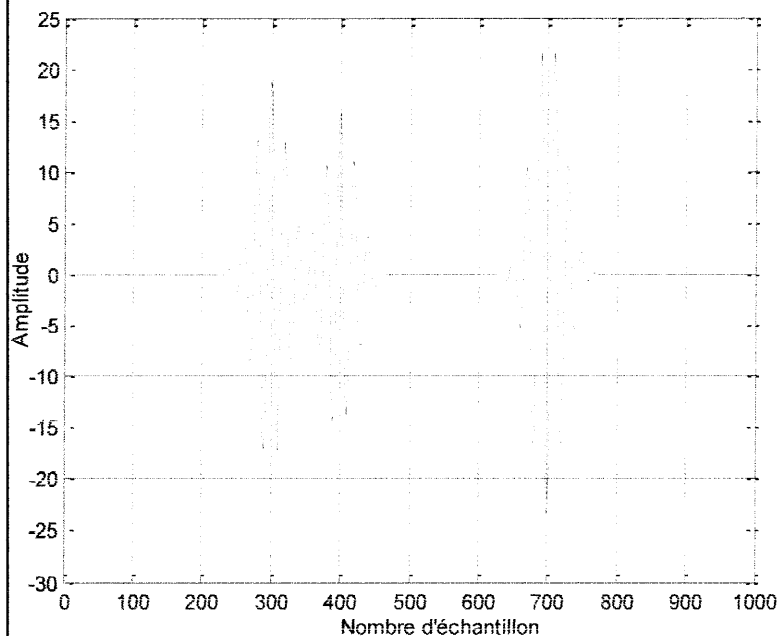
Le signal d'interaction consiste en une suite de salves décalées les unes par rapport aux autres, avec des variations d'amplitude et de signe dues aux interfaces rencontrées. L'emplacement des maximums de la fonction d'intercorrélation est donc susceptible de permettre la localisation des séquences pour lesquelles ces deux signaux présentent le plus de similarités, et donc la mesure directe des distances séparant les interfaces.

Les fonctions d'intercorrélation ont été calculées pour chacun des signaux à partir de la salve dont ils étaient respectivement issus. Un signal de synthèse, s_1 , obtenu à partir d'une salve courte, t_1 , a été corrélé à cette même salve. Sous Matlab, la fonction d'intercorrélation, X_1 , se calcule par la commande :

$$X_1 = \text{xcorr}(s_1, t_1) \quad (2.14)$$

Ce procédé a été appliqué de la même façon au signal de synthèse issu de la salve longue.

La figure 2.11 montre le résultat du calcul de la fonction d'intercorrélation des signaux de synthèse :



(a)

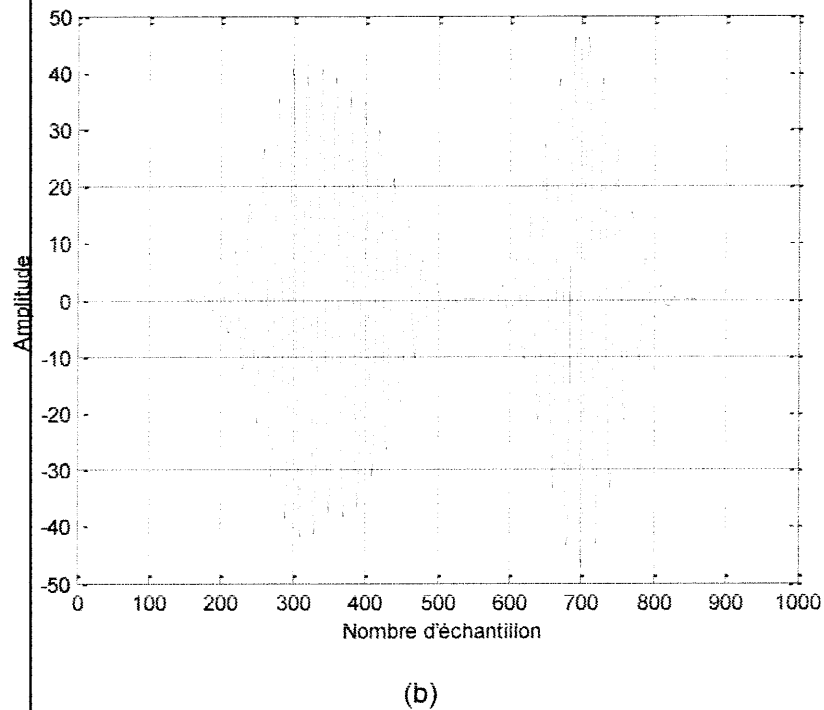


Figure 2.11 : Fonction d'intercorrélation du signal de synthèse :

(a) salve courte (b) salve longue

Pour le signal à salve courte, les deux premiers maxima sont positifs et le troisième négatif, ce qui correspond bien aux sens des interfaces théoriques. Pour le signal à salve longue, les deux premières interfaces ne sont pas résolues, car un seul maximum est présent et ce à cause du recouvrement des salves.

Les positions relatives des interfaces sont respectées avec précision. Les valeurs d'amplitudes relatives sont correctes. Le signe des gradients rencontrés est respecté dans tous les cas.

2.4.2.5. Performances de la méthode en présence du bruit

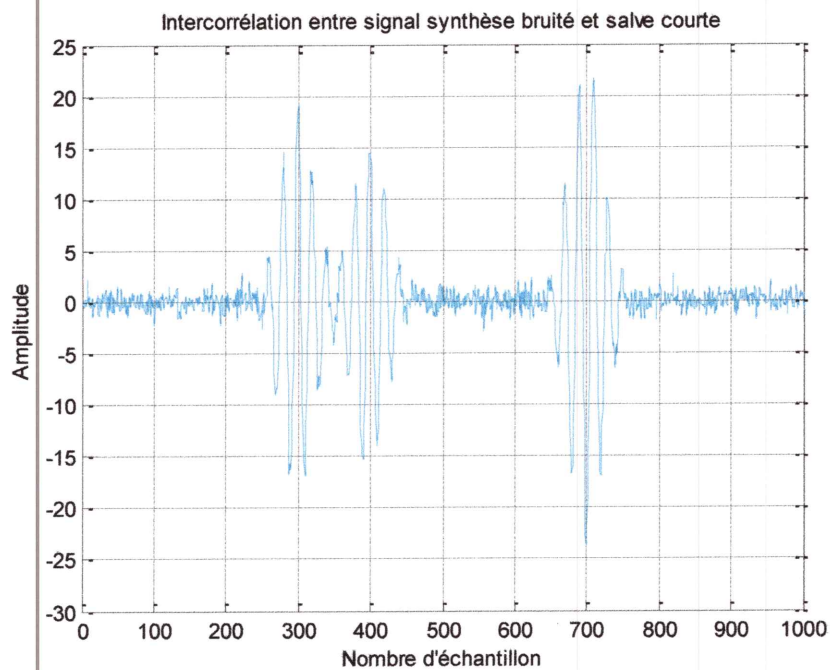
Pour tester l'efficacité de la méthode d'intercorrélation, on va superposer un bruit gaussien au signal de synthèse. On met la même amplitude choisie dans la transformée d'Hilbert (SNR=15dB) qui est relativement une valeur faible.

On remarque, sur la figure 2.12, que le bruit n'influe pas sur la robustesse de la méthode d'intercorrélation, malgré que la puissance du bruit ajouté au signal de synthèse soit la

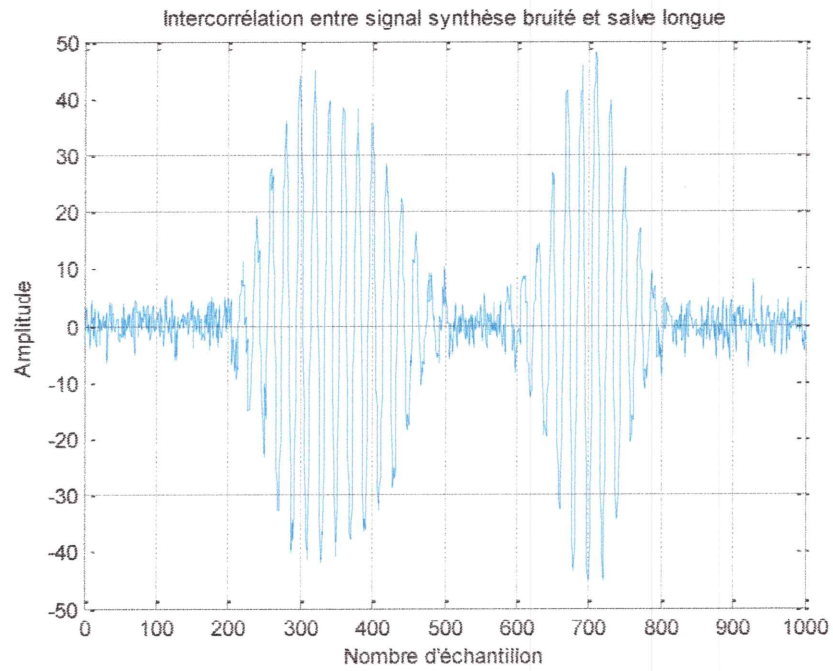
même qui a causé la mal localisation des interfaces par la méthode d'Hilbert. On constate bien que le seul facteur qui est affecté est la longueur de salve.

Voulant déterminer les limites de cette méthode pour la localisation des interfaces, on ajoute un bruit de forte puissance (SNR= 4dB). Les réponses sont représentées sur la figure 2.13.

Les flèches indiquent les positions des maxima apparus à cause du bruit. Par conséquent, les interfaces ne sont plus détectables. On en conclut que la méthode d'intercorrélation perd de son efficacité lorsque le signal reçu est noyé dans un bruit de forte puissance. Cependant, elle présente de meilleurs résultats dans le cas où le signal de synthèse n'est pas fortement bruité.

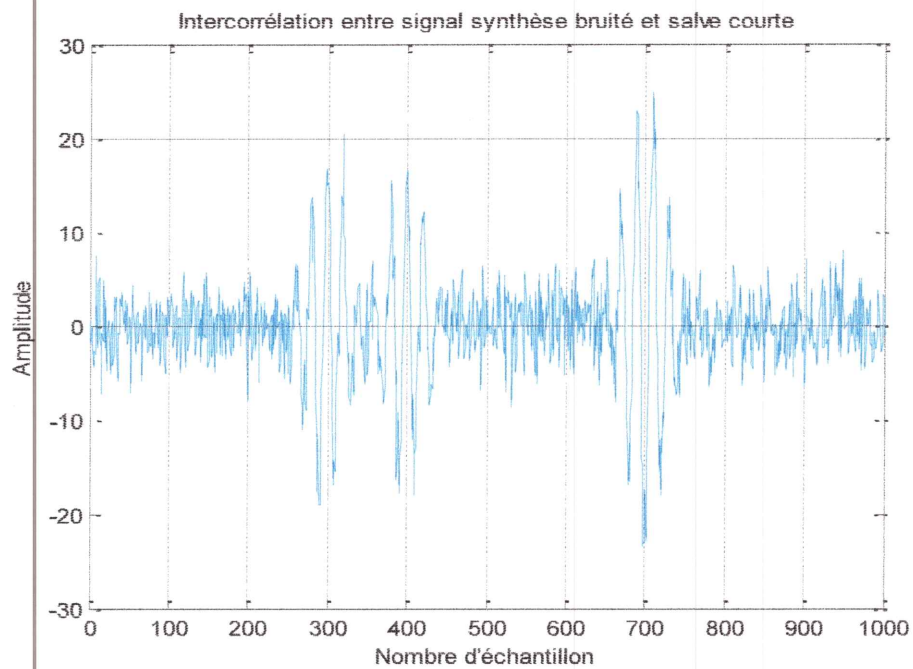


(a)

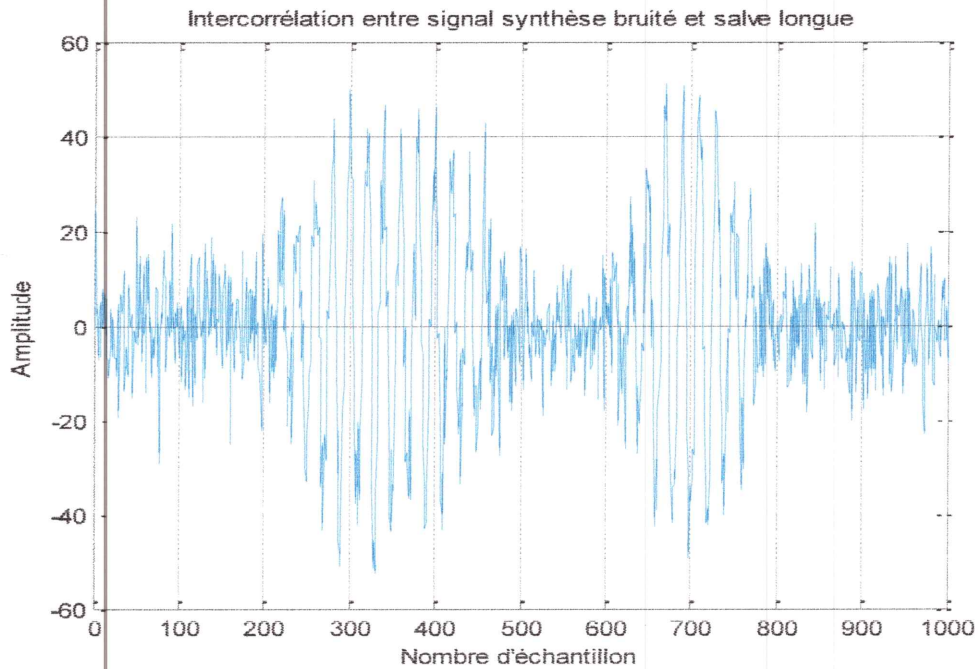


(b)

Figure 2.12 : Fonction d'intercorrélacion du signal de synthèse bruité par un bruit de faible puissance : (a) salve courte (b) salve longue



(a)



(b)

Figure 2.13 : Fonction d'intercorrélacion du signal de synthèse bruité par un bruit forte puissance : (a) salve courte (b) salve longue

2.4.2.6. Conclusion

La fonction d'intercorrélacion présente une résolution spatiale de l'ordre de la longueur de la salve utilisée. Cette méthode restitue le sens de variation des gradients de conductivité. Le bruit présent dans le signal influe peu sur la localisation relative des interfaces, car le calcul de la fonction d'intercorrélacion améliore le rapport signal/bruit, dans le cas où le bruit est faible ou moyenne.

