2010 VALE 0007

Numéro d'ordre : 10/11

Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis

Contrôle Santé Intégré passif par corrélation de champ acoustique ambiant. Application aux structures aéronautiques.

Doctorat en Electronique

par

Najib Abou Leyla

Soutenance prévue le 12 Mars 2010

Composition du jury

Rapporteurs :	P. Benech, IMEP-LAHC, Grenoble
	G. Feuillard, Université de Tours
Examinateurs :	M. Robert, LIRMM, Université de Montpellier
	J. de Rosny, Institut Langevin, Paris
	B. Piwakowski, IEMN, Université de Lille I
	E. Moulin, IEMN, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis
Directeur de thèse :	J. Assaad, IEMN, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis

Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologies - UMR CNRS 8520

Remerciements

En premier lieu, je tiens à remercier Pr. Jamal Assaad pour m'avoir donner la chance de travailler au sein de l'équipe TRUST, pour son encadrement sans faille tout au long de ma thèse, son enthousiasme et son aide précieuse. Dr. Emmanuel Moulin pour le travail d'équipe, les discussions enrichissantes et sa disponibilité. Dr. Sébastien Grondel et Pr. Christophe Delebarre pour leur soutien et encouragements, et Pr. Bertrand Nongaillard pour son accueil au sein de l'IEMN.

Je remercie également messieurs les membres du jury de ce doctorat. Pr. Philippe Benech et Pr. Guy Feuillard pour avoir accepté d'évaluer le travail de recherche présenté dans ce manuscrit. Un grand merci au Pr. Michel Robert d'avoir honoré cette soutenance par sa présence, ainsi que Pr. Bogdan Piwakowski, et Mr. De Rosny d'avoir accepté d'être membre de ce jury.

Je tiens également à remercier tous les collègues du DOAE-IEMN que j'ai eu le plaisir de côtoyer. Certains pour les discussions scientifiques enrichissantes, d'autres pour les parties de bowling, qui certes sont moins enrichissantes d'un point de vue scientifique, mais aussi importantes d'un point de vue humain, et pendant les petits matchs de foot malgré des tacles appuyés de temps en temps.

Enfin un dernier grand merci, mais non des moindres, à toute ma famille (Mahmoud, Wafaa, Faten, Farah et Nabil). Je me permets de les citer un par un tellement ils m'ont soutenu depuis le début, et qui sans leur soutien je ne serai certainement pas ici en train d'écrire ces lignes.

Merci

À ma famille,

et à tous les

gens qui m'ont soutenu

Table des matières

Introduction générale **2**

Chapitre 1 Positionnement du travail et état de l'art **5**

1.1 Généralités 5

1.1.1 Contexte de recherche 5

1.1.2 Objectif du travail 6

1.1.3 Le Contrôle Non Destructif : CND 7

1.1.4 Le Contrôle Santé Intégré : CSI 8

1.1.5 Réseaux de capteurs sans fil - Application CSI 9

1.2 Principe et bases théoriques du CSI 12

1.2.1 Rappels sur la fonction de Green 13

1.2.2 Fonction de corrélation - Estimateur de corrélation 16

1.3 Etat de l'art sur la corrélation de champ acoustique 19

1.3.1 Généralités et définitions 19

1.3.2 Base théorique 20

1.3.3 Champs d'applications 22

1.4 Conclusion 24

Chapitre 2 Etudes préliminaires **25**

2.1 Problématique 25

2.2 Illustration théorique 27

2.2.1 Position du problème 27

2.2.2 Distribution circulaire de sources 30
2.2.3 Distribution linéaire de sources 32
2.3 Etude expérimentale préliminaire 34
2.3.1 Reproductibilité de la fonction de corrélation 36
2.3.2 Sensibilité au défaut de la fonction de corrélation 40
2.3.3 Influence de la position de la source sur la fonction de corrélation 42
2.4 Conclusion 45

Chapitre 3 Simulation approchée et solution proposée **48**
3.1 Introduction 48
3.2 Simulation approchée 49
3.2.1 Sans réflexions 49
3.2.2 Distribution de sources corrélées - Réflexions d'ordre 1 52
3.2.3 Réflexions pour un ordre quelconque 58
3.2.4 Comparaison entre l'outil de simulation et les éléments finis 59
3.2.5 Conclusion 61
3.3 Compensation de l'influence de la position de source 61
3.3.1 Situation idéalisée 61
3.3.2 Situation réaliste 63
3.3.3 Solution proposée 64
3.3.4 Validation expérimentale 66
3.4 Conclusion 71

Chapitre 4 Etude et quantification des paramètres **74**
4.1 Introduction 74
4.2 Quantification par simulation 74
4.2.1 Influence de la variation de la position de la source sur l'auto-corrélation . 74
4.2.2 Influence de la présence d'un défaut sur le positionnement de C et de S . 78
4.2.3 Influence du défaut sur la fonction d'inter-corrélation 81
4.2.4 Conclusion 82

4.3 Quantification de l'influence de la position du défaut sur la fonction d'auto-corrélation 85

4.3.1 Approche déterministe 85

4.3.2 Approche statistique 92

4.3.3 Résultats expérimentaux 105

4.4 Conclusion 108

Conclusion et perspectives **110**

Annexe A La méthode de la phase stationnaire **113**

Bibliographie **115**

Introduction générale

Les avancées technologiques de ces dernières années ont contribué largement à la prospérité de la société. Un élément important de cette prospérité repose sur les réseaux de transport terrestres, maritimes et aériens. En construisant des ponts, des tunnels, des chemins de fer et des avions, l'homme s'est donné tous les moyens nécessaires à une croissance économique inégalée dans l'histoire. Cependant, la sécurité dans tous ces réseaux de transport reste un enjeu capital. Ainsi, les êtres humains ont mis à disposition toutes les ressources humaines et financières nécessaires pour leur sécurité. Plus particulièrement, le domaine aéronautique a fait l'objet de plusieurs recherches afin d'augmenter la fiabilité des avions. La thématique CND (Contrôle Non Destructif), et plus précisement le concept du CSI (Contrôle-Santé Intégré), ont ainsi vu le jour.

Le CSI est une technique d'inspection permettant de contrôler l'intégrité d'une structure mécanique d'une façon autonome et permanente au cours de son utilisation. Les capteurs utilisés par cette technique de contrôle étant fixes et intégrés à la structure, elle se distingue du CND traditionnel qui utilise des sondes mobiles. Le premier enjeu étant évidemment la sécurité, un deuxième enjeu capital d'un point de vue financier est la diminution des coûts de maintenance des avions. Une technique permettant d'augmenter la fiabilité des contrôles tout en réduisant les coûts se présente comme une révolution technologique.

En effet, les méthodes d'inspection traditionnelles utilisées nécessitent une planification des interventions, et une immobilisation périodique de l'avion, et dans certains cas le démontage de certaines pièces. Toute cette procédure est indispensable malgré les coûts très élevés engendrés. S'ajoute à cet aspect financier, le risque de l'apparition d'un problème technique imprévu entre deux inspections programmées. Un tel scénario peut entrainer le remplaçement de certaines pièces souvent coûteuses, voire des catastrophes aériennes, même si celles ci sont heureusement moins fréquentes.

Un projet de recherche ayant pour but l'élaboration d'un système de CSI applicable aux structures aéronautiques a été développé au sein de l'équipe TRUST (**TR**ansduction **U**ltrasonore : Application à la **S**écurité du **T**ransport), du DOAE-IEMN de Valenciennes. Dans le cadre de ce projet, un certain nombre de travaux de recherche ont été réalisés. Ainsi Moulin [1] a développé une méthode hybride pour calculer les amplitudes des modes de Lamb en régime harmonique à l'aide de transducteurs intégrés. Grondel [2] a quant à lui optimisé le contrôle santé intégré par ondes de Lamb pour des structures aéronautiques. Paget [3] a élaboré une technique de détection des endommagements dans les matériaux composites. Dans un autre travail, Duquenne [4] a mis en oeuvre une méthode hybride pour générer et recevoir des ondes de Lamb en régime transitoire à l'aide d'un transducteur collé en surface. El Youbi [5], quant à lui, a développé des techniques de traitement de signal pour l'utilisation des transducteurs multi-éléments. Enfin, plus récemment, Benmeddour [6] s'est intéressé à l'interaction des ondes de Lamb avec des endommagements présents dans des structures aéronautiques, alors que Baouahi [7] a étudié l'aspect 3-D de la génération des ondes de Lamb par des transducteurs piézo-éléctriques mono et multi-éléments.

Le but des travaux présentés dans ce manuscrit est donc d'augmenter la fiabilité tout en réduisant les coûts. Pour cela, il s'est avéré intéressant de trouver un moyen de contrôle qui évite l'immobilisation de l'avion, et plus fréquent. L'idée est ici d'utiliser le champ acoustique engendré par les turbo-réacteurs et le bruit aérodynamique pendant les phases de vol de l'avion. Ces travaux ont fait l'objet d'une publication [8] et de trois communications [9, 10, 11].

Le présent manuscrit est composé de quatre chapitres. Le chapitre 1 rappelle des généralités sur le CND et plus précisément la thématique CSI, ainsi que sur les réseaux de capteurs sans fils et leur utilité potentielle pour les applications CSI. Ensuite, quelques notions théoriques nécessaires à l'étude sont rappelées. Enfin une revue d'un certain nombre de travaux réalisés dans ce domaine est donnée.

Le deuxième chapitre de ce manuscrit illustre sur des cas théoriques simples la relation entre la fonction de Green et la fonction de corrélation d'un champ diffus. Le potentiel de la méthode étudiée est ensuite expérimentalement vérifié pour les applications CSI, et ce malgré quelques imperfections. A la fin de ce chapitre, les difficultés de l'application et le problème à résoudre sont bien identifiés.

Le chapitre 3 de ce manuscrit donne une explication théorique aux difficultés soulignées dans le chapitre 2, et permet de développer un outil de simulation utile pour la quantification

de certains paramètres. La deuxième partie du chapitre 3 présente une solution au problème souligné dans le chapitre 2, et qui rendait l'application CSI difficile.

Enfin, dans la première partie du chapitre 4, une quantification de quelques paramètres est faite en utilisant l'outil de simulation développé dans le chapitre 3. Dans la deuxième partie une quantification plus poussée est présentée avec des calculs théoriques.

Chapitre 1

Positionnement du travail et état de l'art

1.1 Généralités

1.1.1 Contexte de recherche

La sécurité en aéronautique étant un enjeu capital, des inspections régulières sont nécessaires à la maintenance des matériaux utilisés. En effet, ces matériaux sont soumis à des rude conditions de fonctionnement pouvant endommager les structures aéronautiques et donc altérer la sécurité. De nos jours, les méthodes de contrôle employées induisent une immobilisation de longue durée de l'avion et donc un coût assez important.

Au sein de notre équipe, on cherche à bien comprendre la propagation des ondes ultrasonores dans les structures, et l'interaction de celles-ci avec un endommagement, ainsi que le comportement des différents types de capteurs. Cette vision globale des choses permet d'étudier la possibilité d'augmenter la fiabilité des contrôles tout en réduisant les coûts. On parle ainsi de "Contrôle-Santé Intégré". Dans ce but, une intégration de transducteurs piézo-électriques dans les matériaux s'avère intéressante. Les ondes ultrasonores présentes dans les structures de types plaques, dites ondes de Lamb, se propagent sur de longues distances et interagissent avec les endommagements présents dans les structures considérées.