2.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation par deux méthodes de traitement du signal qui sont : l'algorithme de Hilbert et la fonction d'intercorrélacion.

On a donné les propriétés de chaque méthode. Les résultats de simulation ont montré que ces deux méthodes sont efficaces pour les échos éloignés non bruités, cependant elles sont inefficaces pour les échos éloignés bruités et pour les échos proches bruités.

Chapitre 3

Techniques Conventionnelles de la Déconvolution

3.1. Introduction

3.2. Convolution et systèmes linéaires invariants dans le temps

3.3. Techniques Conventionnelles de Déconvolution

3.4. Algorithmes de déconvolution et considération pratiques

3.5. Evaluation de TCD : avantages et inconvénients

3.6. Conclusion

3.1. Introduction

Les techniques de déconvolution ont été appliquées avec succès dans plusieurs domaines du secteur d'ingénierie : des applications industrielles aux diagnostics médicaux. Plusieurs algorithmes ont été développés spécialement pour l'exploration sismique pendant les dernières décennies. Le traitement de signal sismique étant similaire au traitement de signal ultrasonore en CND sous plusieurs aspects. Il semble logique de concevoir que l'éventail des techniques de déconvolution développées pour le signal sismique peut toujours être appliqué au signal ultrasonore [23]. Quelques-unes de ces techniques classiques sont étudiées dans ce chapitre avec une éventuelle comparaison entre elles.

Le terme de "filtrage inverse" est utilisé lorsqu'on se situe dans le domaine des fréquences, et celui de "déconvolution" lorsqu'on est dans le domaine temporel. Lorsqu'on n'a aucune connaissance a priori sur les signaux à traiter, on parle de déconvolution aveugle, nécessitant des outils d'analyse statistique afin de déterminer les paramètres de filtrage. Dans le cadre de ce projet de fin d'études, on considère le cas d'un signal émis connu. Seul le filtrage inverse avec connaissances a priori est donc considéré.

3.2. Convolution et systèmes linéaires invariants dans le temps

3.2.1. Convolution

La convolution est une opération mathématique très importante en traitement du signal et plus particulièrement dans l'étude des systèmes :

$$y(t) = h(t) \otimes x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t - \tau)x(\tau)d\tau \quad (3.1)$$

t = variable indépendante.

τ = variable muette d'intégration.

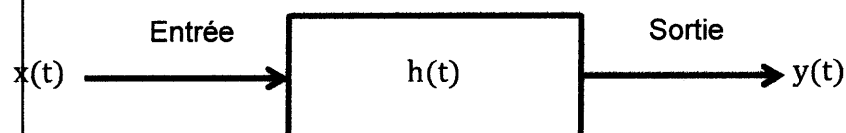


Figure 3.1 : Modèle mathématique d'un système d'entrée/sortie.

Le signal de sortie est la convolution du signal d'entrée avec la réponse impulsionnelle du système linéaire et invariant dans le temps (SLIT).

3.2.2. Déconvolution

La déconvolution est une opération en traitement du signal qui, idéalement, corrige les effets de la convolution performée par un système linéaire et invariant dans le temps avec un signal d'entrée.

Dans la déconvolution, le signal de sortie et le système sont connus; l'objectif étant de reconstruire le signal d'entrée. Dans la déconvolution aveugle, seul le signal de sortie est connu et l'objectif est de retrouver le système et le signal d'entrée.

3.2.3. Système linéaires et invariants dans le temps (SLIT)

La linéarité et l'invariance temporelle jouent un rôle fondamental dans l'analyse des systèmes parce que beaucoup de phénomènes physiques peuvent être modélisés par les SLIT.

- Linéarité : soit :
 $y_1(t)$: Réponse du système à une excitation $x_1(t)$.
 $y_2(t)$: Réponse du système à une excitation $x_2(t)$.

Le système est linéaire si :

$$\alpha_1 x_1(t) + \alpha_2 x_2(t) \rightarrow \alpha_1 y_1(t) + \alpha_2 y_2(t)$$

C'est le principe de superposition.

- Invariance temporelle :
 Un système est invariant dans le temps, si :

$$x(t) \rightarrow y(t)$$

$$x(t - t_0) \rightarrow y(t - t_0)$$

A un retard de signal d'entrée correspond un signal de sortie ayant le même retard [24]

3.2.4. La réponse impulsionnelle associée aux systèmes linéaires

La réponse impulsionnelle $h(t)$, d'un SLIT est la réponse de ce système à une impulsion de Dirac. Elle le caractérise complètement.

En ce qui concerne le traitement des signaux numériques $x(n)$, on distingue deux types de filtre suivant le support de sa réponse impulsionnelle :

- Les filtres à Réponse Impulsionnelle Finie RIF, dont la réponse impulsionnelle est nulle en dehors d'un certain intervalle de longueur T ou comportant $L+1$ échantillons.
- Les filtres à Réponse Impulsionnelle Infinie IIR, dont la réponse impulsionnelle s'étend sur un intervalle non borné.

3.2.5. L'opération de convolution en domaine spectral

Le théorème de Plancherel établit une dualité parfaite entre le domaine temporel et le domaine fréquentiel en montrant que la transformée de Fourier d'un produit de convolution est un produit simple et réciproquement :

$$y(t) = h(t) * x(t) \Leftrightarrow Y(f) \cdot X(f) \quad (3.2)$$

Où $Y(f), H(f)$ et $X(f)$ sont les transformées de Fourier des signaux $y(t), h(t)$ et $x(t)$ respectivement [25]

3.2.6. Description paramétrique des SLIT continus ou discrets

On modélise les relations entrée-sortie d'un SLIT continu par des équations différentielles, les relations entrée-sortie des SLIT discrets sont modélisées par des équations aux différences de la forme :

SLIT continu Equation différentielle d'ordre n ($m < n$)	SLIT discret Equation aux différences
$\int_{i=0}^n \alpha_i y^{(i)}(t) dt = \int_{i=0}^m \beta_i x^{(i)}(t) dt$ <p>Où $y^{(i)}$ et $x^{(i)}$ représente la dérivée d'ordre i de $y(t)$ et $x(t)$.</p>	$\sum_{i=0}^n a_i y^{(i)}(t) = \sum_{i=0}^m b_i x^{(i)}(t)$ <p>Où $\max(n, m)$ est l'ordre du filtre</p>

Tableau 3.1 : les relations d'entrée-sortie d'un système SLIT.

Les spécialistes du domaine ont développé deux outils de caractérisation à l'étude de ces signaux et systèmes, la transformée de Laplace TL pour les signaux analogiques et son équivalent numérique, la transformée en Z :

Transformée de Laplace	Transformée en Z
$X(P) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-pt} dt$	$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)z^{-n}$

Tableau 3.2 : Transformée de Laplace (TL) pour les signaux analogiques et son équivalente numérique, la transformée en Z

Où p et z sont des nombres complexes. L'intérêt de tels outils réside dans le fait que, d'une façon analogue aux relations de Plancherel pour la Transformée de Fourier, ils transforment les relations de filtrage des systèmes continus ou discrets en de simples produits entre les transformées de Laplace du signal d'entrée $X(p)$ et de sortie $Y(p)$, ou entre leurs transformées en Z, $X(z)$ et $Y(z)$, respectivement :

$$Y(P) = H(P).X(P) , \quad Y(z) = H(z).X(z) \quad (3.3)$$

Où $H(p)$ et $H(z)$ sont respectivement les fonctions de transfert ou transmittance d'un système continu et d'un système discret. Dans le cas où ces systèmes sont régis par des équations montrées dans le tableau (3.1), ces fonctions de transfert $H(p)$ ou $H(z)$ s'expriment sous la forme d'une fraction rationnelle en p ou en z respectivement:

$$H(P) = \frac{\beta_m P^m + \beta_{m-1} P^{m-1} + \dots + \beta_0}{\alpha_n P^n + \alpha_{n-1} P^{n-1} + \dots + \alpha_0}, \quad H(z) = \frac{b_m z^{-m} + b_{m-1} z^{-m+1} + \dots + b_0}{a_n z^{-n} + a_{n-1} z^{-n+1} + \dots + a_0}, \quad (3.4)$$

Cette formulation de la réponse d'un SLIT permet de déterminer aisément, grâce à l'étude de la position des pôles des fractions rationnelles $H(p)$ ou $H(z)$, la stabilité et la forme de la réponse impulsionnelle du SLIT.

3. 3. Techniques conventionnelles de déconvolution

3.3.1. Modèle de déconvolution pour les échos ultrasonores

Dans le CND ultrasonore des matériaux, les mesures d'impulsion-écho sont masquées par les caractéristiques des instruments de mesure, les chemins de propagation pris par les impulsions ultrasonores, et le bruit additif. Il est supposé que l'impulsion-écho mesurée est obtenue par convolution de la réponse impulsionnelle du défaut (RID) avec la réponse du système de mesure. L'opération de déconvolution cherche donc à défaire l'effet de la convolution et à extraire la RID, qui est essentielle pour l'identification du défaut.

Afin d'obtenir une meilleure image du défaut lui-même, l'impulsion-écho du défaut devrait être isolée autant que possible du signal de la réponse du système de mesure. Ceci motive l'analyse du signal dans le domaine de la réponse impulsionnelle. Dans notre cas, on considère un défaut avec une géométrie spécifique, modélisé comme SLIT, tel que chaque défaut est caractérisé par sa " réponse impulsionnelle " correspondante.

Soit $h(t)$ la réponse impulsionnelle d'un défaut particulier. $x(t)$ l'entrée du système de mesure et $y(t)$ la sortie de ce SLIT qui peut être exprimée comme :

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + b(t) \quad (3.5)$$

Où $b(t)$ est le bruit additif et le \otimes représente la convolution dans temps. L'estimation de $h(t)$ dans l'équation (3.5) est différemment connue comme identification de système, filtrage, ou simplement comme déconvolution.

Trois techniques de déconvolution seront considérées dans ce chapitre. Elles peuvent être classées comme des techniques spectrales telles que le filtrage de Wiener et l'extrapolation spectrale(ou division spectrale), et une technique temporelle telle que la déconvolution L2 (erreur des moindres carrés).

Les techniques temporelles sont plus complexes à implémenter et peuvent être très lentes. Leurs principaux avantages sont qu'elles sont plus robustes et moins affectées par la nature limitée de la bande des signaux d'entrée. Les techniques spectrales d'une part, sont généralement plus efficaces et plus simples à implémenter, bien qu'elles soient affectées par la largeur de bande des signaux d'entrée.

3.4. Algorithmes de déconvolution et considérations pratiques

Dans ce paragraphe, nous présentons trois algorithmes importants de déconvolution, à savoir : le filtrage de Wiener, l'extrapolation spectrale et la déconvolution L2. La discussion des résultats de simulation nous permet d'identifier les avantages et les inconvénients de chaque algorithme. Une étude comparative mettra en valeur le meilleur algorithme.

3.4.1. Filtrage de Wiener

La résolution consiste à rechercher une solution approchée de l'équation de convolution (3.5) stable vis-à-vis de faibles variations des données x .

Une des principales approches pour résoudre le problème de la déconvolution consiste à introduire de l'information a priori. La solution ainsi construite réalise un compromis entre la fidélité aux données mesurées (solution des moindres carrés) et la fidélité à une information a priori. Le filtrage de Wiener constitue un cas particulier d'un problème plus général de minimisation sous contrainte. Le problème peut prendre la forme ci-dessous

$$\text{Minimiser : } (\hat{c}h)^t (\hat{c}h) \quad (3.6)$$

$$\text{Sous la contrainte : } (y - xh)^t (y - xh) = \varepsilon \quad (3.7)$$

Où C est un opérateur de contrainte et ε est une mesure de l'incertitude sur la solution.

L'information est à priori la plus souvent utilisée est que la solution est lisse (donc plusieurs fois dérivable). L'opérateur de résolution C peut par exemple être égal à la dérivée seconde. Quel que soit l'opérateur C , la solution s'écrit

$$\hat{h} = (x^t x + \alpha c^t c)^{-1} c^t y \quad (3.8)$$

Où α est le coefficient de résolution qui définit le degré de lissage de la solution.

L'inversion matricielle nécessaire au calcul de (3.8) peut présenter des difficultés numériques et nécessite un temps de calcul généralement élevé. Il est alors préférable d'exprimer l'équation (3.8) sous la forme fréquentielle discrète suivante :

$$\hat{H}(w) = \frac{X(w)}{(X^*(w)X(w) + \alpha C^*(w)C(w))} Y(w) \quad \text{Où } w = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.9)$$

Où la TFD de la séquence $\{x(n)\}$ est définie par :

$$X(w) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-2j\pi k \frac{w}{N}} \quad (3.10)$$

Cet estimateur est biaisé (légèrement faussé par rapport à la réalité), contrairement à celui des moindres carrés, mais le terme $C^*(w) C(w)$ permet de réduire considérablement sa variation de l'erreur moyenne [26].

Le filtrage de Wiener nécessite plus d'information a priori que les méthodes de minimisation sous contraintes. Le filtre Wiener est construit de manière à minimiser :

$$E[(\hat{h}(i) - h(i))^2] \quad \text{Pour tout } i \quad (3.11)$$

La formulation fréquentielle de ce filtre linéaire est :

$$X_{\text{wiener}}(w) = \frac{S_{hy}(w)}{S_h(w)} \quad (3.12)$$

Où $S_{hy}(w)$ et $S_h(w)$ représentent respectivement la densité spectrale d'interaction entre le signal recherché et le signal mesuré et la densité de puissance du signal d'entrée.