Au cours de ces dernières années, l'équipe s'est donc intéressée de près aux différents axes du

Contrôle-Santé Intégré :

- caractérisation de la propagation dans les matériaux aéronautiques
- interaction des ondes ultrasonores avec les défauts
- l'utilisation des différents types de capteurs (mono-élément, multi-élément, ...)
- modélisation du comportement des transducteurs
- développement d'outils de traitement adaptés

1.1.2 Objectif du travail

Le but ultime, à moyen terme, des travaux présentés dans ce manuscrit est d'étudier la possibilité de développer un réseau de capteurs sans fils, autonomes et intégrables pour passer à une application réelle du Contrôle-Santé Intégré. Plus précisément, on s'intéresse à des applications du type "ambient noise imaging", rendant possible une inspection des matériaux sans avoir recours à une source d'émission ultrasonore. En effet, la présence de plusieurs sources acoustiques naturelles en aéronautique, comme les bruits aérodynamiques ainsi que le bruit généré par les réacteurs pendant le vol est exploité. Ainsi, pour une telle application, les transducteurs utilisés fonctionnent uniquement en écoute passive, ce qui est de grand intérêt d'un point de vue limitation de consommation d'énergie. La difficulté reste alors d'exploiter ces signaux acoustiques quasi-aléatoires pour la détection des endommagements et de définir les procédures de pré-traitement et de réduction de données compatibles avec les contraintes de la communication sans fil basse consommation et la miniaturisation du capteur. Ce travail s'intéresse à la partie acoustique du problème ainsi qu'aux traitements associés.

Maintenant qu'on a présenté le contexte général et l'intérêt global de la recherche ainsi que les objectifs à atteindre, une présentation de quelques généralités nécessaires à la compréhension des travaux est faite. Ainsi, des généralités sur le "Contrôle Non Destructif", et plus particulièrement sur la thématique "Contrôle-Santé Intégré" sont données. Quelques notions sur les réseaux de capteurs sont également rappelées. Enfin, le lien entre ces deux grands thèmes est fait en présentant les réseaux de capteurs sans fils pour l'application contrôle-santé.

1.1.3 Le Contrôle Non Destructif : CND

Le contrôle non destructif (CND) est un ensemble de méthodes qui permet de définir l'état d'intégrité d'une structure mécanique sans la dégrader, soit :

- en cours de production (présence de défauts lors de la fabrication),
- en cours d'utilisation (apparition de défauts lors de l'utilisation).

Il faut donc pouvoir détecter un endommagement et déterminer la taille acceptable de celui-ci, sans endommager la structure, et remplacer cette dernière si c'est nécessaire. On parle aussi d'essais ou d'examens non destructifs (END). Le contrôle non destructif est, de ce fait, un outil très efficace pour les contrôles de qualité car il permet de rechercher la présence de défauts dans les matériaux et d'en déterminer les caractéristiques : position, forme, dimension,etc.

Le CND est très utilisé dans l'industrie automobile (contrôle des blocs moteurs), l'industrie pétrolière (pipelines, réservoirs), l'industrie navale (contrôle des coques), l'aéronautique (poutres, ailes d'avion, nombreuses pièces moteurs), l'aérospatiale et l'armée, l'industrie de l'énergie (réacteurs, chaudières, tuyauterie, turbines, etc.), le ferroviaire en fabrication et en maintenance notamment pour les organes de sécurité (essieux, roues.), etc ...

Dans le domaine de l'aéronautique, le CND traditionnel nécessite une planification des interventions en fonction du nombre de décollage et d'atterrissage et du nombre d'heures de vol cumulées de l' avion. Ce type de contrôle nécessite une immobilisation périodique de l'avion et dans certains cas le démontage de certaines pièces. Tout ça fait que les coûts de maintenance sont assez élevés pour les compagnies aériennes. Au delà de cet aspect financier, un autre aspect plus important est mis en cause : la fiabilité et la sécurité. En effet, il se peut qu'un problème technique prématuré ou imprévu apparaisse entre deux inspections programmées, et que celui-ci engendre des endommagements très coûteux qui peuvent aller au delà du simple remplacement de quelques pièces. Un autre scénario beaucoup plus catastrophique, mais moins fréquent heureusement, peut se produire. Ainsi, un crash aérien peut avoir lieu suite à un problème technique imprévisible.

Ces deux contraintes que sont le coût élevé des inspections, mais surtout la sécurité, font qu'il est important de passer à un contrôle plus fiable et moins coûteux. Ceci est possible avec un contrôle plus fréquent pour augmenter la fiabilité, et qui ne nécessite pas l'immobilisation et le démontage de certaines pièces de l'avion. Dans ce but, un contrôle en temps réel de vol

s'avère très intéressant. Pour ce type de contrôle, il faut intégrer dans la structure des capteurs qui communiquent, en temps quasi-réel, l'intégrité de la structure. D'où l'apparition de la thématique "Contrôle-Santé Intégré".

1.1.4 Le Contrôle Santé Intégré : CSI

Depuis une quinzaine d'années, le thème de Contrôle-Santé Intégré (CSI), ou SHM en anglais (Structural Health Monitoring), fait l'objet d'une étude approfondie. En effet, les contraintes imposées en terme de sécurité d'un côté, et l'intérêt de réduire les coûts de la maintenance d'un autre côté ont une influence notable sur la façon d'effectuer la maintenance des structures, en particulier dans les domaines du transport aérien et du génie civil. A moyen terme, on cherche à déposer des capteurs sur les surfaces des structures durant leur fabrication, afin de disposer de systèmes d'évaluation non destructive, qui accompagneront la structure durant la totalité de sa vie, délivrant ainsi à tout instant un diagnostic sur la santé et sur la durée de vie, permettant la programmation des interventions de maintenance nécessaires, et donc une réduction des coûts sans pour autant réduire la fiabilité des contrôles.

Les méthodes de contrôle utilisées de nos jours utilisent le contrôle actif. Deux inconvénients de ce type de contrôle sont : la nécessité d'utiliser une source active, et le besoin d'un accès direct à la zone d'inspection. Un tel accès nécessite le démontage de la structure et donc son immobilisation. D'où le grand intérêt de pouvoir faire un contrôle passif basé sur une utilisation des transducteurs en écoute uniquement.

Cette capacité dont le CSI s'est doté à détecter, signaler, interpréter et même réagir à un endommagement, lui ont permis d'être comparé à un système nerveux pour les structures d'avion [12] (figure 1.1). Les capteurs intégrés aux structures permettent ainsi de détecter les endommagements et de faciliter leur évaluation sans intervention externe.

Pour les compagnies aériennes, le CSI offre des potentialités dans un avenir rapproché, au niveau du temps d'immobilisation de l'avion et des coûts de maintenance. Il permet ainsi de mieux comprendre les sollicitations subies par certaines aérostructures au cours des différentes phases opérationnelles de l'avion : roulage, décollage, vol et atterrissage, mais aussi en cas d'atterrissage dur. Même si la capacité du CSI n'est pas mise en cause, il faut du temps avant qu'un avion entièrement équipé de capteurs autonomes puisse enfin décoller. Dans la suite, une présentation des réseaux de capteurs sans fil pour l'application CSI est donnée.

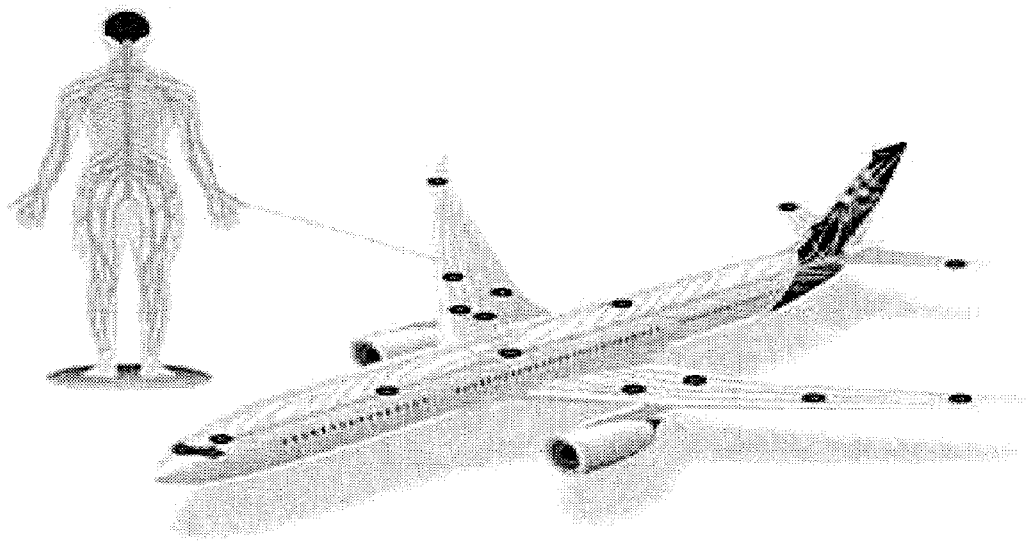


FIGURE 1.1 – Le SHM : Système nerveux pour les structures d'avion.

1.1.5 Réseaux de capteurs sans fil - Application CSI

a) Introduction

Un réseau de capteurs sans fil - Wireless Sensor Network (WSN) - est un ensemble de micro-capteurs qui transmettent des données vers un point de collecte ou une unité centrale, de façon autonome et sans liaisons filaires nécessaires. Ils contiennent une unité de captage qui collecte des grandeurs physiques et les convertie en grandeurs numériques, ainsi qu'une unité de traitement et de stockage de données, et un module de transmission sans fil. Ces micro-capteurs sont placés dans une zone appelée champ de captage, qui délimite le milieu auquel on s'intéresse.

Les données captées sont acheminées grâce à un routage à un noeud considéré comme un "point de collecte", appelé noeud puits (ou sink). Ce dernier peut être connecté à l'utilisateur du réseau via Internet ou un satellite. Dans le cas d'un système de contrôle-santé intégré, ce "point collecte" est une unité centrale dans laquelle la partie traitement de signal est faite, et qui communique l'état de santé de la structure.

b) Application CSI

Les réseaux de capteurs sans fil sont utilisés dans de nombreux domaines d'application. Cette large gamme d'application est dûe aux multiples avantages qu'ils présentent. D'une part le support de communication sans fil qui élimine les encombrements et les coûts des câbles, d'autre part la large gamme de types de micro-capteurs disponibles (thermique, optique, vibrations,...). Parmi ces domaines d'application, nous citons les domaines : militaire, environnemental, domestique, santé, sécurité, etc.

Plus particulièrement, dans le domaine de la sécurité auquel on s'intéresse, les altérations dans la structure d'un bâtiment, suite à un séisme ou au vieillissement, peuvent être détectées par des capteurs intégrés dans les murs ou dans le béton, sans alimentation électrique ou autres connexions filaires. Par analogie, dans le domaine de l'aéronautique, la détection prompte d'endommagements dans une structure aéronautique permet ainsi d'éviter des dégâts et des catastrophes.