Si le bruit et le signal d'entrée sont décorrélés. Alors le filtre de Wiener prend la forme :

$$X_{\text{wiener}}(w) = \frac{X^*(w)}{|X(w)|^2 + \frac{S_b(w)}{S_h(w)}} \quad (3.13)$$

Où $S_b(w)$ représente la densité spectrale de puissance du bruit.

Le filtre de Wiener est le filtre linéaire optimal au sens de l'erreur quadratique moyenne entre le signal estimé et le signal vrai. Cette propriété est obtenue au prix d'une connaissance parfaite des densités spectrales de puissance du signal et de bruit. En l'absence de bruit, le filtre de Wiener est égal au filtre inverse. En présence de bruit, le terme $\frac{S_b(w)}{S_h(w)}$ stabilise la solution comme pour l'estimateur des moindres carrés sous contraintes. Ces deux méthodes sont d'ailleurs équivalentes lorsque :

$$\alpha C^t(w)C(w) = \frac{S_b(w)}{S_h(w)} \quad (3.14)$$

La facilité de la mise en œuvre du filtre de Wiener et son caractère optimal ont largement contribué au développement de son utilisation. Ceci est particulièrement vrai dans le domaine du CND par ultrasons où le filtrage de Wiener est la méthode de déconvolution la plus employée.

D'un point de vue théorique, le filtre de Wiener est le filtre linéaire optimal mais en pratique la densité spectrale de puissance du bruit et la densité de puissance du signal sont inconnues. Le rapport de ces deux quantités est généralement approché par une constante (notée q), ce rapport est égal à $0.01|X(w)|_{\max}^2$.

Les performances du filtre de Wiener sont directement liées à la bande passante du capteur et au rapport signal sur bruit.

3.4.2. Division spectrale

Cette technique peut être considérée comme la version à large bande du filtrage de Wiener. Les capteurs utilisés pour l'impulsion-écho ont habituellement une réponse en fréquence passe-bande qui limite les spectres de $x(t)$ et $y(t)$. Par conséquent, en présence du bruit, ces spectres prennent des valeurs significatives seulement dans une certaine gamme de fréquence choisie (w_1, w_2) . Ceci constitue "la région fiable de fréquence" (RFF). L'algorithme de la division spectrale commence alors par une définition de ce RFF. Ceci peut être fait par le balayage du spectre de puissance de $x(t)$ et le choix de (w_1, w_2) tels que chaque élément dans cette région est au moins à 5 dB au-dessus du niveau du bruit.

On suppose que $\hat{H}(w)$ est obtenue en utilisant le filtre de Wiener par l'intermédiaire de deux FFT à N points dans l'intervalle de fréquence (w_1, w_2) , c'est-à-dire :

$$\hat{H}(w) = \frac{Y(w)X^*(w)}{|X(w)|^2 + q} \quad w \in (w_1, w_2) \quad (3.15)$$

Puis, $H(w)$ est extrapolé dans les deux directions vers la fréquence nulle et vers la moitié de la fréquence de prélèvement (fréquence d'échantillonnage) w_s . En particulier, si on considère :

$$n = \frac{Nw}{w_s}, \quad N_2 = \frac{Nw_1}{w_s}, \quad N_2 = \frac{Nw_2}{w_s}$$

Notre tâche est alors d'extrapoler $\hat{H}(n)$ de $(N_1 - 1)$ à 0 et de $(N_2 - 1)$ à $\frac{N}{2}$. Pour ce faire, soit :

$$\hat{H}(n) = - \sum_{k=1}^P a_k^f \hat{H}(n - k), \quad N_2 < n < N/2 \quad (3.16)$$

$$\hat{H}(n) = - \sum_{k=1}^P a_k^b \hat{H}(n + k), \quad 0 \leq n < N_1 \quad (3.17)$$

Où a_k^f et a_k^b sont le $P^{\text{ième}}$ ordre des coefficients avant et arrière de prédiction de $\hat{H}(n)$, respectivement. Ces coefficients peuvent être calculés en employant la technique de Burg [27].

3.4.3. Déconvolution L2 (moindres carrés)

Une méthode d'estimation est toujours basée sur la recherche de la meilleure estimée (notée \hat{h}) de la grandeur h suivant un certain critère d'optimalité. Une des plus anciennes méthodes d'estimation est la méthode des " moindres carrés " développée par Karl Gauss à la fin du 18^{ème} siècle. Cette méthode est aujourd'hui encore très importante car elle assure une fidélité envers les données (le signal reconstruit est peu différent du signal mesuré). Même si elle ne résout pas le problème, elle est présente dans de nombreux algorithmes de déconvolution [26].

En l'absence totale d'information sur la solution et sur le bruit, une approche possible est de rechercher le filtre linéaire qui minimise l'erreur résiduelle de reconstruction entre les données mesurées et les données estimées :

$$n^t n = (y - xh)^t (y - xh) \quad (3.18)$$

La minimisation de ce critère conduit à la solution :

$$\hat{h} = (x^t x)^{-1} x^t y \quad (3.19)$$

La matrice $x^t x$ est réelle et symétrique. Elle possède donc N valeur propre λ_i^2 . Ces valeurs propres correspondent aux valeurs singulières λ_i de la matrice H . Donc l'erreur quadratique moyenne est égal à :

$$\text{EQM} = \sigma_b^2 \sum_{i=1}^n \frac{1}{\lambda_i^2} \quad (3.20)$$

L'équation (3.20) permet d'appréhender simultanément les deux difficultés majeures liées au problème de la déconvolution :

- Premièrement, l'erreur est proportionnelle à la variance du bruit. Plus le signal n'est pas bruité, plus la déconvolution risque de fournir une estimée erronée.
- Deuxièmement, l'erreur dépend de l'inverse des valeurs propres de la matrice Normale donc du conditionnement de la matrice.

Le conditionnement d'une matrice M est mesuré par son nombre de conditionnement :

$$\text{Cond}(M) \triangleq \|M\| \|M^{-1}\| \quad (3.21)$$

Dans le cas où la norme d'une matrice $\|M\|$ est définie par sa plus grande valeur propre λ_{\max} alors :

$$\text{Cond}(M) = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \quad (3.22)$$

Quand ce rapport est grand, on dit que la matrice est mal conditionnée. Ce phénomène est d'autant plus fort que la réponse impulsionnelle du système est lisse et que le signal est sur-échantillonné car la dépendance linéaire entre les lignes de H est alors renforcée. Or, un échantillonnage fin de la réponse impulsionnelle $h(t)$ est nécessaire pour minimiser l'erreur de discrétisation de l'équation de convolution [26].

3.5. Évaluation de TCD : avantages et inconvénients

3.5.1. Signaux de synthèse

Les performances des techniques conventionnelles de déconvolution (TCD) sont estimées en considérant des signaux de synthèse. Le modèle montré dans la figure (3.2) est utilisé pour produire l'impulsion-écho du défaut, $y(t)$, à partir de l'entrée du système de mesure, $x(t)$, une réponse impulsionnelle connue, $h(t)$ et le bruit, $b(t)$. les signaux et les méthodes utilisés dans cette simulation représentent les dispositifs essentiels de l'environnement ultrasonore du CND.

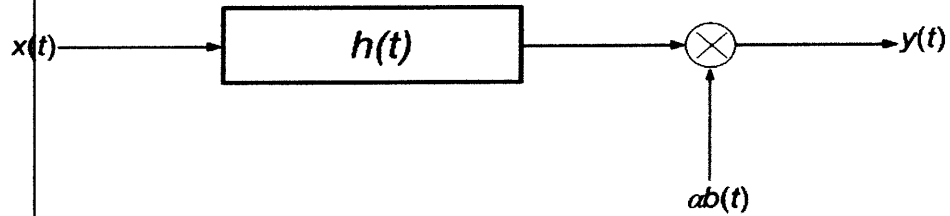


Figure 3.2 : Modèle d'un défaut ultrasonore

Le signal d'entrée, $x(t)$, est supposé ici comme une impulsion gaussienne modulant l'amplitude d'un porteur simple dont la fréquence, f_0 , appartient à la gamme de fréquences ultrasonores. Ce signal est exprimé comme suit :

$$x(t) = \exp\left(-\frac{\sigma t^2}{2\sigma^2}\right) \cos(2\pi f_0 t) \quad (3.23)$$

La valeur de la variance σ commande le nombre de cycles dans l'impulsion.

Les TCD sont évaluées en utilisant deux systèmes d'ARMA : un a une phase minimum et l'autre a une phase non-minimum afin de tester la sensibilité de la phase [28]. Ces systèmes ont été choisis pour avoir des réponses impulsionnelles qui ont une nature oscillante pour examiner efficacement la résolution des différents algorithmes de TCD. La fonction de transfert du système à phase minimale (MPS) est donnée par :

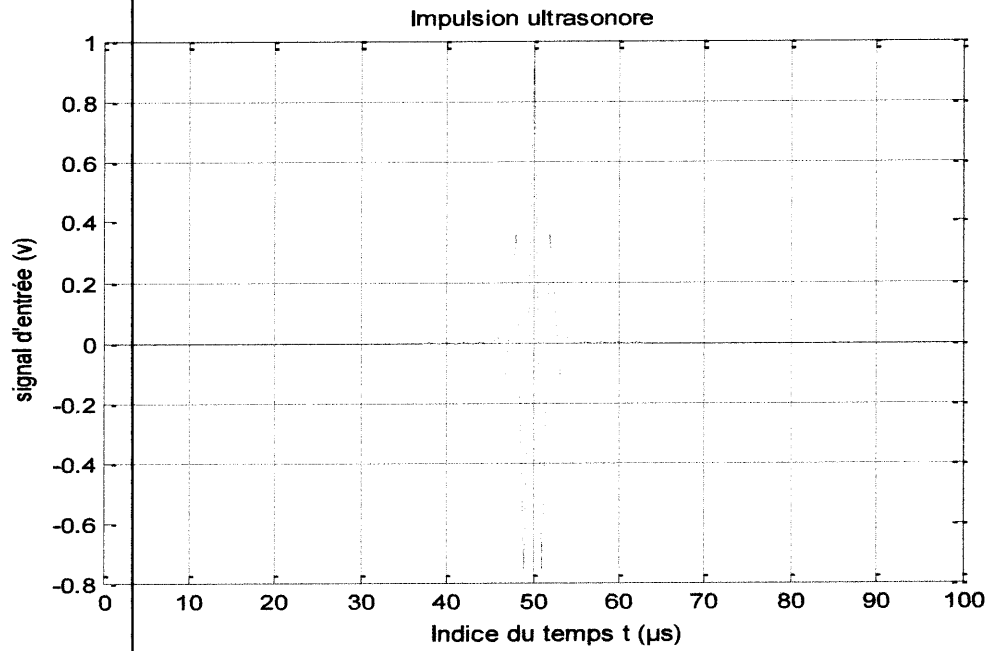
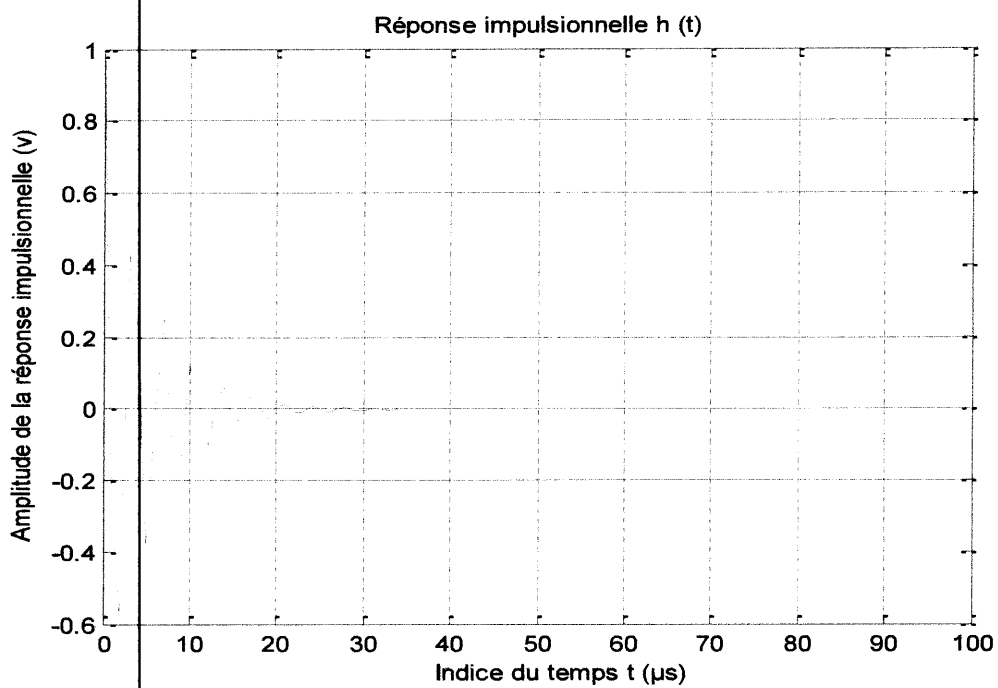
$$H_{MP}(z) = \frac{z + 0.2}{z^3 + 0.5z^2 + 0.72z + 0.068} \quad (3.24)$$

Alors que celle du système à phase non-minimale (NMPS) est donnée par :

$$H_{NMP}(z) = \frac{0.2z + 1}{z^3 + 0.5z^2 + 0.72z + 0.068} \quad (3.25)$$

Le bruit, $b(t)$, est produit en utilisant deux fonctions de densité de probabilité, à savoir, une gaussienne et une uniforme, et est paramétré par un facteur soulignant les différents rapports signal/bruit (SNR) utilisés.

Les figures (3.3), (3.4) et (3.5) montrent, respectivement, le signal d'entrée, $x(t)$, la réponse impulsionnelle du MPS et le signal de sortie correspondant, $y(t)$, en l'absence du bruit.

Figure 3.3 : Signal d'entrée $x(t)$ Figure 3.4 : la réponse impulsionnelle $h(t)$ du MPS.

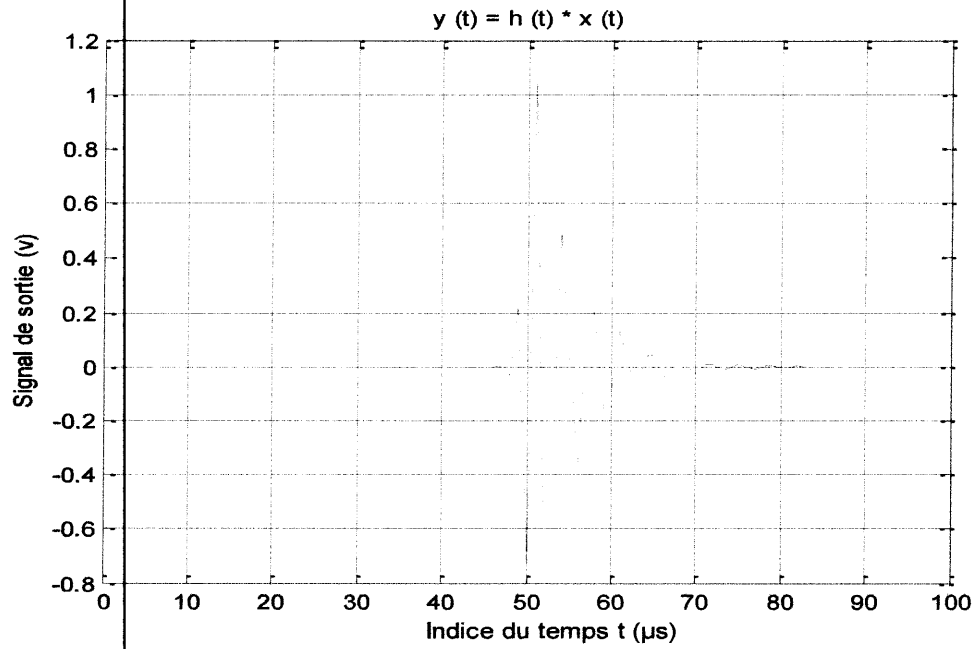


Figure 3.5 : Signal de sortie sans bruit $y(t)$, système MPS.

Les figures (3.6) et (3.7) présentent respectivement la réponse impulsionnelle du NMPS et le signal de sortie correspondant, $y(t)$, en l'absence du bruit.

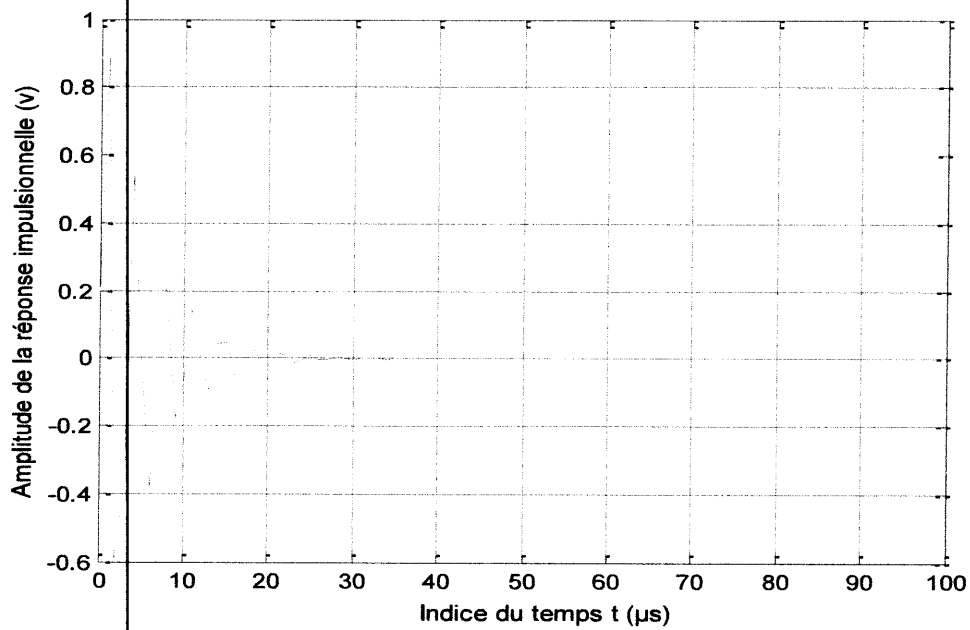


Figure 3.6 : La réponse impulsionnelle $h(t)$ du NMPS .

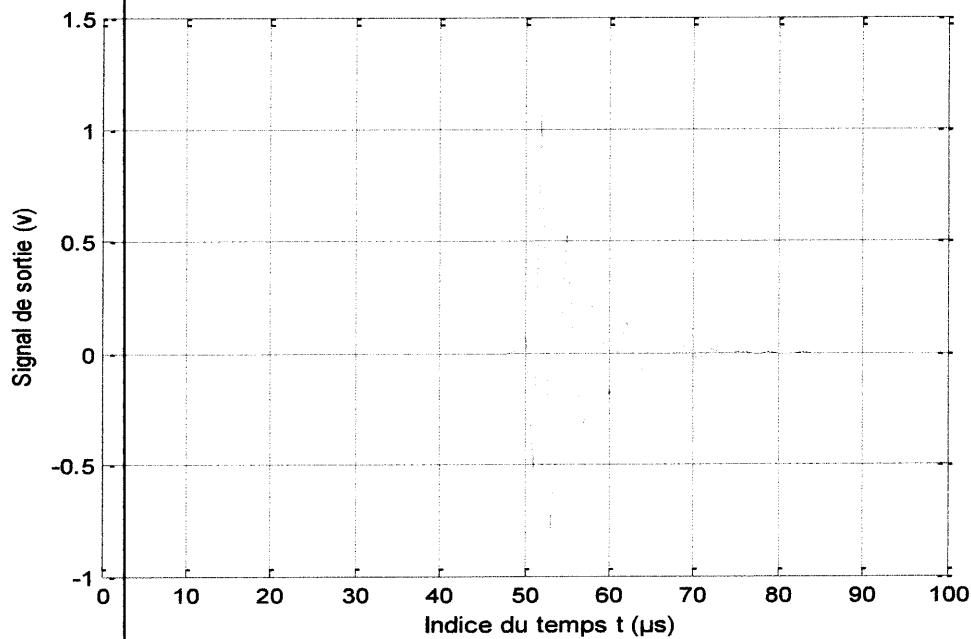


Figure 3.7 : Signal de sortie sans bruit $y(t)$, système NMPS.

Nous présentons maintenant les résultats obtenus lors de la mise en œuvre du programme montrant l'impulsion-écho $y(t)$, produite après addition d'un bruit gaussien et d'un bruit uniforme pour différents SNR, pour les deux systèmes considérés. Les figures (3.8) et (3.9) illustrent le cas d'un bruit gaussien et d'un bruit uniforme respectivement pour le système MPS et la figure (3.10) illustre le cas d'un bruit gaussien pour le système NMPS.

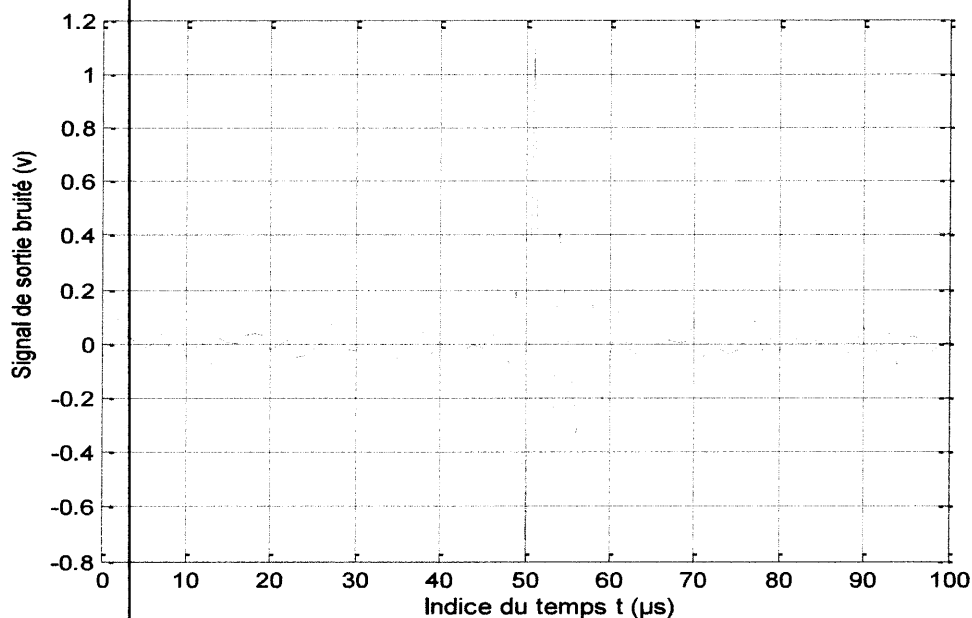


Figure 3.8 : Signal de sortie bruité $y(t)$, SNR=10dB, (bruit gaussien) système MPS.

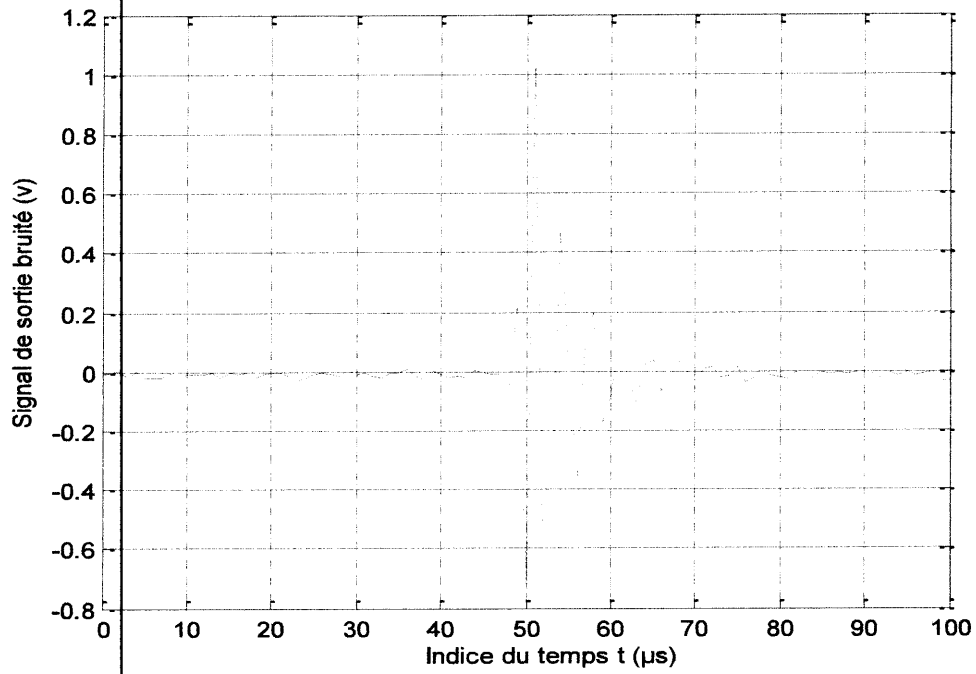


Figure 3.9 : Signal de sortie bruité $y(t)$, bruit uniforme, SNR=10dB, système MPS.

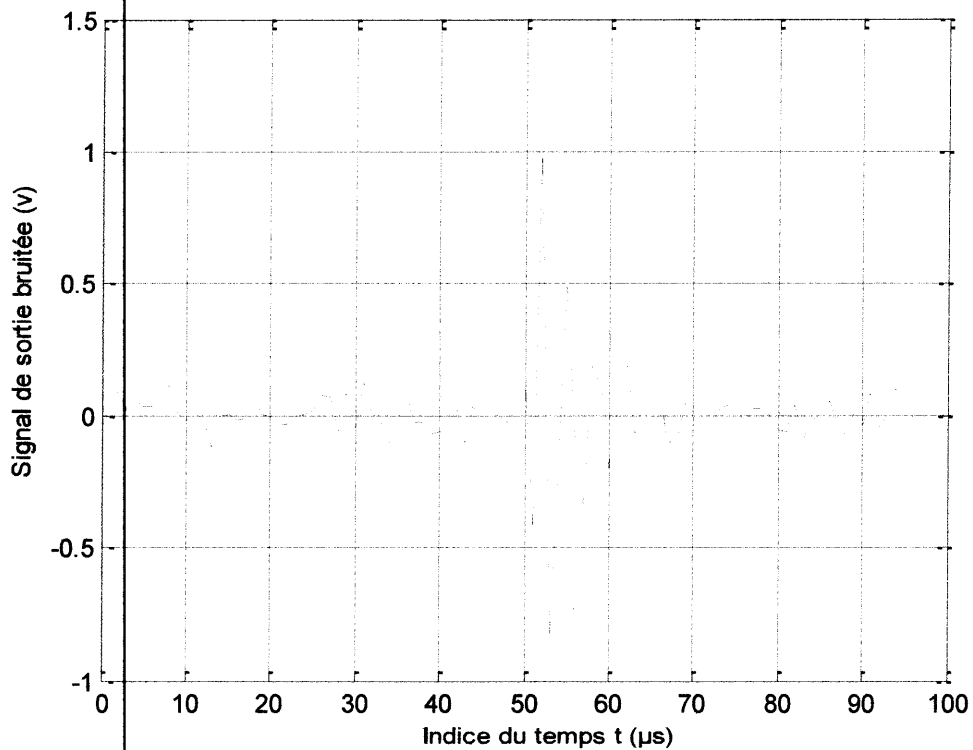


Figure 3.10 : Signal de sortie $y(t)$ bruité (bruit gaussien), SNR=10dB, système NMPS.