Pour concevoir des structures sans danger pour l'utilisation publique, tels les ponts, les bâtiments, les barrages, les avions, les navires, des méthodologies de conception ont été créées. Malheureusement, ces structures sont souvent soumises à de rudes conditions de fonctionnement et des conditions environnementales sévères qui ne peuvent pas être prévues lors de la conception et qui aboutissent à long terme à des détériorations. Par exemple, les évènements sismiques [19], révèlent une certaine vulnérabilité des structures aux endommagements lors des catastrophes naturelles. Pour concevoir des structures plus sûres et durables, les ingénieurs ont activement développé de nouvelles technologies de détection qui peuvent être utilisées pour identifier rapidement l'apparition d'endommagements structurels dans un système. Cet ensemble de nouvelles technologies, appelé CSI (Contrôle-Santé Intégré), offre une méthode automatisée pour le suivi de la santé d'une structure. Ces systèmes de surveillance peuvent être trouvés dans un certain nombre de structures y compris les avions, les navires et les structures civiles.

Le système de surveillance est principalement responsable de la collecte des mesures à partir de capteurs installés dans la structure et le stockage des données. Afin de garantir une mesure fiable des données, on emploie des fils coaxiaux de communication entre les capteurs et le référentiel. Bien que les fils coaxiaux offrent un très fort lien de communication fiable, leur installation dans les structures peut être très coûteuse. Plus les systèmes de surveillance sont importants (grand nombre de capteurs), plus le coût peut croître rapidement. Le coût élevé d'installation et

d'entretien des fils ne se limite pas seulement aux structures civiles. Des problèmes similaires en ce qui concerne les coûts associés avec des systèmes de surveillance installés dans les avions, les navires, et d'autres grands systèmes structurels existent. D'où l'intérêt des systèmes sans fil.

En effet, les capteurs sans fil représentent une des technologies de détection qui peut contribuer à faire avancer le secteur de l'ingénierie structurelle grâce à une réalisation économique du CSI. L'intérêt pour les capteurs sans fil a été initialement motivé par leur faible coût. L'élimination du grand nombre de longs câbles coaxiaux dans une structure entraine un faible coût d'installation pour les systèmes sans-fil. Ce faible coût des systèmes de surveillance sans fil promet une surveillance avec un plus grand nombre de capteurs par rapport aux systèmes de surveillance traditionnels. En fait, avec des centaines de capteurs installés dans une structure, un système de surveillance sans fil est mieux équipé pour la détection d'endommagements. De plus, les capteurs sans fil sont autonomes dans l'acquisition et le traitement de données. Cette capacité est particulièrement intéressante dans le cadre du CSI.

c) L'intérêt de l'étude du CSI passif

Le grand avantage des capteurs sans fils étant présenté au paragraphe précédent, leur utilisation impose une contrainte : La limitation d'autonomie. En effet, une utilisation de capteurs à piles n'est pas très intéressante, et s'avère même coûteuse du fait qu'il faut changer périodiquement la pile du capteur. Ce qui sous entend un accès direct au capteur, ce qui n'est pas toujours le cas. Certains chercheurs étudient la mise au point de capteurs power-free connus sous le nom de capteurs radio-fréquence identification (RFID en anglais Radio-Frequency IDentification). La radio-identification est une méthode pour mémoriser et récupérer des données à distance en utilisant des marqueurs appelés "radio-étiquettes" [14]. Les radio-étiquettes peuvent être collées ou incorporées dans des produits et même implantées dans des organismes vivants. Les radio-étiquettes comprennent une antenne associée à une puce électronique qui leur permet de recevoir et de répondre aux requêtes radio émises depuis l'émetteur-récepteur. Ces étiquettes électroniques permettent de communiquer à distance les informations qu'elles contiennent, et ce sans l'intermédiaire d'aucune pile ou courant continu, ce qui donne une autonomie énergetique à ce type de capteurs.

Une autre solution à cette limitation d'autonomie des capteurs à pile est la récupération d'énergie "Energy Harvesting". En effet, en récupérant l'énergie ambiante dans un milieu à l'aide

d'un dispositif donné, la récupération d'énergie offre un potentiel d'auto-produire une alimentation qui permet de se passer d'un câble d'alimentation ou d'une pile pour le fonctionnement du capteur. Plusieurs formes de récupération d'énergie existent. Typiquement, il existe trois sources majeures de récupération d'énergie : la vibration, l'énergie solaire, et énergie thermique. La récupération d'énergie par vibration est la plus adaptée au CSI vu que la plupart des systèmes CSI sont installés sur des structures vibrantes (avion, ponts, etc.). Elle consiste à utiliser des transducteurs piézo-éléctriques qui transforment l'énergie mécanique des vibrations en énergie éléctrique. Plusieurs travaux récents ont été publiés sur la récupération d'énergie par vibration. Le but du travail de recherche présenté ici n'étant pas la récupération d'énergie, mais la partie acoustique du CSI, elle ne sera pas détaillée dans ce manuscrit. Ceci dit, une revue assez complète des travaux publiés dans ce domaine est donnée par S. R. Anton [20].

Avant de passer à la conception du système global (réseau de capteurs sans fil pour l'application CSI), il faut dimensionner ce dernier, et étudier toutes les contraintes. Ces contraintes étant :

- La réduction de la consommation d'énergie
- La réduction des temps de calcul (traitement de signal)
- L'aspect intégration et miniaturisation des composants
- L'augmentation de l'autonomie des capteurs

Le travail présenté dans ce manuscrit étant de passer d'un CSI classique utilisant des émetteurs et des récepteurs, à un CSI passif utilisant des récepteurs en écoute passive uniquement, il permet de diminuer la consommation d'énergie et de répondre à un certain nombre de contraintes. Ainsi, il faut d'abord s'intéresser à la partie acoustique du CSI passif, pour établir le cahier de charge du réseau de capteurs.

1.2 Principe et bases théoriques du CSI

Le but étant de caractériser un milieu entre deux points, il est intéressant de regarder la fonction de Green entre eux. En effet, la fonction de Green est la réponse impulsionnelle en un point, pour une impulsion émise à l'autre point. On cherche à exploiter une méthode développée en sismologie et acoustique sous marine, qui consiste à retrouver la fonction de Green en calculant la fonction d'inter-corrélation entre les champs reçus simultanément en deux points, et ce

pour un champ diffus dans le milieu. Pour notre application, dans le domaine aéronautique, ce champ ambiant est l'effet des vibrations mécaniques induites par les turbo-réacteurs, et le bruit aéro-acoustique. Pour commencer, introduisons ces deux notions (Fonction de Green et fonction d'inter-corrélation).

1.2.1 Rappels sur la fonction de Green

a) La fonction de Green en espace illimité

Soit un point source S avec comme vecteur position $\mathbf{r_0}$. On applique en S un dirac à un instant donné t_0 (ici on suppose t_0=0). La fonction de Green en un point quelconque M de l'espace situé à une position $\mathbf{r}$ (figure 1.2), permet de caractériser le domaine entre les deux points S et M, car elle n'est rien d'autre que la réponse impulsionnelle en M pour un dirac appliqué en S. Elle est solution de l'équation non homogène, équation de Helmholtz dans le domaine fréquentiel :

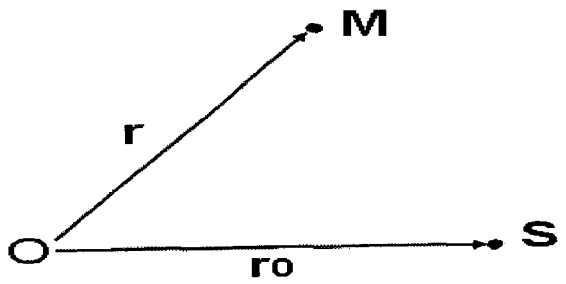


FIGURE 1.2 – Source sphérique centreé en $\mathbf{r_0}$.

$$[\Delta + k^2]G(\mathbf{r}/\mathbf{r_0};\omega) = -4\pi\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r_0}), \tag{1.1}$$

où c est la vitesse de propagation des ondes dans le milieu considéré, k le nombre d'onde et Δ le laplacien.

Dans un espace illimité à 3-D, la fonction de Green en domaine fréquentiel, notée G, est donnée par [21] :

$$G(R,\omega) = \frac{\exp[-ikR]}{R}, \tag{1.2}$$

où R=|**r**-**r**$_0$|.

L'onde sphérique impulsionnelle émise en $\mathbf{r}_0$ est donc répartie sur la surface d'une sphère de rayon R à l'instant $t = R/c$, atténuée en raison inverse de la distance parcourue R.

Dans un espace illimité à 2-D, la fonction de Green en domaine fréquentiel est donnée par [21] :

$$G(\rho,\omega) = -i\pi H_0^-(k\rho), \tag{1.3}$$

où ρ=|**r**-**r**$_0$|, et H_0^- est la fonction de Hankel cylindrique d'ordre 0 de première espèce.

Dans le cas où $k\rho > 2$, l'expression asymptotique de la fonction de Hankel permet d'écrire [16] :

$$G(\rho,\omega) = \sqrt{\frac{2\pi}{k\rho}} \exp\left[-i(k\rho + \frac{\pi}{4})\right]. \tag{1.4}$$

b) La fonction de Green en espace limité

Soit une source située en $\mathbf{r}_0$ et un plan réflecteur en z=0 (figure 1.3). La fonction de Green peut être cherchée sous une forme où elle satisfait des conditions aux frontières adaptées au type de problème considéré. Dans le cas d'un espace semi-infini (plan $z > 0$) limité par un plan supposé parfaitement réfléchissant en z=0, on utilise la méthode de la source image pour le calcul de la fonction de Green. Le calcul de la fonction de Green en un point M situé en **r** dépend des conditions limites. Il existe deux conditions, celles de Neumann et celles de Dirichlet.

Conditions de Neumann

Pour des conditions de Neumann ($\partial G/\partial z_0 = 0$ en $z_0 = 0$) les fonctions de Green qui satisfont l'équation (1.1) sont [22] :

$$G(\mathbf{r}/\mathbf{r_0};\omega) = \left(\frac{\exp[-ikR]}{R} + \frac{\exp[-ikR']}{R'}\right), \tag{1.5}$$

en fréquentiel, où R et R' sont respectivement les distances entre le point M et la source et le point M et la source image (figure 1.4).

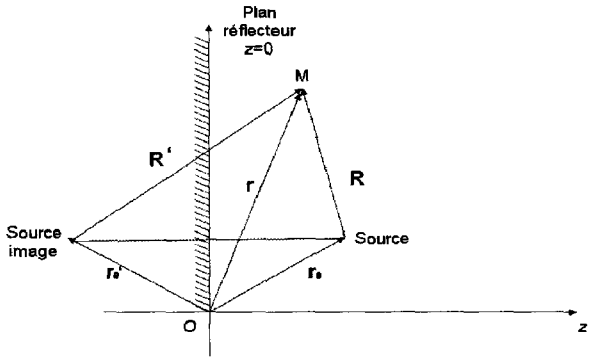


FIGURE 1.3 – Fonction de Green dans le demi plan $z > 0$ pour une source en $\mathbf{r}_0$ et une source image en $\mathbf{r}_0'$.