3.5.2. Evaluation des algorithmes de TCD

Dans ce paragraphe, les performances des algorithmes de TCD sont évaluées pour différentes distributions de bruit et différents SNR. Etant donné le signal d'entrée $x(t)$, et le signal de sortie $y(t)$, d'un système avec une réponse impulsionnelle inconnue $h(t)$, des algorithmes de TCD sont utilisés pour estimer cette réponse impulsionnelle, notée $\hat{h}(t)$.

L'exactitude de l'estimation est quantitativement mesurée en évaluant la variance de l'erreur d'estimation (ou l'erreur moyenne) à différents SNR, donnée par :

$$\text{var} = \|h(t) - \hat{h}(t)\|_2 \quad (3.26)$$

3.5.2.1. Résultats d'estimation du système MPS

Les figures (3.11), (3.12) et (3.13) illustrent les réponses impulsionnelles estimées du système MPS utilisant le filtre de Wiener, la déconvolution L2 et la division spectrale, en présence d'un bruit blanc gaussien (SNR=60dB).

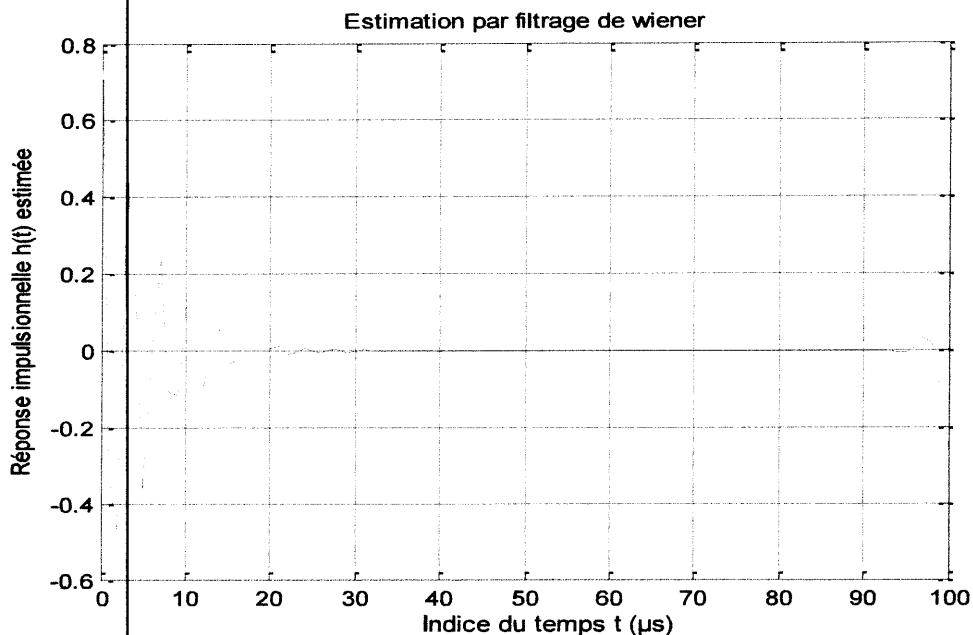


Figure 3.11 : Estimation par filtrage de Wiener, avec bruit blanc Gaussien, SNR=60dB

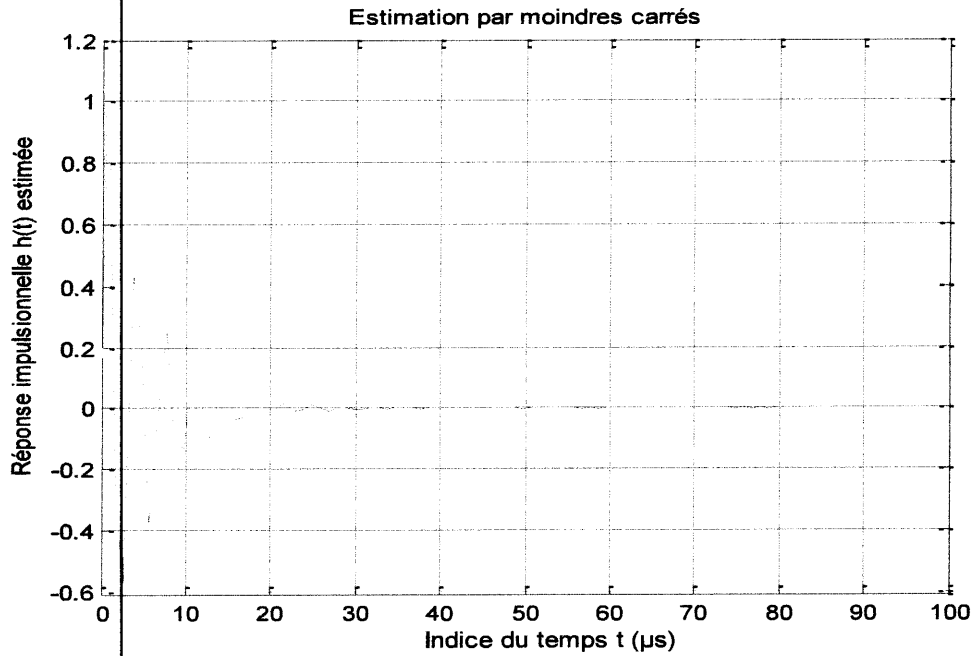


Figure 3.12 : Estimation par la méthode L2 (des Moindres carrés), SNR=60 dB

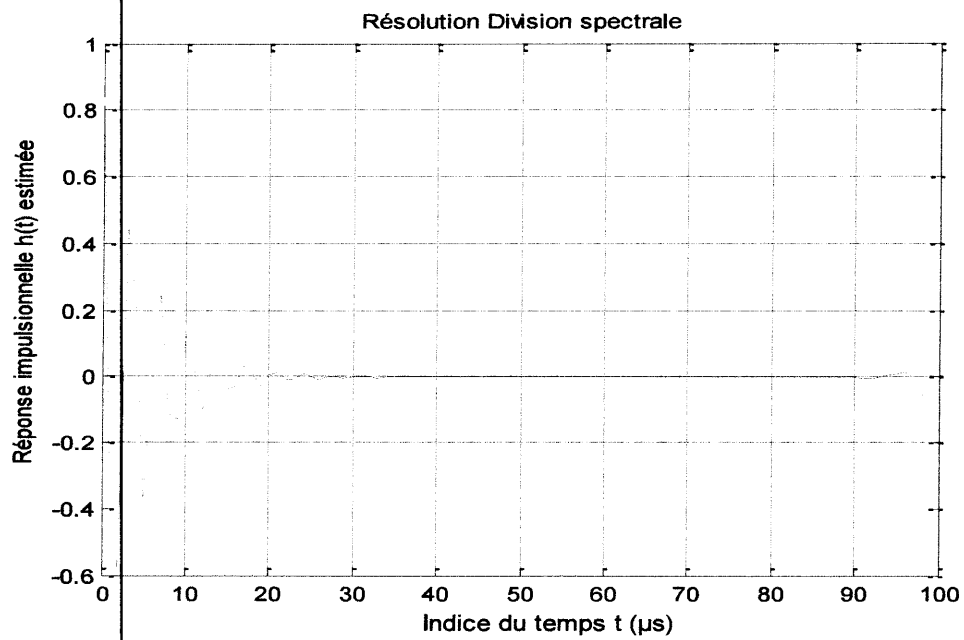


Figure 3.13 : Estimation par la méthode de **division spectrale** ($\lambda=0.01$), SNR=60dB

Observations

- ✚ Les différentes figures précédentes mettent en évidence l'effet d'une comparaison de l'estimation de l'erreur entre les trois techniques de la déconvolution (le filtrage de Wiener, la déconvolution L2 et la division spectrale), en présence d'un bruit gaussien (SNR=60 dB).
- ✚ Par rapport aux autres méthodes de déconvolution, l'estimation de la réponse impulsionnelle par la méthode des moindres carrés est presque identique à la vraie réponse. Ceci est dû au fait que la déconvolution L2 est plus performante par rapport aux deux autres algorithmes de TCD.
- ✚ Par ailleurs, la résolution du problème de la déconvolution utilisant la division spectrale et le filtrage de Wiener donne des estimations sensiblement les mêmes.

Résultat

On conclut que les performances de la technique de déconvolution L2 sont les meilleures.

Interprétation des résultats en fonction de la variation de l'erreur moyenne

Les performances des algorithmes de TCD sont encore examinées pour les distributions de bruit gaussiennes et uniformes. Les variances d'erreur d'estimation correspondantes pour chaque technique de TCD sont représentées par les figures (3.14), (3.15) et (3.16).

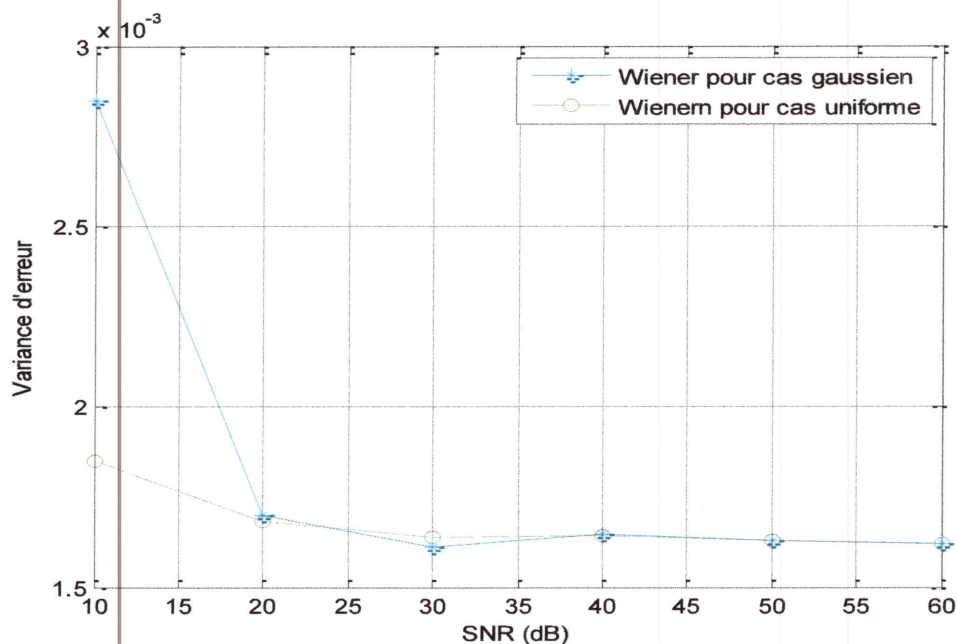


Figure 3.14 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant Wiener pour différentes distributions de bruit, système MPS.

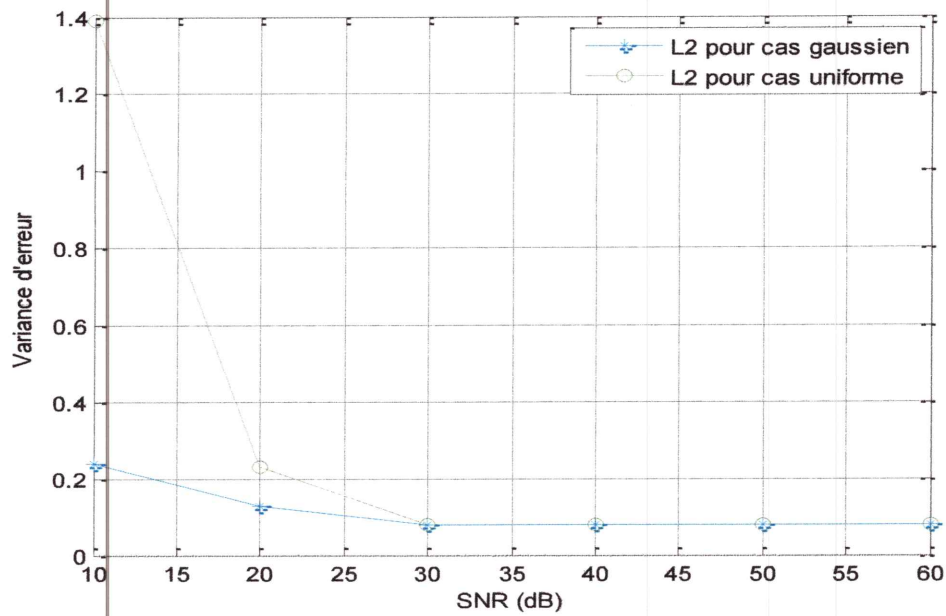


Figure 3.15 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant la méthode L2 pour différentes distributions de bruit, système MPS.

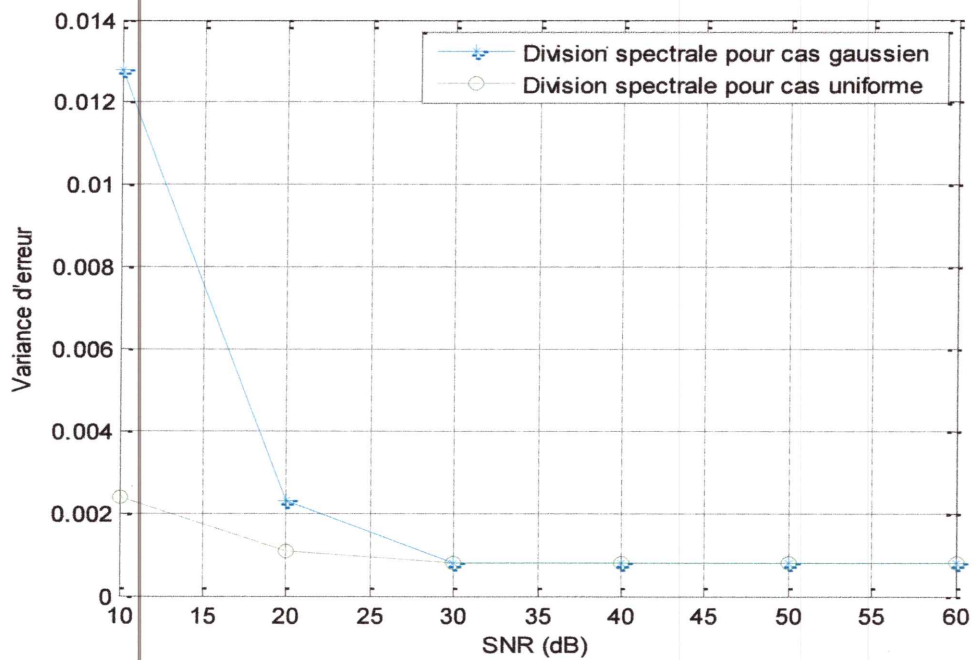


Figure 3.16 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant la division spectrale pour différentes distributions de bruit, système MPS.

Observations

- Ces figures montrent clairement la variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant les trois techniques conventionnelles de la déconvolution pour différentes distributions de bruit gaussien et uniforme pour le système à phase minimale (MPS). On remarque bien que pour les valeurs du SNR supérieures ou égale à 40 dB, l'erreur d'estimation est constante et relativement faible : la réponse est bien estimée pour les trois algorithmes de TCD.
- Pour le filtre de Wiener et la division spectrale, on remarque que la variation de l'erreur moyenne pour le cas gaussien est plus forte par rapport à celle du cas uniforme.
- Contrairement pour la déconvolution L2, on remarque que la variation de l'erreur moyenne du cas uniforme est plus grande que celui du cas gaussien.

Résultat

- Dans l'estimation de l'erreur, Chaque fois qu'on augmente le rapport signal/bruit, l'erreur d'estimation diminue.
- Le bruit blanc gaussien n'affecte pas beaucoup la réponse impulsionnelle dans le cas du L2. Contrairement, au bruit blanc uniforme qui déforme complètement la sortie. Dans le cas du filtrage de Wiener et la division spectrale, c'est l'inverse qui est constaté. Pour des rapports signal /bruit inférieurs à 40 dB, la réponse de la déconvolution L2 est complètement déformée, pour les deux autres cas de la distribution de bruit.

Dans un but comparatif, on représente sur les figures (3.17) et (3.18), les trois techniques pour des distributions du bruit gaussien et uniforme respectivement, pour un MPS.



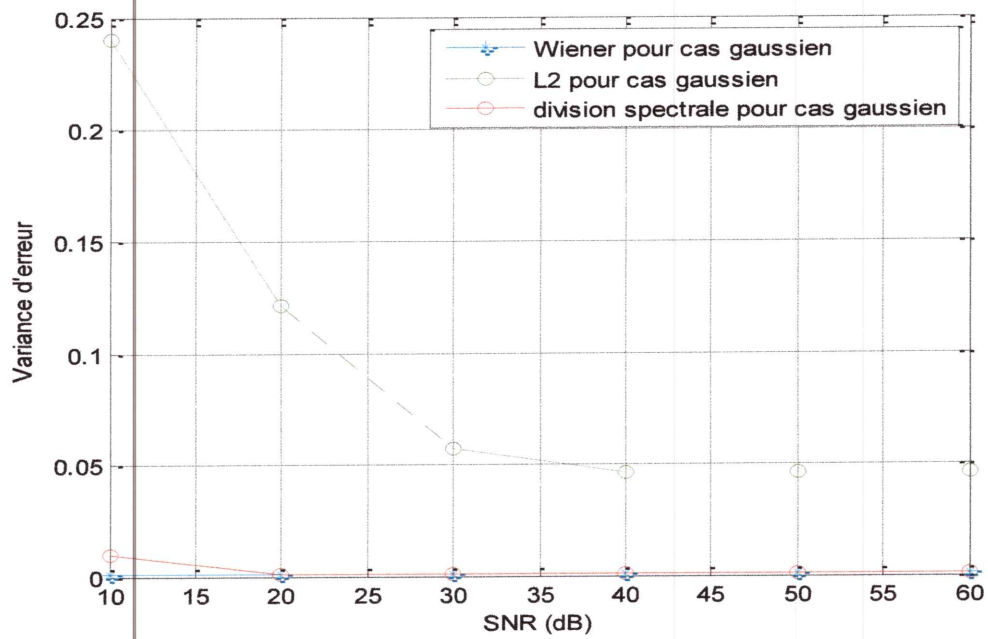


Figure 3.17 : Variance de l'erreur en fonction du SNR pour Wiener, L2 et Division spectrale (cas Gaussien), système MPS.

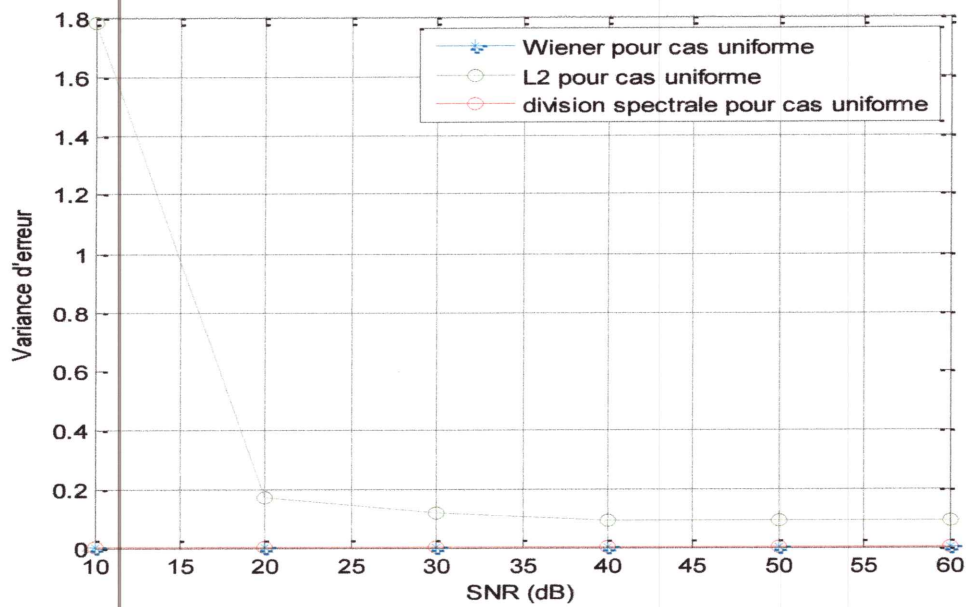


Figure 3.18 : variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant la Wiener, L2 et division spectrale pour différentes distributions de bruit (uniforme), système MPS.

Observations

- Pour le filtre Wiener et la division spectrale, on remarque que la variation de l'erreur moyenne pour le cas gaussien est plus forte par rapport à celle du cas uniforme. Contrairement pour la déconvolution L2, on remarque que la variation de l'erreur moyenne du cas uniforme est plus grande que celui du gaussien.

Résultat

- Chaque fois qu'on augmente le rapport signal/bruit, l'erreur d'estimation diminue.
- Le bruit blanc gaussien n'affecte pas beaucoup la réponse impulsionnelle dans le cas du L2. Contrairement, au bruit blanc uniforme qui déforme complètement la sortie. Dans le cas du filtrage de Wiener et la division spectrale, c'est l'inverse qui est constaté.
- Pour des SNR inférieurs à 40 dB, la réponse de la déconvolution L2 est complètement déformée, pour les deux cas de la distribution de bruit.

3.5.2.2. Résultats d'estimation du système NMPS

Dans but de comparaison, on représente sur les figures (3.19), (3.20) et (3.21), les trois techniques pour des distributions du bruit gaussien et uniforme respectivement, pour un système à phase non minimale (NMPS).

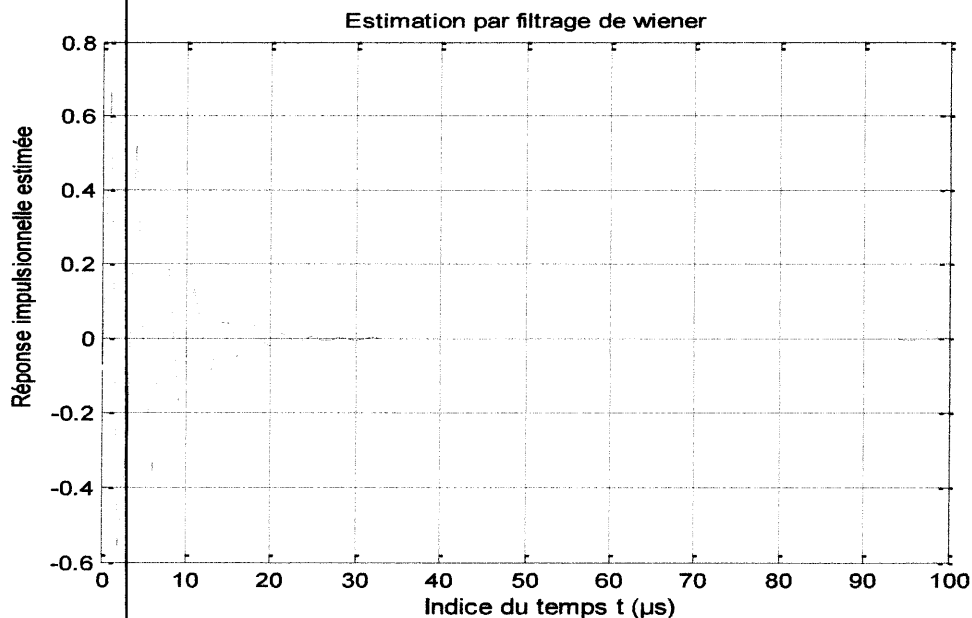


Figure 3.19 : Estimation par filtrage de Wiener, avec bruit blanc gaussien, système NMPS
SNR=60 dB.

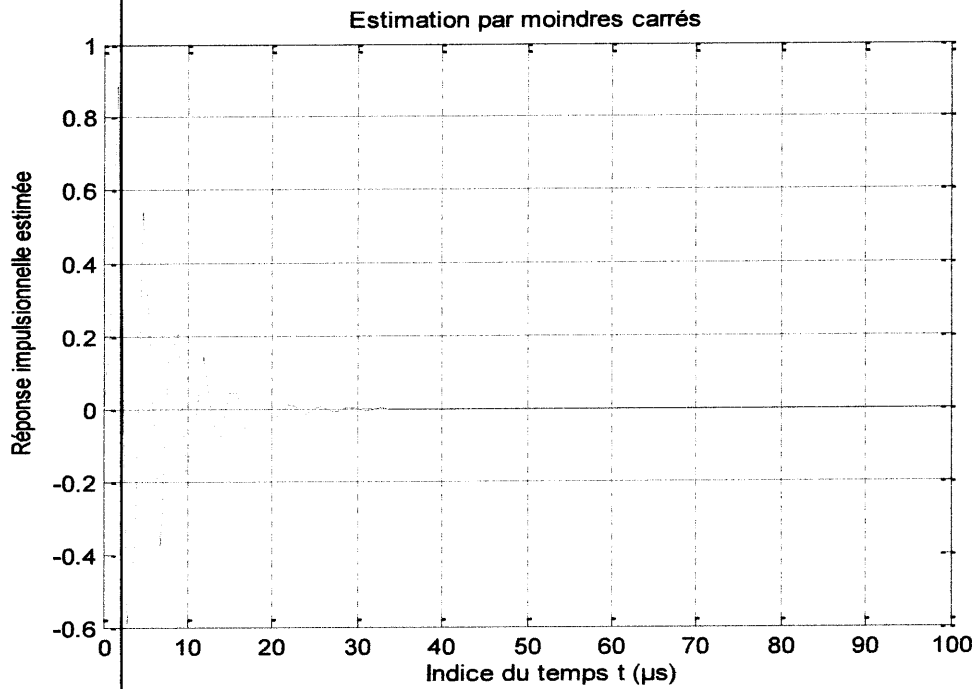


Figure 3.20 : Estimation par la méthode de Moindres carrés, système NMPS, SNR=60 dB

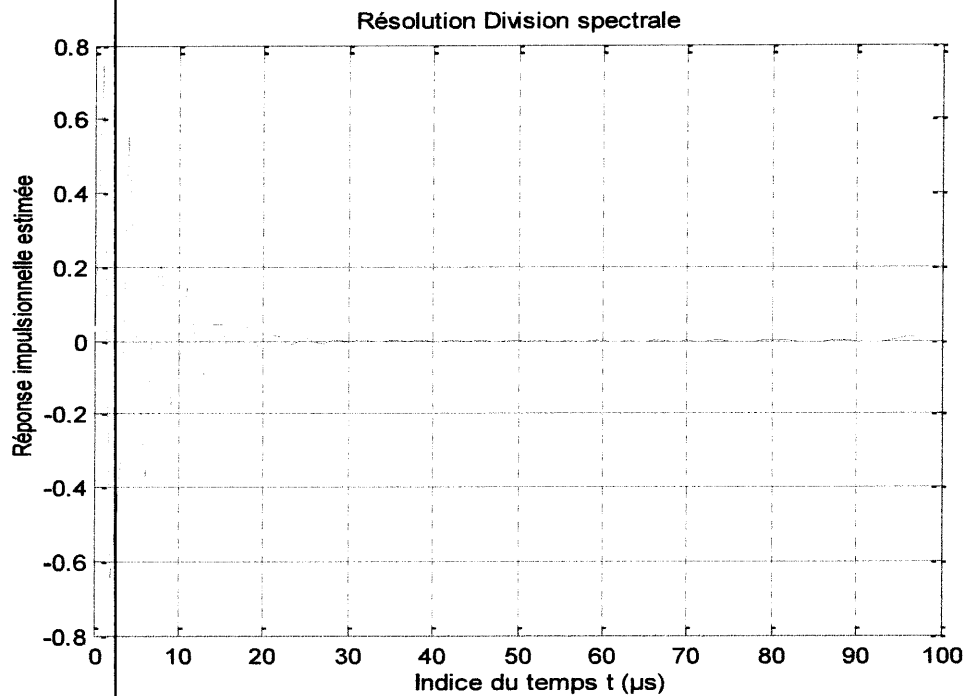


Figure 3.21 : Estimation par la méthode de division spectrale ($\lambda=0.01$) système NMPS, SNR=60 dB.