Conditions de Dirichlet

Pour des conditions de Dirichlet (G=0 en $z = 0$) les fonctions de Green sont données par [22] :

$$G(\mathbf{r}/\mathbf{r_0};\omega) = \left(\frac{\exp[-ikR]}{R} - \frac{\exp[-ikR']}{R'}\right), \tag{1.6}$$

en fréquentiel.

c) Relation de réciprocité pour la fonction de Green

La relation de réciprocité pour la fonction de Green est donnée par [22] :

$$G(\mathbf{r_0}, -t_0; \mathbf{r}, -t) = G(\mathbf{r}, t; \mathbf{r_0}, t_0). \tag{1.7}$$

Physiquement cette relation veut dire que l'effet au point $\mathbf{r}$ à un instant t d'une impulsion émise en $\mathbf{r}_0$ à un instant antérieur t_0 (t> t_0) est égal à l'effet au point $\mathbf{r}_0$ à l'instant ($-t_0$) d'une impulsion émise du point $\mathbf{r}$ à un instant antérieur (-t). Cette réciprocité se traduit notamment par le principe du retournement temporel, qui suppose qu'une onde qui se propage garde en sa mémoire le trajet de propagation parcouru [25, 26].

1.2.2 Fonction de corrélation - Estimateur de corrélation

a) Rappels sur la fonction de corrélation

La fonction d'inter-corrélation $R_{a,b}(\tau)$ entre deux signaux aléatoires u_a et u_b supposés stationnaires, est donnée par :

$$R_{a,b}(\tau) = E[u_a^*(t)u_b(t+\tau)], \tag{1.8}$$

en continu, et par :

$$R_{a,b}(m) = E[u_a^*(n)u_b(n+m)], \tag{1.9}$$

en discret, et où E est l'espérance mathématique qui est parfois notée <>.

Pour des signaux déterministes réels à puissance moyenne finie, la fonction d'inter-corrélation notée $\varphi_{a,b}(\tau)$ dans ce cas, peut être calculée par :

$$\varphi_{a,b}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{[T]} u_a(t)u_b(t+\tau)dt = u_a(-\tau) \otimes u_b(\tau), \tag{1.10}$$

où $\otimes$ est le produit de convolution, pour des signaux continus, et par :

$$\varphi_{a,b}(k) = \lim_{M\to\infty} \frac{1}{2M+1} \sum_{-M}^{M} u_a(n)u_b(n+k). \tag{1.11}$$

pour des signaux discrets. On peut remarquer que si u_a et u_b sont stationnaires :

$$E[\varphi_{a,b}(\tau)] = R_{a,b}(\tau). \tag{1.12}$$

Enfin, pour des signaux réels à énergie finie, la fonction d'intercorrélation est donnée par :

$$\varphi_{a,b}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u_a(t)u_b(t+\tau)dt = u_a(-\tau) \otimes u_b(\tau). \tag{1.13}$$

b) Estimateur de corrélation

La fonction de corrélation de signaux aléatoires étant une espérance mathématique sur un nombre infini de termes, il est évident que le calcul exact est impossible. Il faut donc faire une

estimation. D'après l'équation (1.9), la fonction d'inter-corrélation entre deux signaux u_a et u_b aléatoires, réels et stationnaires est donnée par :

$$R_{a,b}(m) = E[u_a(n)u_b(n+m)]. \tag{1.14}$$

Or dans la pratique, l'équation (1.14) ne peut pas être calculée numériquement, d'où la nécessité de faire une estimation. Il existe deux types d'estimateurs : l'estimateur biaisé, et l'estimateur non biaisé.

Dans le cas de l'estimateur non biaisé, l'estimation de la corrélation est donnée par :

$$C_{a,b}(m) = \begin{cases} \frac{1}{N-m}\sum_{n=0}^{N-m-1} u_a(n)u_b(n+m) & m \geq 0 \\ C_{b,a}(-m) & m < 0 \end{cases} \tag{1.15}$$

Dans le cas d'un estimateur biaisé, l'estimation de la corrélation est donnée par :

$$C_{a,b}(m) = \begin{cases} \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-m-1} u_a(n)u_b(n+m) & m \geq 0 \\ C_{b,a}(-m) & m < 0, \end{cases} \tag{1.16}$$

où la notation $C_{a,b}$ désigne l'estimation de $R_{a,b}$.

Pour une comparaison objective, on utilise souvent deux grandeurs pour caractériser un estimateur : le biais et la variance. Le biais d'un estimateur est, par définition, la différence entre son espérance mathématique et la vraie valeur cherchée. Soit α une variable aléatoire, et $\widehat{\alpha}$ son estimateur, le biais est donné par :

$$B_{\widetilde{\alpha}} = E[\widetilde{\alpha}] - \alpha. \tag{1.17}$$

Pour un estimateur non biaisé, le biais est nul. La variance d'un estimateur est donnée par :

$$\sigma_{\widetilde{\alpha}}^2 = E[(\widetilde{\alpha} - E[\widetilde{\alpha}])^2]. \tag{1.18}$$

Un estimateur satisfaisant doit posséder un biais et une variance aussi petits que possibles. En général, la diminution de l'un provoque l'augmentation de l'autre et vice versa. Ainsi, pour trouver le bon compromis, on s'intéresse à l'erreur quadratique moyenne, donnée par :

$$E_{qm}(\widetilde{\alpha}) = E[(\alpha - \widetilde{\alpha})^2] = \sigma_{\widetilde{\alpha}}^2 + B_{\widetilde{\alpha}}^2. \tag{1.19}$$

Il a été démontré que [23] dans de nombreux cas, l'erreur quadratique moyenne de l'estimateur biaisé est nettement inférieure à celle de l'estimateur non biaisé. Paradoxalement, le choix devrait se porter sur l'estimateur biaisé. Par la suite, l'estimateur biaisé pour estimer la fonction de corrélation est utilisé.

Le calcul de la variance de cet estimateur permet notamment de quantifier l'influence de la longueur du signal utilisé sur la variance de l'inter-corrélation. Ce que nous précisons par la suite.

Soient deux signaux réels u_a et u_b. La variance de l'estimateur biaisé de l'inter-corrélation est donnée par [23] :

$$Var[C_{a,b}(m)] = \frac{1}{N^2} \sum_{n=-(N-m)}^{N-m} (N - m - |n|)[R_{a,a}(n)R_{b,b}(n) + R_{a,b}(n+m)R_{a,b}(n-m)], \tag{1.20}$$

où N est la longueur du signal. Pour des valeurs de N trés supérieures à m, l'équation (1.20) s'écrit :

$$Var[C_{a,b}(m)] \cong \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [R_{a,a}(n)R_{b,b}(n) + R_{a,b}(n+m)R_{a,b}(n-m)]. \tag{1.21}$$

On remarque que cette variance tend vers zéro lorsque N tend vers l'infini, et donc l'estimation de la fonction d'inter-corrélation entre deux signaux est meilleure quand la longueur de ces signaux augmente. Pour améliorer encore plus cette estimation, et donc diminuer la variance, il est astucieux d'ajouter à cet estimateur biaisé un estimateur moyenné. Cette méthode consiste à calculer une moyenne sur plusieurs estimateurs indépendants. Si on note M le nombre de moyennes, on peut utiliser l'estimateur moyenné suivant :

$$C_{a,b}(m) = \frac{1}{M} \sum_{l=1}^{M} C_{a,b}^{l}(m). \tag{1.22}$$

où $C_{a,b}^{l}(m)$ est le l^{ieme} estimateur. Avec ce nouvel estimateur biaisé moyenné, la variance diminue quand M le nombre d'estimateurs augmente, et quand N la longueur des signaux augmente. Dans la suite, par souci de simplification de notation, $C_{a,b}(m)$ désignera l'estimation moyennée sur un

nombre M d'estimateurs biaisés de la fonction d'inter-corrélation entre deux signaux u_a et u_b de longueur N.

1.3 Etat de l'art sur la corrélation de champ acoustique

1.3.1 Généralités et définitions

Le principe fondamental sur lequel repose le travail développé dans ce manuscrit, a été mis en évidence par Claerbout [52] en 1986. Ce principe stipule qu'en présence d'un champ parfaitement diffus dans un milieu, la corrélation entre les signaux acoustiques prélevés simultanément en deux points converge vers la fonction de Green entre ces deux points. Ce principe a depuis été largement exploité dans des situations où un champ acoustique ambiant naturel existe. En sismologie par exemple ce champ est l'effet de tremblements de terre ou des mouvements des plaques. Dans le domaine de l'acoustique sous marine, le bruit de mer et le mouvement de bateaux engendrent également un champ ambiant diffus.

Avant de donner plus de détails théoriques sur la nature de la relation entre la fonction de Green et la corrélation d'un champ diffus, il est important de bien définir la notion du champ diffus. Il existe deux définitions à cette notion. La première suppose que tout point d'une structure donnée reçoit un ensemble d'ondes incidentes d'une façon équiprobable suivant toutes les directions d'incidence, et que ces ondes s'ajoutent d'une manière destructive au niveau du point considéré. Cette situation se produit dans deux cas. Un premier cas où un nombre infini de sources décorrélées et uniformément réparties entourent le volume considéré. Dans ce cas, l'hypothèse du champ diffus peut être faite dès l'arrivée des premiers paquets d'onde. Le deuxième cas suppose la présence d'un grand nombre de réflecteurs et réfracteurs aléatoirement répartis dans le volume, de façon à ce que les chemins de propagation dûs aux réflexions induits par ces derniers couvrent toute la surface du milieu considéré après un certain laps de temps. Dans ce cas, l'hypothèse de champ diffus ne peut être faite qu'après un certain temps suffisamment grand pour avoir assez de réflexions. Cette première définition a été utilisée par Larose [64] et Derode [68, 69].

La deuxième définition suppose que tous les modes propres sont excités d'une façon décorrélée dans un milieu fini. Lorsqu'en plus de cette hypothèse, l'énergie totale est répartie uniformément sur l'ensemble des modes, on parle d'équipartition. Cette deuxième définition a été utilisée par

Weaver dans plusieurs de ses travaux [47, 48, 49, 50, 51]. Dans la section suivante, la base théorique de ce principe est présentée.

1.3.2 Base théorique

Des études expérimentales et théoriques récentes ont démontré qu'il existe une relation entre la fonction de Green temporelle (en anglais TDGF : Time-Domain Green Function) entre deux récepteurs, et la fonction d'inter-corrélation d'un champ de bruit ambiant (en anglais NCF : Noise Cross-correlation Function). Ces études ont été faites dans différents domaines : héliosismologie [45], ultrasons [24, 35, 59, 62], acoustique sous marine [36, 54, 55, 56], ingénierie civile [28, 29, 30, 31, 32, 33], et sismologie [34, 40, 41]. Le principe de base est le même pour tous ces domaines d'application.

Dans la littérature, la relation entre fonction de Green et corrélation d'un champ ambiant n'est pas évidente à établir, car elle change en fonction des hypothèses et des conditions d'application. Dans certaines publications [37, 24, 51, 56, 47, 50], la fonction de Green est liée à la dérivée temporelle de la fonction de corrélation. Alors que pour d'autres études [68, 69], la fonction de Green est liée directement à la fonction de corrélation. Afin de mieux comprendre la différence entre ces deux relations, on présente les hypothèses d'application pour chacune d'elles.

Derode *et al* [68] montrent qu'il est possible de retrouver la fonction de Green exacte entre deux points, en calculant l'inter-corrélation des champs de déplacement reçus en ces deux points, et ce pour un champ diffus dans le milieu. Cette relation a été démontrée dans deux cas : milieu fermé, et milieu ouvert. Dans le cas d'un milieu fermé supposé sans pertes et comportant 200 réflecteurs, l'hypothèse d'une cavité chaotique est vérifiée. En effet, pour une cavité chaotique donnée, un signal émis en une source donne lieu à un champ diffus après un certain laps de temps. Dans ce cas, il a été démontré [68] que pour un signal e(t) émis en un point source c, la fonction de Green entre deux points a et b est liée à la fonction de corrélation entre ces deux points par la relation :

$$R_{a,b}(t) = G_{a,b}(t) \otimes G_{c,c}(-t) \otimes f(t), \tag{1.23}$$

où $\otimes$ est le produit de convolution, $R_{a,b}(t)$ est la corrélation entre les champs en a et b, $G_{a,b}(t)$ la fonction de Green entre a et b, $G_{c,c}(-t)$ la retournée temporelle de la réponse au point source

c, et $f(t) = e(-t) \otimes e(t)$. Ainsi, en déconvoluant par $G_{c,c}(-t) \otimes f(t)$, il est possible de retrouver la fonction de Green entre deux points à partir de la corrélation des champs.

Dans le cas d'un milieu ouvert, le point source c a été remplacé par un ensemble de sources formant un dispositif de retournement temporel parfait et entourant le milieu, tout en gardant les réflecteurs. Dans ce cas, il a été démontré [68], que la somme sur toutes les inter-corrélations des champs reçus en a et b (pour chacune des sources c), est égale à la somme des parties causale et acausale de la fonction de Green entre a et b :

$$\sum_c G_{a,c}(-t) \otimes G_{c,b}(t) = G_{a,b}(t) + G_{a,b}(-t), \tag{1.24}$$

où $G_{a,c}(-t) \otimes G_{c,b}(t)$ est la corrélation entre les signaux reçus en a et b d'une source c, $G_{a,b}(t)$ et $G_{a,b}(-t)$ sont respectivement les parties causale et acausale de la fonction de Green entre a et b. La différence avec le cas du milieu fermé, c'est qu'on retrouve directement la fonction de Green (pas besoin de déconvoluer par $G_{c,c}(-t) \otimes f(t)$). Dans les deux cas présentés ci-dessus, la présence des réflecteurs dans le milieu fait que les ondes reçues au niveau des récepteurs a et b sont corrélées entre elles.

Un deuxième cas étudié cette fois par Roux [37], suppose que le champ diffus provient d'une distribution homogène de sources décorrélées entourant les récepteurs. Dans ce cas, il montre que c'est la dérivée de l'espérance mathématique de la fonction d'inter-corrélation qui est, à un facteur multiplicatif près, proportionnelle à la fonction de Green :

$$\frac{dE[\varphi_{a,b}(\tau)]}{d\tau} \propto -G(\mathbf{r}_a, \mathbf{r}_b; \tau) + G(\mathbf{r}_b, \mathbf{r}_a; -\tau), \tag{1.25}$$

où E est l'espérance mathématique, et $\propto$ symbolise la proportionnalité.

Dans l'équation (1.25), les termes du second membre sont respectivement la fonction de Green provenant de la propagation du point a vers le point b, et la retournée temporelle de la fonction de Green provenant de la propagation du point b vers le point a. Cette approximation entre la dérivée temporelle de la fonction d'inter-corrélation et la fonction de Green dépend de la complexité du milieu considéré (milieu avec ou sans atténuation, milieu homogène ou hétérogène), et de la distribution des sources de bruit existantes.

Roux [37] montre que pour des signaux à durée finie (ce qui est le cas expérimentalement), la seule différence qui existe entre la fonction de corrélation et sa dérivée, est un déphasage de

$\pi/2$ qui ne modifie pas la forme générale de la fonction. Pour cette raison, certains chercheurs n'hésitent pas à comparer la fonction de Green à la fonction de corrélation (plutôt qu'à sa dérivée), ce qui permet d'éviter certaines erreurs numériques dûes à la dérivation.

Un autre paramètre important dans l'estimation de la fonction de Green à partir de la fonction de corrélation, est la longueur des signaux utilisés pour le calcul de la corrélation. Des résultats expérimentaux [24, 36, 58] ont montré que quand cette longueur augmente, on obtient une meilleure estimation de la fonction de Green à partir de la fonction d'inter-corrélation. Cette constatation a été faite dans le paragraphe 1.2.2.b (Estimateur de corrélation). Dans ce qui suit, une revue des travaux effectués dans les différents domaines : ultrasons, sismologie, acoustique sous-marine, et héliosismologie est donnée.

1.3.3 Champs d'applications

a) Ultrasons

La relation entre la fonction de corrélation et la fonction de Green a été démontrée théoriquement dans plusieurs travaux et en utilisant différentes approches. Lobkis *et al* [24] présentent deux arguments de plausibilité. Un premier basé sur la définition du champ diffus comme étant un ensemble de modes normaux d'amplitudes décorrélées et de variances égales. Un deuxième argument supposant la présence d'un champ diffus spatialement décorrélé à un instant donné t. Ils présentent ensuite une étude expérimentale qui valide la relation entre fonction de Green et fonction de corrélation d'un champ diffus. L'étude expérimentale a été faite sur une structure 3-D présentant des irrégularités géométriques et des hétérogénéités introduisant des réflexions multiples pour s'approcher de l'hypothèse de champ diffus.

Derode *et al*[69] montrent qu'il est possible de retrouver la fonction de Green à travers la corrélation d'un champ diffus en se basant sur une approche de retournement temporel. Le retournement temporel est un phénomène acoustique qui suppose que dans un milieu sans pertes, l'onde garde en mémoire le chemin de propagation qu'elle a suivie. Ainsi, si on excite en un point A, et qu'on enregistre le signal reçu en un point B, il suffit d'inverser le signal enregistré en B et le réinjecter pour que l'onde refocalise en A.

Une autre étude basée cette fois sur la méthode de la phase stationnaire a été développée par Snieder [35]. Il démontre qu'il est possible d'extraire la fonction de Green, notamment en

sismologie, et ce en calculant la corrélation des multiples réflexions reçues en deux points distincts, pour un milieu infini contenant des réflecteurs uniformément distribués. Enfin, Wapenaar [39] présente une dernière approche basée sur le théorème de réciprocité de Rayleigh.

D'autres études théoriques portant sur d'autres paramètres ont été développées. Sabra [56] s'est intéressé à l'étude des variances de la fonction de corrélation, et de sa dérivée. Roux [37] s'est quant à lui intéressé à la comparaison des milieux avec et sans atténuation.

Expérimentalement, plusieurs applications ont été faites. Sabra [60] montre qu'il est possible de détecter un trou dans une structure en utilisant la corrélation d'un champ diffus. Pour créer le champ diffus, des impulsions laser ont été appliquées en 50 différentes positions de sources, et la moyenne sur toutes ces positions a été calculée. Une autre application intéressante de Sabra [59] consiste à plonger une structure dans un canal d'écoulement d'eau qui engendre des vibrations dans la plaque. En utilisant deux accéléromètres placés en deux positions distinctes, il a calculé la fonction de corrélation entre ces deux points en moyennant sur 60 acquisitions. Puis le résultat a été comparé à la fonction de Green entre ces deux points. Pour le calcul de la fonction de Green, une injection d'air comprimé en un des deux points a été appliquée, et la réponse au niveau du deuxième capteur été mesurée.

Larose [63] a quant à lui utilisé la corrélation d'un champ diffus pour construire la courbe de dispersion du mode A_0, et les réponses impulsionnelles entre deux récepteurs. Dans une autre publication, Larose [62] fait l'imagerie d'un trou dans une structure en moyennant sur 60 acquisitions la corrélation d'un champ diffus induit par impulsion laser.

b) Acoustique sous marine

En acoustique sous marine, la technique de base est toujours la même. Dans ce cas, le bruit utilisé est le bruit océanique (sources naturelles ou créées par l'homme). L'idée est donc de placer des transducteurs en profondeur pour récupérer les signaux. Ensuite, l'inter-corrélation entre les signaux reçus au niveau des transducteurs est calculée, et il a été montré qu'il est possible de remonter à la fonction de Green. Plusieurs travaux ont été publiés dans le domaine de l'acoustique sous marine, on cite notamment le travail de Roux [36] qui a validé expérimentalement un modèle théorique et un autre de simulation. Sabra [55] a lui aussi validé la méthode dans le domaine de l'acoustique sous marine. Enfin on peut citer le travail effectué par S. E. Fried *et al* [57] dans ce domaine.

c) Sismologie

Dans le domaine de la sismologie, il a été démontré [40, 41, 42, 43, 44] que des informations sur la structure de la Terre peuvent être obtenues par le bruit sismique ambiant. Traditionellement, l'imagerie sismique est basée sur les ondes directes émises par des sources sismiques comme les explosions et les tremblements de terre. Ces ondes ont été utilisées pour élaborer les courbes de dispersion des ondes de surface et des fréquences des modes normaux de la Terre. Ces mesures ont fourni des informations fondamentales sur l'intérieur de la Terre.

d) Héliosismologie

La terre et le soleil ont toutes les deux un bruit de surface. Ce bruit acoustique génère des ondes sonores qui plongent dans la sphère et émergent à toutes les distances. Un processus appelé "imagerie acoustique de lumière du jour" permet de former diverses images. Les héliosismologues font l'inter-corrélation de ce champ de bruit pour produire des sismogrammes. On cite comme exemple de travail dans ce domaine, le travail de Rickett [45].

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, le contexte de la recherche, ainsi que les objectifs à atteindre et l'intérêt du travail avec les aspects miniaturisation, autonomie, fiabilité et consommation d'énergie, ont été présentés. Ensuite, des généralités sur le Contrôle Non Destructif et le Contrôle Santé-Intégré, ainsi que les réseaux de capteurs sans fil ont été rappelées. L'application de ces réseaux de capteurs au CSI plus particulièrement a été exposée. Dans ce contexte, nous cherchons à mettre en oeuvre une méthode de CSI acoustiquement passive basée sur la corrélation du champ ambiant présent en conditions aéronautiques. Nous nous sommes donc intéressés aux principes de base de la théorie utilisée, ce qui nous a amené à rappeler certaines généralités sur la fonction de Green, ainsi que la fonction d'inter-corrélation. Pour conclure ce chapitre, un état de l'art sur les travaux publiés dans ce domaine a été fait, plus particulièrement en ultrasons.

Chapitre 2

Etudes préliminaires

Le but de ce chapitre est de vérifier qu'il est potentiellement possible de faire du CSI en utilisant l'inter-corrélation d'un bruit ambiant entre deux points. Ainsi, dans un premier temps, une étude théorique sur un cas simple illustre la possibilité de retrouver la fonction de Green entre deux points via l'inter-corrélation d'un champ diffus créé par un ensemble continu de sources aléatoires décorrélées. Ce résultat correspond à une situation où l'application au CSI passif ne pose pas de problème fondamental.

A l'inverse, lorsque les sources acoustiques sont spatialement localisées, la fonction de Green n'a plus de raison théorique d'être présente dans le résultat de corrélation. Comme nous le verrons cependant, les études expérimentales présentées dans la deuxième partie de ce chapitre montrent qu'il est possible de faire du CSI malgré les imperfections dûes aux conditions réelles d'application (champ non diffus).