Observations

- L'estimation de la réponse impulsionnelle par la méthode de déconvolution L2 est la meilleure, par rapport aux deux autres méthodes de TCD (le filtre de Wiener et la division spectrale).
- L'estimation par le filtrage de Wiener et la division spectrale sont presque identiques.
- Les réponses estimées pour un système NMPS sont moins précises que celles correspondants au système MPS.

Résultat

L'estimation de la réponse impulsionnelle de système MPS est la meilleure par rapport à l'estimation de la réponse impulsionnelle du système NMPS par les TCD.

Interprétation des résultats en fonction de la variation de l'erreur moyenne

Les trois figures suivantes présentent l'identification de la variation de l'erreur moyenne pour chaque méthode de déconvolution pour les deux cas de bruits gaussien et uniforme :

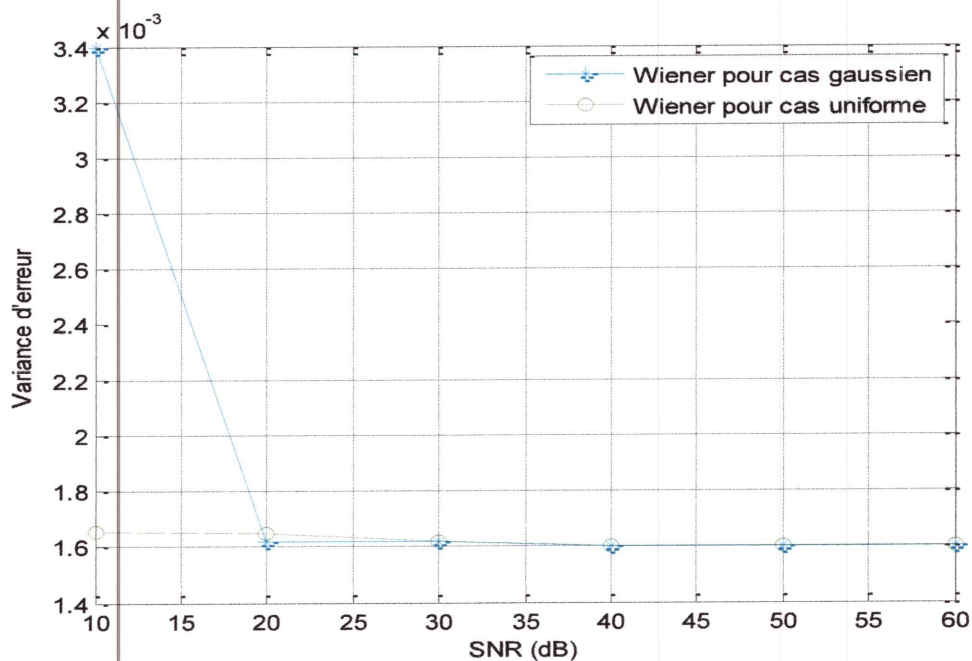


Figure 3.22 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant Wiener pour différentes distributions de bruit, système NMPS.

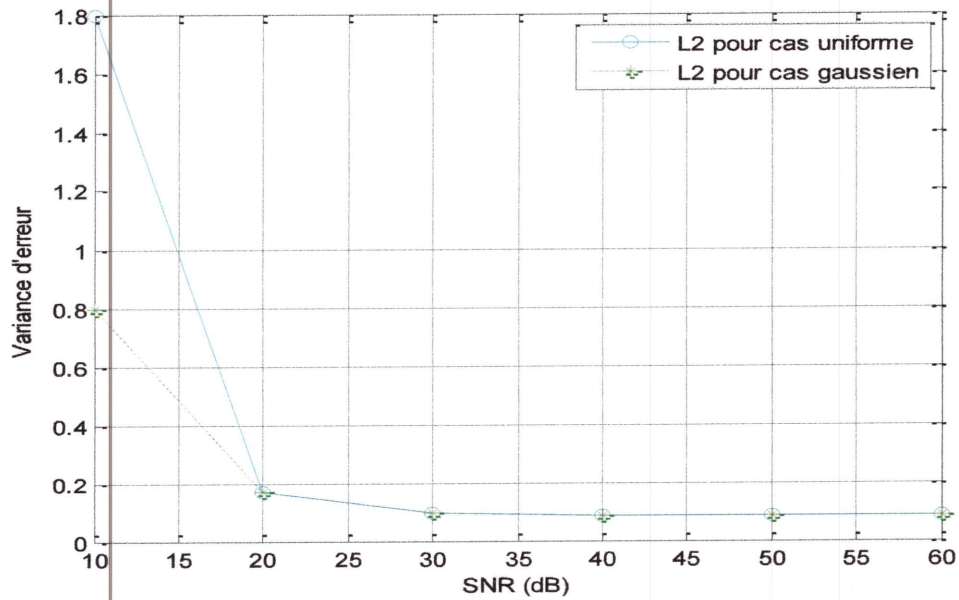


Figure 3.23 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant L2 pour différentes distributions de bruit, cas de système NMPS.

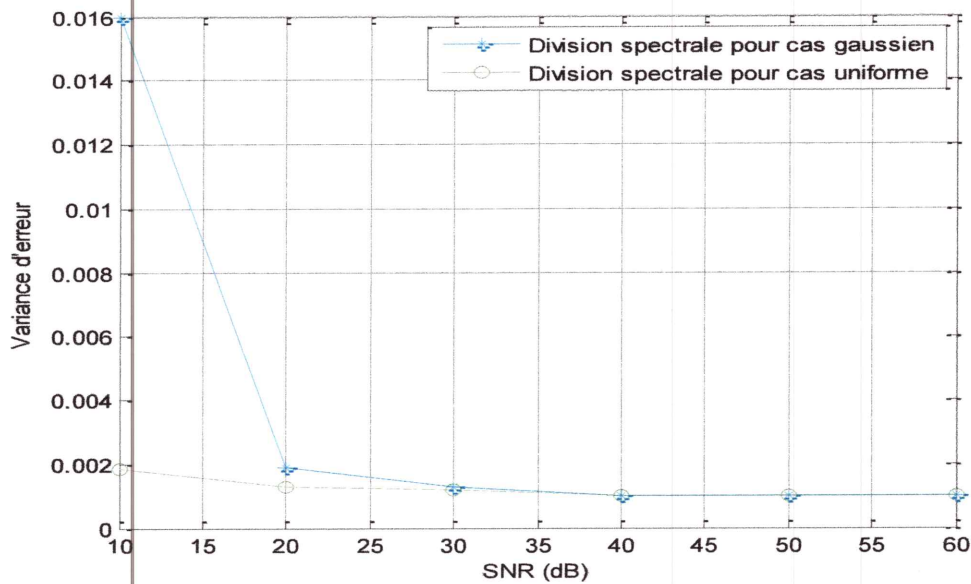


Figure 3.24 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant la division spectrale pour différentes distributions de bruit, cas de système NMPS.

Observations

- On peut dire qu'on remarque les mêmes observations pour le système MPS.

Les deux figures suivantes représentent les trois techniques de déconvolution avec les deux distributions du bruit :

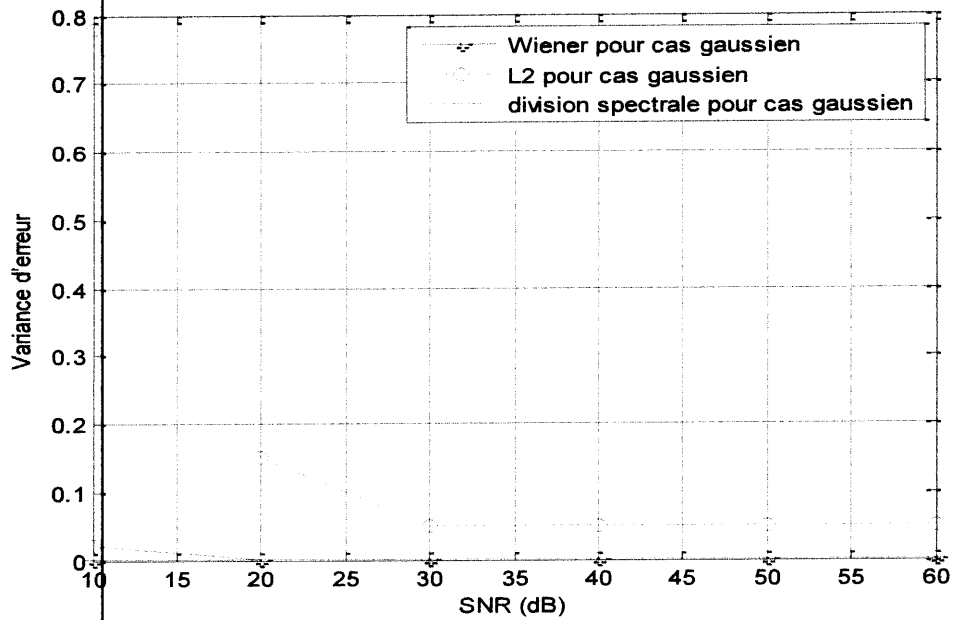


Figure 3.25 : Variance de l'erreur en fonction du SNR utilisant filtrage de Wiener, L2 et la division spectrale pour différentes distribution de bruit gaussien, système NMPS.

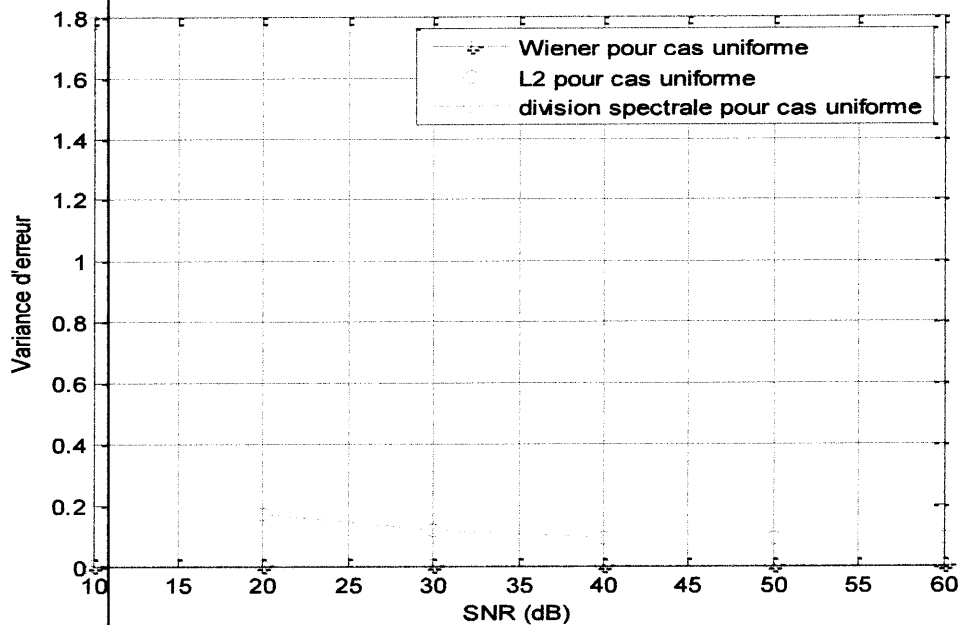


Figure 3.26 : Variance de l'erreur en fonction du SNR pour Wiener, L2 et Division spectrale (cas uniforme), cas de système NMPS.

Observations

- On remarque les mêmes observations que celles faites pour le système MPS.

3.5.2.3. Comparaison entre les deux systèmes en fonction de la variance d'erreur

Dans un but de comparaison et afin de bien voir l'efficacité des méthodes appliquées sur les deux systèmes, les variations de l'erreur moyenne d'estimation pour les deux systèmes sont représentés dans les figures (3.27), (3.28) et (3.29) pour le cas d'un bruit gaussien.

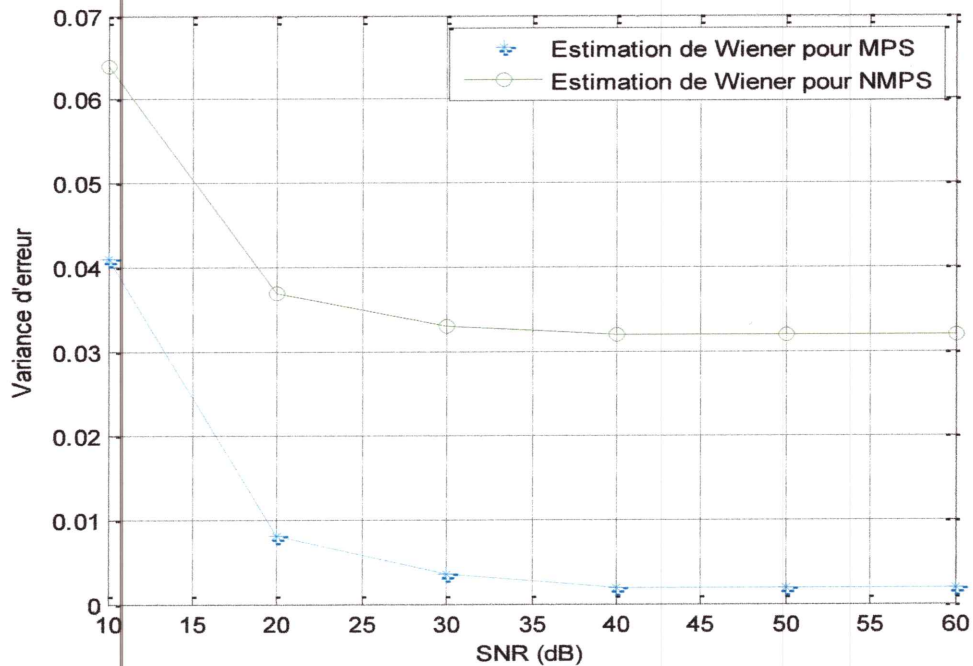


Figure 3.27 : Variance de l'erreur en fonction du SNR pour MPS et NMPS utilisant le filtrage de Wiener.