2.1 Problématique

L'enjeu de ce travail de recherche est de passer d'un contrôle actif qui nécessite l'utilisation d'une source contrôlée, à un contrôle passif exploitant le bruit ambiant présent dans la structure, et ne faisant intervenir que des récepteurs (figure 2.1). Comme déja souligné au chapitre 1, en aéronautique ce bruit est l'effet des vibrations mécaniques induites par le réacteur de l'avion, ainsi que le bruit aérodynamique.

Vu le type de structures auxquelles on a affaire (structures de types plaques), des ondes de

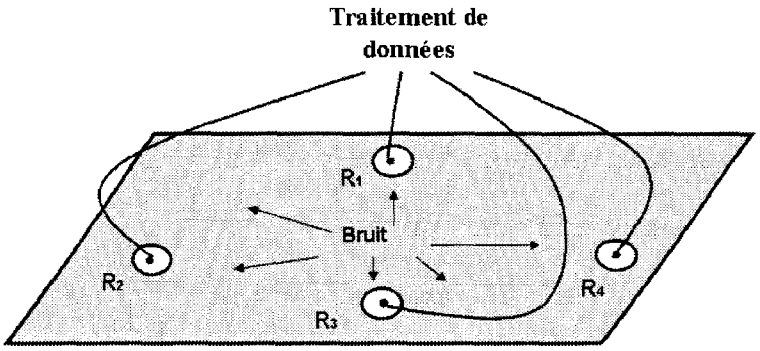


FIGURE 2.1 – Contrôle Passif.

Lamb vont se propager dans le milieu considéré. Ces ondes sont détectées par des transducteurs en général de type piézoélectrique. Des méthodes de traitement de signal sont utilisées par la suite pour évaluer l'intégrité de la structure.

Des études théoriques et expérimentales [24, 35, 36, 54, 55, 56, 59, 62] ont récemment montré qu'une estimation de la réponse impulsionnelle acoustique (appelée aussi fonction de Green temporelle), entre deux récepteurs peut être obtenue par la fonction d'inter-corrélation des champs diffus au niveau de ces deux récepteurs (voir chapitre 1).

En effet, si on s'intéresse à retrouver la fonction de Green entre deux récepteurs c'est qu'elle permet de caractériser le chemin entre ces deux derniers. Ainsi, en émettant un signal en un point, et en mesurant le signal reçu au niveau du deuxième point, il est possible de détecter un éventuel défaut présent dans le milieu. Cette technique de contrôle nécessitant une source, est une technique active. L'intérêt d'extraire la fonction de Green entre deux points à partir de la fonction d'inter-corrélation d'un champ diffus est donc de pouvoir remonter à la même information qu'avec une méthode active, mais sans avoir besoin d'une source. La figure 2.2 montre une illustration de cette équivalence. D'un côté, en appliquant un Dirac au niveau d'un émetteur, la réponse impulsionnelle au niveau du récepteur peut être mesurée. De l'autre côté, l'inter-corrélation entre les champs de bruit au niveau de deux récepteurs permet de remonter à la fonction de Green impulsionnelle dans le cas idéal.

L'estimation de la fonction de Green à partir de la fonction d'inter-corrélation est meilleure quand le champ ambiant dans la structure se rapproche d'un champ parfaitement diffus et aléa-

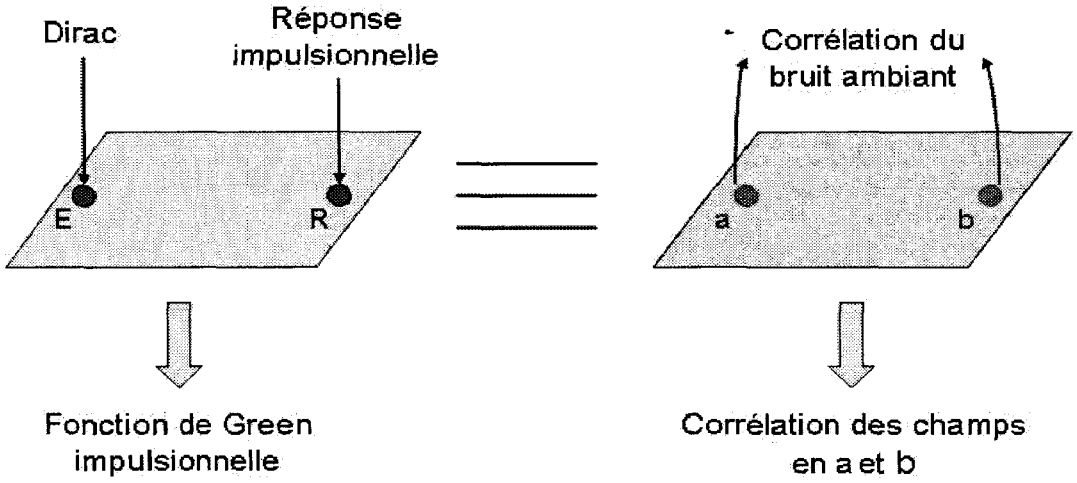


FIGURE 2.2 – Equivalence entre la fonction de Green et l'inter-corrélation.

toire (uniformité temporelle et spatiale).

2.2 Illustration théorique

L'étude théorique présentée ci-après illustre la possibilité de retrouver sur un cas simple la fonction de Green entre deux points en faisant l'inter-corrélation des champs reçus en ces deux derniers. C'est une adaptation, pour notre cas, d'une étude faite par Snieder [35] en 3-D. Cette approche est valable dans le cas où les sources acoustiques sont uniformément réparties.

2.2.1 Position du problème

Soit une distribution quelconque de N sources aléatoires autour de deux récepteurs a et b (Figure 2.3).

Notons r_n et θ_n les coordonnées de la n^{ieme} source, u_{0n}(t) le signal émis par celle-ci, et $U_{0n}(\omega)$ sa transformée de Fourier. Le calcul se limite au demi plan droit ($-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$). Soit u_{in}(t) le signal temporel reçu au niveau du récepteur i (avec i=a,b) par la source n. Sa transformée de Fourier $U_{in}(\omega)$ est donnée par [54] :

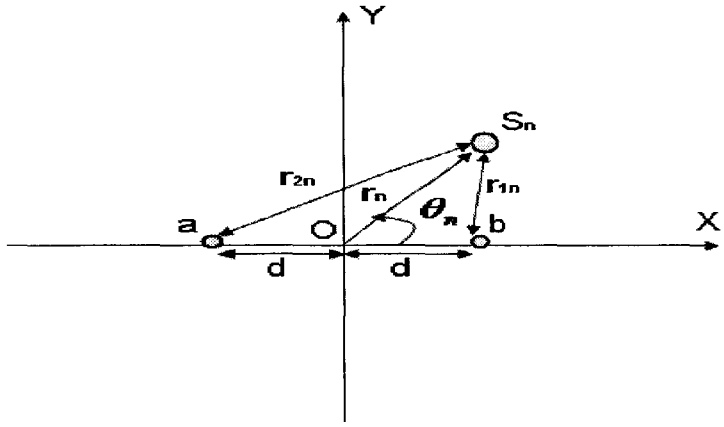


FIGURE 2.3 – Distribution quelconque de sources décorrélées.

$$U_{in}(\omega) = G(\mathbf{r_{in}}/\mathbf{r_n}, \omega)U_{0n}(\omega) \qquad \text{avec i=a,b et n=1,...,N.} \tag{2.1}$$

D'après l'équation (1.4), la fonction de Green $G(\mathbf{r_{in}}/\mathbf{r_n}, \omega)$ peut se mettre sous la forme générique suivante :

$$G(\mathbf{r_{in}}/\mathbf{r_n}, \omega) = \frac{A(\omega)}{\sqrt{r_{in}}} \exp[-ikr_{in}] \qquad \text{avec i=a,b et n=1,...,N,} \tag{2.2}$$

où $A(\omega)$ est un terme qui dépend du signal d'excitation.

Pour une source n, les transformées de Fourier des signaux reçus au niveau des récepteurs sont alors données par :

$$U_{in}(\omega) = \frac{A(\omega)}{\sqrt{r_{in}}} U_{0n}(\omega) \exp[-ikr_{in}] \qquad \text{avec i=a,b,} \tag{2.3}$$

où U_{an} et U_{bn} sont les transformées de Fourier des signaux reçus respectivement en a et b par la source n. D'où, pour les N sources, la transformée de Fourier du champ reçu par le récepteur i (i=a,b) s'écrit :

$$U_i(\omega) = \sum_{n=1}^{N} U_{in}(\omega) \tag{2.4}$$

La fonction d'inter-corrélation entre $u_a(t)$ et $u_b(t)$ étant donnée par :

$$\varphi_{a,b}(t) = u_a^*(-t) \otimes u_b(t), \tag{2.5}$$

où $\otimes$ est le produit de convolution et $*$ est le complexe conjugué. La densité interspectrale de puissance des champs reçus en a et b, notée $\widehat{\varphi_{a,b}}(\omega)$ est donnée par :

$$\widehat{\varphi_{a,b}}(\omega) = U_a^*(\omega)U_b(\omega) = \sum_{n=1}^{N} U_{an}^*(\omega) \sum_{n=1}^{N} U_{bn}(\omega). \tag{2.6}$$

En introduisant l'équation (2.3), on obtient :

$$\widehat{\varphi_{a,b}}(\omega) = \sum_{p=1}^{N}\sum_{q=1}^{N} \left[\frac{A^2(\omega)}{\sqrt{r_{ap}r_{bq}}} U_{0p}^*(\omega)U_{0q}(\omega) \exp[-ik(r_{bq} - r_{ap})]\right]. \tag{2.7}$$

Rappelons que nos sources émettent des signaux aléatoires, pour les décrire il faut calculer leurs espérances. L'espérance mathématique de cette densité interspectrale de puissance est donnée par :

$$E[\widehat{\varphi_{a,b}}(\omega)] = \sum_{p=1}^{N}\sum_{q=1}^{N} \left[\frac{A^2(\omega)}{\sqrt{r_{ap}r_{bq}}} E[U_{0p}^*(\omega)U_{0q}(\omega)] \exp[-ik(r_{bq} - r_{ap})]\right]. \tag{2.8}$$

Supposons maintenant que les N sources sont décorrélées, dans ce cas :

$$E[U_{0p}^* U_{0q}] = 0 \qquad \text{si p} \neq \text{q}. \tag{2.9}$$

L'espérance mathématique de la densité interspectrale de puissance s'écrit alors :

$$E[\widehat{\varphi_{a,b}}(\omega)] = \sum_{n=1}^{N} \left[\frac{A^2(\omega)}{\sqrt{r_{an}r_{bn}}} E[U_{0n}^*(\omega)U_{0n}(\omega)] \exp[-ik(r_{bn} - r_{an})]\right]. \tag{2.10}$$

Les distances r_{an} et r_{bn} entre a et la source S_n, et b et la source S_n respectivement sont égales à :

$$r_{an} = \sqrt{(r_n \cos\theta_n - d)^2 + (r_n \sin\theta_n)^2}, \tag{2.11}$$

et,

$$r_{bn} = \sqrt{(r_n \cos\theta_n + d)^2 + (r_n \sin\theta_n)^2}. \tag{2.12}$$

Dans la suite, deux cas particuliers de distribution circulaire et linéaire sont présentés.