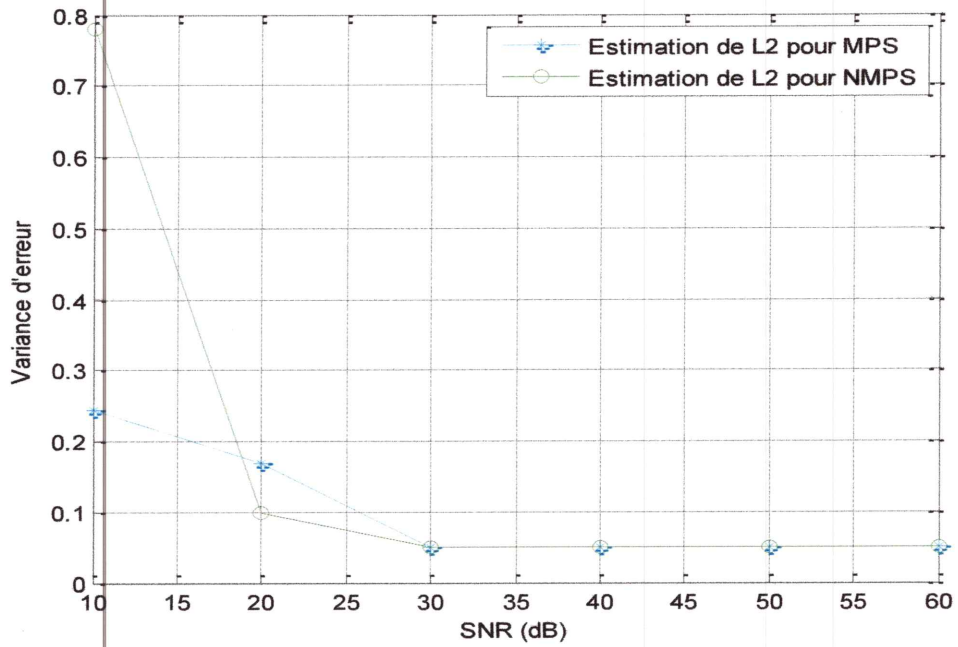


Figure 3.28 : Variance de l'erreur en fonction du SNR pour MPS et NMPS utilisant la déconvolution L2.

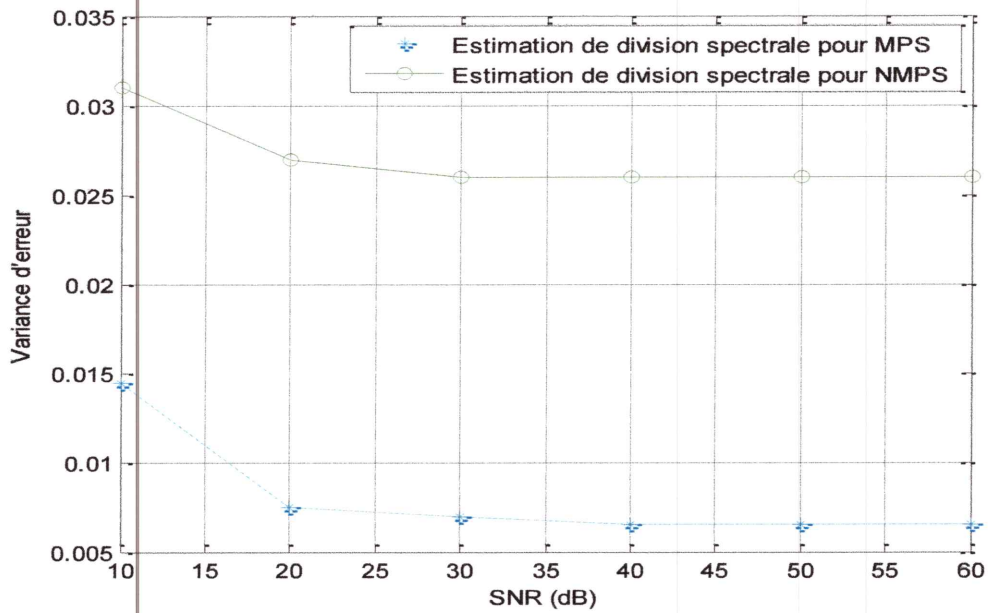


Figure 3.29 : Variance de l'erreur en fonction du SNR pour MPS et NMPS utilisant la Division spectrale.

Observations

- A partir de 40 dB, la variation de l'erreur reste constante et ne change pas. Ceci montre qu'à chaque fois le rapport de SNR augmente, l'erreur d'estimation reste constante et donc la réponse est bien estimée.
- On constate aussi que l'erreur d'estimation pour le système NMPS est plus grande que celle du MPS, on peut conclure que le MPS est plus précis que le NMPS.

3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a introduit en premier lieu un rappel sur les techniques conventionnelles de la déconvolution. Dans un second temps, on a présenté l'évaluation des performances des TCD. Ces performances dépendent fortement de la nature du modèle fondamental, c-à-d, pour les systèmes à phase non minimale, le rétablissement de phase n'est pas garanti, et donc, une réponse impulsionnelle imprécise est obtenue. En outre la réponse impulsionnelle estimée est fortement influencée par les statistiques de bruit. Les TCD sont optimales quand le bruit additif est gaussien, et enfin nous avons pu comparer les avantages et les inconvénients des trois techniques.

Nous avons vu également que les TCD peuvent seulement estimer la réponse impulsionnelle d'un système basé sur les signaux d'entrée-sortie pour de fortes valeurs du SNR. Puisque les signaux ultrasonores sont connus pour être à phase non-minimale.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le souci de tout chef d'entreprise est de pouvoir contrôler en temps réel son installation industrielle en service et d'éviter tout risque d'accident économiquement ruinant. Dans cet objectif, la détection, le dimensionnement et l'identification d'un défaut parmi les plus nocifs qu'est la fissure par exemple, est un résultat très appréciable.

L'atteinte de ce but qui est le souci actuel des plus importants laboratoires de recherche et de développement en matière de CND présente différentes difficultés dont les plus essentielles sont la résolution, la sensibilité et l'identification. La combinaison des solutions trouvées pour ces trois paramètres permet de se doter d'un moyen robuste et efficace dans l'interprétation d'un signal ultrasonore dans le contrôle non destructif d'un matériau.

Pour répondre à cet objectif, nous avons appliquées les méthodes de traitement de signal basés sur la transformée de Hilbert, la fonction d'intercorrélacion et d'autre techniques conventionnelles de déconvolution permettant de détecter et de localiser plusieurs imperfections représentées par des échos multiples noyés dans le bruit de structure du matériau.

Dans un premier temps, nous avons présenté un bref exposé sur les ultrasons, la nature des ondes ultrasonores et leurs caractéristiques ainsi que la propagation des ondes ultrasonores et leurs différents types, ensuite on a donné une vue générale sur le contrôle non destructif et ses différentes techniques, en mettant plus l'accent sur la technique ultrasonore.

Une deuxième partie était consacrée à l'application des méthodes de traitement du signal (transformée de Hilbert et la fonction d'intercorrélacion) sur des signaux de synthèse et leur performance en présence du bruit. En effet, cette étude sera valable pour n'importe quel échantillon pour la caractérisation et la détection des défauts dans celui-ci.

Dans la troisième partie on s'est fixé pour objectif de trouver une bonne estimation d'un signal à partir du produit de convolution, et ce pour pouvoir identifier des défauts dans les matériaux.

Pour cela, on a appliqué trois méthodes classiques du traitement de signal pour estimer la réponse impulsionnelle du défaut. Ces méthodes sont : le filtre de Wiener, la division spectrale et la déconvolution L2 ou bien la méthode des moindres carrés. Cette dernière a

donné de meilleurs résultats pour l'estimation, mais pour un rapport signal / bruit supérieur à 30 dB. En dessous de cette valeur, le signal à restaurer est complètement déformé relativement aux deux autres méthodes ou les valeurs basses du SNR ne déforment pas beaucoup le signal et peut être restauré.



Références bibliographiques

- [1] "Le Contrôle Non Destructif Généralités". CETIM, 3^{ème} édition Paris 1997.
- [2] M. KHELIL. "Analyse tridimensionnelle des signaux ultrasonores. Application au Contrôle non destructif des matériaux ", Thèse de Magister en Electronique, Université de Bab Ezzouar, 2001.
- [3] J-E. GOODMAN. " Ultrason de haute intensité ", Edition Dunod 1992.
- [4] Dumont-Fillon J. ; Contrôle non destructif, Technique de l'ingénieur, traité mesure et Contrôle.
- [5] N. Genier-G. H, Pellegrin tripode-Bordeaux, J.C. Solacroup-Hia Sainte-Anne Toulon : "Imagerie ultrasonore".
- [6] M. Krause, C. Marier, "Comparaison of pulse echo method for testing concrete", NDT.net, Vol.N°10, October 1996.
- [7] W. P. Mason, "Physical Acoustics. Principles and Methods", Academic Press, New York and London, Vol I., Part A, 1964.
- [8] S. Chausseant, "Cours de physique ondulatoire pour les sciences de la Terre", Université d'anges, 2001-2002.
- [9] Bourib, Benamor "Méthodes de traitement du signal pour le contrôle non destructif ", Mémoire de fin d'études pour l'ingénieur d'Etat en Electronique, université de Jijel 2008.
- [10] Y.KABIR, "Segmentation d'image de film radiographie dédiée au contrôle non destructif (CND) ", Thèse de Magister en électronique, université de BLIDA, 1999.
- [11] P.GIRON & P.PICHARD, "Les ultrasons", SGS QUALITEST, juin 1987.
- [12] M. Krause, C. Marier, "Comparaison of pulse echo method for testing concrete", NDT.net, Vol 1N°10, October 1996.
- [13] M. Krause, H. ziggenhquser, "Ultrasonic pulse echo technique for concrete elements using synthetic aperture", NDT.net, Vol.2 N° 05, may 1997.
- [14] H. F. Y. Dwn Pal, "A new tool of impact-echo measurement : wavelet transforme", Insight Vol 39 No 5, pp. 337-339, May 1997.
- [15] N. J. Carino, "The impact echo method : an overview", structures congress, 2001.
- [16] F. TAFININE. "Caractérisation de matériaux par analyse des signaux ultrasonores ", Thèse de Magister en Electronique, univ de Bab Ezzouar, 2002.

- [17] Zaghba Layachi , « Technique de traitement du signal pour la caractérisation par ultrasons des matériaux complexes », Thèse de magistère, université de Jijel, 2005.
- [18] R. Draï, M. Khliil, A. Bencha. Ala, "Flaw detection in ultrasonics using wavelet transform and split spectrum processing", 15th world conference on non destructive testing, Roma (Italy), October 2000.
- [19] R. Draï, M. Khliil, A. Bencha. Ala, "Elaboration of some signal processing algorithms in ultrasonic techniques : application to material NDT", Ultrasonic, Vol 38 (1-8) pp.503-507, Ed. Elsevier, 2000.
- [20] Dris Locif , "Evaluation simultanée des vitesses de propagation et d'atténuation des ultrasons dans des matériaux composites et polymérique ", Thèse de magistère en Génie Mécanique, Université M'hamed Bougara de Boumerdes, mai 2007.
- [21] C.Francis, "Traitement des signaux et acquisition des données", Dunod, Paris 1997.
- [22] J.P.Delmas, "Elément de la théorie du signal-les signaux déterministes ", édition marketing, 1991.
- [23] Yamani A., Bettayeb M. et Alakhdhar S.Z. ; "Advanced cost-effective ultrasonic examination and assesment in industrial components", AR-16-88, Elect. Eng. Dep., King Fahd University, Janvier 1999.
- [24] Kacha A., Traitement du signal, cours de quatrième année Ingénieur d'état, université de jijel, Dépt. Electronique, 2009.
- [25] Olivier SEBE., Déconvolution aveugle et sismologie : estimation de source sismique et des effets de site, Thèse de Doctorat, l'Université Joseph Fourier – Grenoble I, 20 Juillet 2004.
- [26] Sallard J., "Etude d'une méthode de déconvolution adaptée aux images ultrasonores" Rapport CEA/ SACLAY 91191 GIF-SUR-YVETTE CEDEX France, 1999.
- [27] Golub, G .H ., and Loan, C.F., Matrix computation, John Hopkins, U.P., Baltimore, (1983).
- [28] Boumahdi M., Glangeaud F.et Lacoume J.L., "Déconvolution aveugle en sismique utilisant les statistique d'ordre supérieur", quatorzième Colloque GRETSI, 1993, pp.89- 92.

Résumé

Le contrôle non destructif (C.N.D.) des matériaux fournit un ensemble de méthodes qui permettent de caractériser l'état d'intégrité de structures industrielles, sans les dégrader, soit au cours de la production, soit en cours d'utilisation. Parmi ces différentes méthodes citons : la radiographie, les ultrasons, le ressuage, les courants de Foucault, la thermographie et la magnétoscopie. Nous nous intéressons dans ce travail au contrôle par ultrasons, le but étant de faire des investigations sur différentes techniques non destructives pour la caractérisation des défauts. Nous décrivons ainsi les différentes méthodes en contrôle non destructif par ultrasons les plus utilisées. Spécifiquement nous employons la technique pulse écho. Enfin, nous présentons les méthodes de traitement de signal (transformée d'Hilbert, fonction d'intercorrélacion et les techniques Conventionnelles de déconvolution (TCD)) qui ont été utilisées pour dimensionner, caractériser et identifier les défauts.

Abstract

The non destructive control (C.N.D.) of the materials provides a set of methods that permits to characterize the state of integrity of industrial structures, without damaging them, either during the production, either under use. Among these different methods mention: the x-ray, the ultrasonic sounds, the ressuage, the currents of Foucault, thermographie and the magnétoscopie. We are interested in this work in the control by ultrasonic sounds, the goal being to make investigatings of different non destructive techniques for the characterization of shortcoming. We describe the different methods thus in non destructive control by ultrasonic sounds the more used. Specifically we use the technical pulse echo. Finally, we present some of methods of signal processing (the Hilbert transform, the intercorrélacion function and the Conventional techniques of déconvolution (TCD)) that is used to proportion, to characterize and to identify a defect.