2.2.2 Distribution circulaire de sources

Supposons maintenant que la distribution de sources est circulaire (Figure 2.4) tel que r≫d, dans ce cas on peut écrire r_n=r $\forall$ n. Les équations précédentes se simplifient :

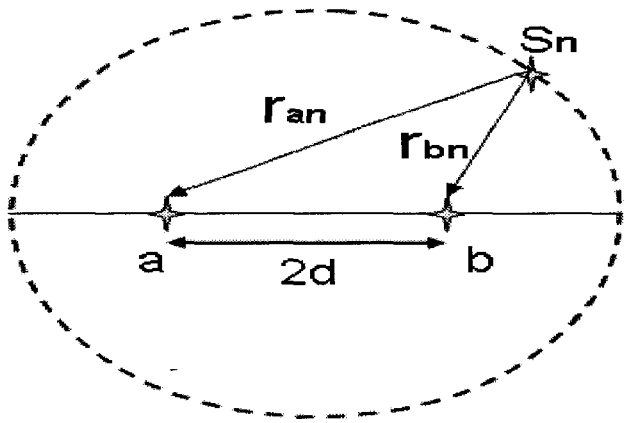


FIGURE 2.4 – Distribution circulaire de sources décorrélées.

$$r_{an} \simeq r - d\cos\theta_n \tag{2.13}$$

et,

$$r_{bn} \simeq r + d\cos\theta_n, \tag{2.14}$$

d'où $r_{bn} - r_{an} = 2d\cos\theta_n$. La densité interspectrale de puissance devient alors :

$$E[\widehat{\varphi_{a,b}}(\omega)] = \frac{A^2(\omega)}{r}\sum_{n=1}^{N}\Phi_{u_{0n}}\exp[-2ikd\cos\theta_n] \tag{2.15}$$

où $\Phi_{u_{0n}} = E[U_{0n}^* U_{0n}]$ est la densité spectrale de puissance de la source n. En supposant que toutes les sources ont une même densité spectrale notée Φ_{u_0}, l'équation précédente s'écrit :

$$E[\widehat{\varphi_{a,b}}(\omega)] = \frac{A^2(\omega)\Phi_{u_0}}{r} \sum_{n=1}^{N} \exp[-2ikd\cos\theta_n] \tag{2.16}$$

Pour calculer cette somme, supposons que les N sources sont infiniment proches (distribution de sources quasi-continue). Une approximation avec la méthode des rectangles s'avère alors intéressante. Cette somme peut s'écrire alors :

$$E[\widehat{\varphi_{a,b}}(\omega)] = \frac{A^2(\omega)\Phi_{u_0}}{r} \frac{N-1}{\pi} I, \tag{2.17}$$

avec

$$I = \int_{\frac{-\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \exp[-2ikd\cos\theta] d\theta. \tag{2.18}$$

Pour calculer cette intégrale, la méthode de la phase stationnaire est utilisée (voir Annexe A). L'intégrale ci-dessus devient alors :

$$I \simeq \exp(-2ikd) \int_{-\infty}^{\infty} \exp[ikd\theta^2] d\theta \tag{2.19}$$

En utilisant l'intégrale de Fresnel [15], cette intégrale devient :

$$I \simeq \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{kd}} \exp\left[-i\left(2kd + \frac{\pi}{4}\right)\right] \tag{2.20}$$

En remplaçant la valeur de I dans l'équation (2.17), la densité interspectrale de puissance s'écrit alors :

$$E[\widehat{\varphi_{a,b}}(\omega)] = \frac{\sqrt{2}A(\omega)\Phi_{u_0}(N-1)}{\sqrt{k\pi}r} \exp[-i\pi/4] \frac{A(\omega)}{\sqrt{2d}} \exp[-i2dk]. \tag{2.21}$$

L'équation précédente montre qu'il est possible de retrouver la fonction de Green entre les deux récepteurs a et b (séparés de $2d$), à un facteur près, et un déphasage de $\pi/4$. Celle ci étant donnée par :

$$G(\mathbf{r_b}/\mathbf{r_a}) = \frac{A(\omega)}{\sqrt{2d}} \exp[-i2dk], \tag{2.22}$$

comme déjà vu dans l'équation (2.2).

En effet, physiquement, la méthode de la phase stationnaire utilisée dans ce calcul, supppose qu'en première approximation, la contribution de toutes les sources se réduit en un seul point (point stationnaire), comme si on était dans un milieu ouvert, avec une seule source située en ce point. Cette possibilité de retrouver la fonction de Green est dûe au fait que dans ce cas d'étude, l'hypothèse de champ diffus tel que défini dans la section 1.3.1, est vérifiée, puisqu'il y a une équiprobabilité des différentes directions de propagation.

Ainsi, sur un cas simple de distribution circulaire uniforme de sources décorrélées, il est possible de remonter à la fonction de Green entre les deux récepteurs en faisant l'inter-corrélation des champs reçus au niveau des récepteurs.

2.2.3 Distribution linéaire de sources

Supposons maintenant une distribution linéaire de sources décorrélées sur un plan situé à une distance X_1 de l'origine (figure 2.5).

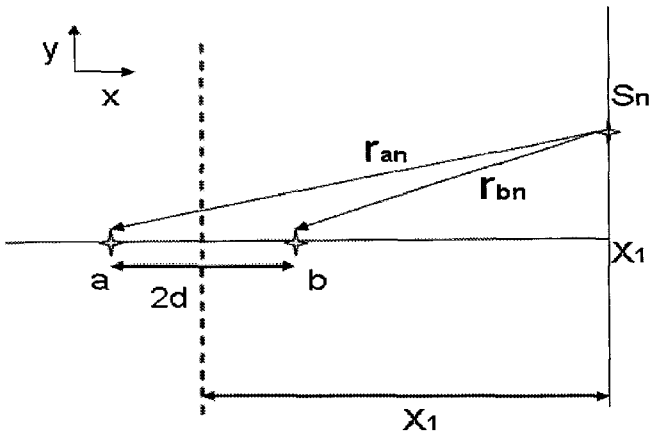


FIGURE 2.5 – Distribution linéaire de sources décorrélées.

Dans ce cas, l'espérance mathématique de la densité interspectrale de puisssance s'écrit :

$$E[\widehat{\varphi_{a,b}}(\omega)] = A^2(\omega)\Phi_{u_0}\sum_{n=1}^{N}\frac{\exp[-2ikd\cos\theta_n]}{r_n}. \tag{2.23}$$

De même que pour la distribution circulaire, supposons une distribution quasi-continue de sources. La somme devient une intégrale, et l'équation précédente peut s'écrire :

$$E[\widehat{\varphi_{a,b}}(\omega)] = A^2(\omega)\Phi_{u_0}\frac{N-1}{\pi}I, \tag{2.24}$$

avec

$$I = \int_{\frac{-\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}}\frac{\exp[-2ikd\cos\theta]\cos(\theta)}{X_1}d\theta. \tag{2.25}$$

En utilisant à nouveau la méthode de la phase stationnaire (voir Annexe A), et l'intégrale de Fresnel, l'intégrale ci-dessus devient :

$$I \simeq \frac{\sqrt{\pi}}{X_1\sqrt{kd}}\exp\left[-i\left(2kd-\frac{\pi}{4}\right)\right]. \tag{2.26}$$

L'espérance mathématique de la densité interspectrale de puissance pour une distribution linéaire de sources décorrélées devient alors :

$$E[\widehat{\varphi_{a,b}}(\omega)] = \frac{\sqrt{2}A(\omega)\Phi_{u_0}(N-1)}{X_1\sqrt{k\pi}}\exp[i\pi/4]\frac{A(\omega)}{\sqrt{2d}}\exp[-i2dk]. \tag{2.27}$$

Comme pour la distribution circulaire, on retrouve la fonction de Green entre a et b.

Dans les deux cas théoriques développés ci-dessus, l'approximation avec la méthode de la phase stationnaire a été utilisée. Physiquement, cette méthode a permis, dans une première approximation, de réduire la contribution de toutes les sources entourant les récepteurs, en un seul point source, appelé le point stationnaire. Dans le cas de sources décorrélées (distribution circulaire ou linéaire), ce point stationnaire est aligné avec les deux récepteurs a et b. Le fait que le point stationnaire soit aligné avec a et b, explique pourquoi on retrouve la fonction de Green entre ces deux points.

Dans notre approximation, la contribution des sources a été réduite en un seul point. Ceci dit, pour être plus précis, la contribution des sources se réduit à une zone (et non pas un seul point), dans laquelle les phases des sources s'ajoutent d'une façon constructive, car elles varient

lentement. Hors de cette zone, la phase varie assez rapidement de sorte que les ondes s'ajoutent d'une façon destructive, et ne contribuent donc pas au résultat final. Dans sa thèse, Gouédard [61] donne plus de détails sur la contribution des sources, en définissant une zone stationnaire.

Cette étude théorique préliminaire, permet d'illustrer la relation entre la fonction de Green et la fonction d'inter-corrélation pour le cas particulier de sources décorrélées uniformément réparties. Dans ce cas il n'y a aucun problème pour l'application. Des études expérimentales se rapprochant de cette hypothèse de champ diffus ont été faites et montrent la possibilité de retrouver la fonction de Green. Sabra [59] a ainsi montré qu'il est possible de retrouver la fonction de Green entre deux points en utilisant la corrélation d'un champ ambiant bien réparti, et ce pour une structure plongée dans un canal d'écoulement d'eau. Dans une autre application, Larose [63] utilise un jet d'air comprimé pour créer un champ ambiant bien réparti dans une structure pour remonter à la fonction de Green via la corrélation du champ.

La différence entre tous ces travaux, et celui présenté dans ce manuscrit, est que dans la suite de cette thèse, l'hypothèse d'un champ diffus bien réparti n'est plus supposée valable. On suppose en effet qu'il existe des concentrations de sources (ce qui est le cas à priori pour une structure aéronautique), et des réflexions liées en phase aux sources primaires. Ces deux hypothèses font qu'il n'est plus possible de retrouver la fonction de Green. Ceci dit, l'étude expérimentale suivante, qui traite cette situation défavorable, montre qu'il est quand-même possible d'exploiter le champ ambiant pour l'application CSI. Elle permet également de bien identifier les problèmes à résoudre. Enfin, cette illustration théorique pour une distribution uniforme de sources décorrélées, sera comparée au cas où les sources sont corrélées (Chapitre 3, paragraphe 3.2.2).

2.3 Etude expérimentale préliminaire

Le cas théorique précédent a montré que dans le cas idéal (champ parfaitement diffus), la fonction de Green entre deux récepteurs peut être retrouvée via la fonction d'inter-corrélation du champ diffus dans la structure.

Dans ce travail, on montre que malgré les imperfections pour l'application (champ non-diffus), la fonction d'inter-corrélation peut toujours être exploitée pour faire un contrôle santé de la structure. En effet, dans la pratique, l'hypothèse de champ diffus n'est pas valable. Le bruit ambiant présent dans une structure aéronautique en vol étant dû en grande partie aux vibrations

induites par les turbo-réacteurs qui sont fixés en un endroit donné ou par des phénomènes aéroacoustiques locaux, il existe des concentrations de source, qui font que le champ n'est pas diffus. Dans ce cas on verra que la fonction d'inter-corrélation dépend fortement de la position de ces concentrations de source, et donc il est impossible de retrouver la fonction de Green entre deux points. Ceci dit, malgré ces imperfections d'application, on montre que la fonction d'inter-corrélation reste exploitable pour l'application CSI. La condition pour cela, est qu'il faut que cette fonction vérifie les deux conditions suivantes :

- La reproductibilité : la fonction d'inter-corrélation doit être reproductible pour des conditions données.
- La sensibilité au défaut : pour que la fonction d'inter-corrélation soit exploitable en CSI, il faut qu'elle soit sensible à la présence d'un éventuel défaut.

Ainsi, les prochaines mesures ont pour rôle la vérification de ces deux conditions nécessaires à notre étude. Dans ce but, pour traiter le cas réel d'application (source de bruit non uniforme), un générateur de bruit a été utilisé pour générer un champ aléatoire dans une plaque d'aluminium de dimensions 2m x 1m x 6mm, avec un transducteur piézo-électrique PZ27 de diamètre 2cm et d'épaisseur 1mm. Pour récupérer les signaux, on utilise deux récepteurs piézo-électriques PZ27 de diamètre 1cm et d'épaisseur 1mm. Enfin, pour la partie traitement de signal, les signaux reçus sur l'oscilloscope sont envoyés vers un ordinateur avec un bus GPIB. Ce dispositif est montré à la figure 2.6.

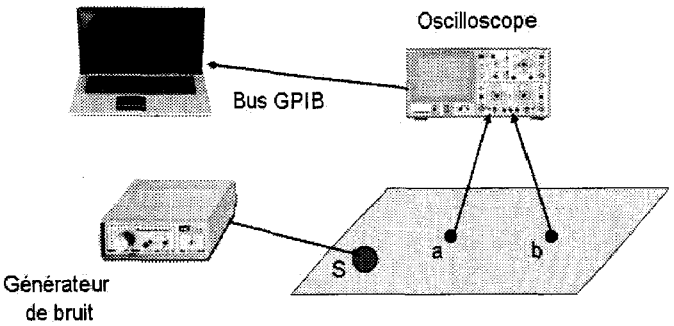


FIGURE 2.6 – Le dispositif de l'expérience.

La figure 2.7 montre un exemple du signal bruit généré dans la plaque sur une durée de 50ms. Dans la suite, on s'intéresse à vérifier la reproductibilité et la sensibilité au défaut de la fonction

de corrélation.

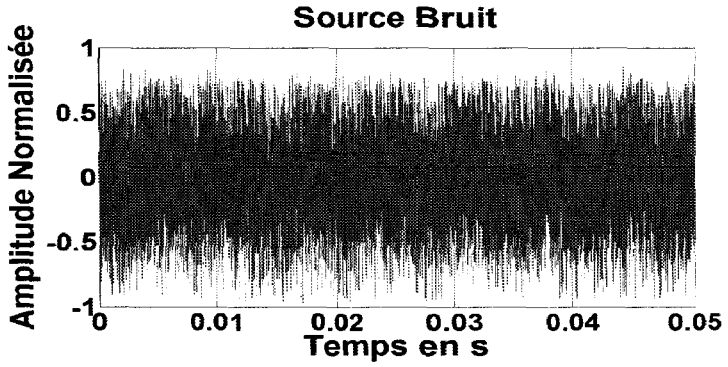


FIGURE 2.7 – Le signal émis par le générateur de bruit.

2.3.1 Reproductibilité de la fonction de corrélation

Le but de cette mesure (Figure 2.6) est de vérifier la reproductibilité de la fonction d'inter-corrélation entre les deux récepteurs. En effet, cette condition est nécessaire pour le CSI étant donné que l'information recherchée doit dépendre uniquement de l'intégrité de la structure. Ainsi, pour deux mesures faites dans les mêmes conditions, il faut obtenir la même fonction d'inter-corrélation malgré le fait que la source exploitée est un bruit. Pour y arriver, on fait plusieurs fois de suite les mêmes mesures dans les mêmes conditions. Pour cette expérience, les mesures ont montré qu'en moyennant sur M=150 estimateurs (équation(1.22)), on converge vers une une bonne estimation de la fonction. Les signaux utilisés ont une durée de 500 ms. Cette durée a été choisie car elle est supérieure au temps de réverbération de la plaque qui est compris entre 0.1 et 0.4 secondes dans la gamme de fréquences considérée. En effet, on ne gagne rien en information en prenant un signal très long, il suffit juste de prendre une durée supérieure au temps de réverbération.

Les courbes sur les figures 2.8 et 2.9 montrent un exemple des signaux prélevés au niveau des capteurs a et b respectivement.

L'inter-corrélation moyennée sur 150 estimateurs biaisés entre ces deux signaux donne la fonction d'inter-corrélation de la figure 2.10.

La même mesure est refaite dans les mêmes conditions pour obtenir une deuxième mesure

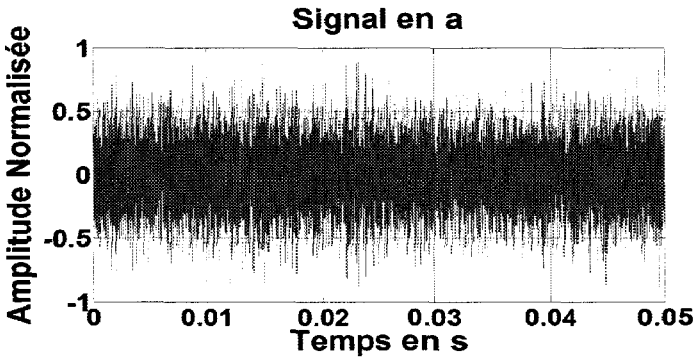


FIGURE 2.8 – Le signal reçu au niveau du récepteur a.

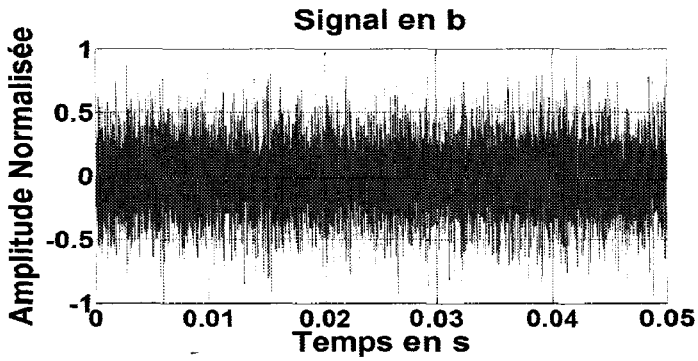


FIGURE 2.9 – Le signal reçu au niveau du récepteur b.

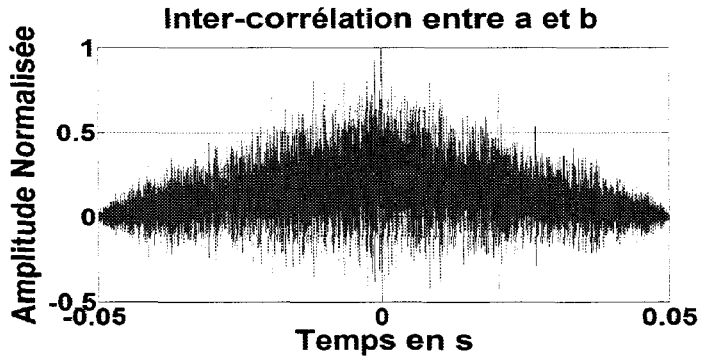


FIGURE 2.10 – La fonction d'inter-corrélation moyennée sur 150 estimateurs.

de la fonction d'inter-corrélation. Une comparaison entre ces deux mesures est nécessaire pour vérifier la reproductibilité. Vu la complexité des courbes obtenues, et ce à cause du grand nombre de fréquences contenues dans les signaux, il faut zoomer dans un premier temps sur une partie du signal pour vérifier la reproductibilité. La figure 2.11 montre que les deux mesures coincident sur l'intervalle de temps $[0 - 5.10^{-4}]$ secondes. Ceci étant vrai pour n'importe quelle autre tranche du signal. On peut donc conclure que pour deux mesures d'inter-corrélation faites dans les mêmes conditions, mais avec un décalage dans le temps, on obtient le même résultat.

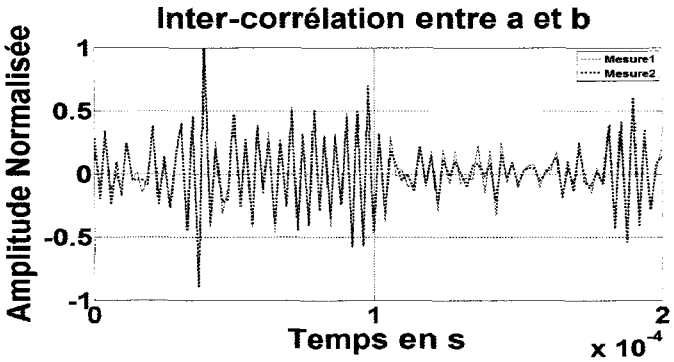


FIGURE 2.11 – La fonction d'inter-corrélation moyennée.

Dans la suite, pour mieux interpréter ces courbes, un filtre passe-bande est utilisé. Pour cela, le produit de convolution entre la fonction d'inter-corrélation mesurée et une fenêtre de Hanning de cinq cycles centrée sur une fréquence est calculé. Un balayage fréquentiel avec la fenêtre de Hanning est fait pour avoir plusieurs fréquences de filtrage. La figure 2.12 montre un exemple du signal de filtrage.

Le schéma de la figure 2.13 récapitule le traitement de signal effectué pour obtenir une mesure de la fonction d'inter-corrélation moyennée sur 150 estimateurs et filtrée. On fait donc une première acquisition où les signaux en a et b sont prélevés. L'inter-corrélation entre ces deux signaux est ensuite calculée avec un estimateur biaisé (paragraphe 1.2.2). On refait de même pour 150 acquisitions. L'inter-corrélation estimée totale est ensuite calculée en moyennant sur les 150 acquisitions. Le résultat final est convolué par une fenêtre de Hanning de 5 cycles pour obtenir la fonction d'inter-corrélation filtrée.

Les courbes de la figure 2.14 montrent les deux mesures d'inter-corrélations faites, filtrées à différentes fréquences. Ces courbes mettent en évidence le fait que la fonction d'inter-corrélation

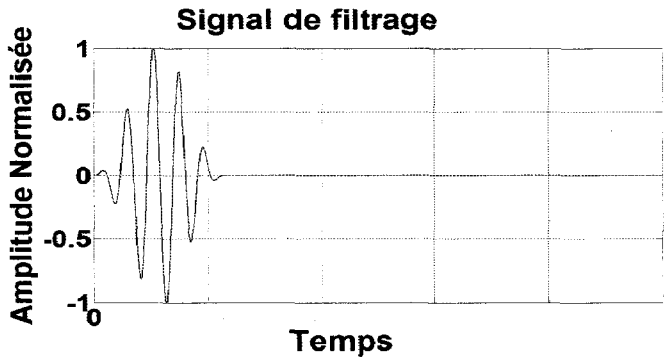


FIGURE 2.12 – Le signal de filtrage pour une fréquence centrale de 2 kHz.

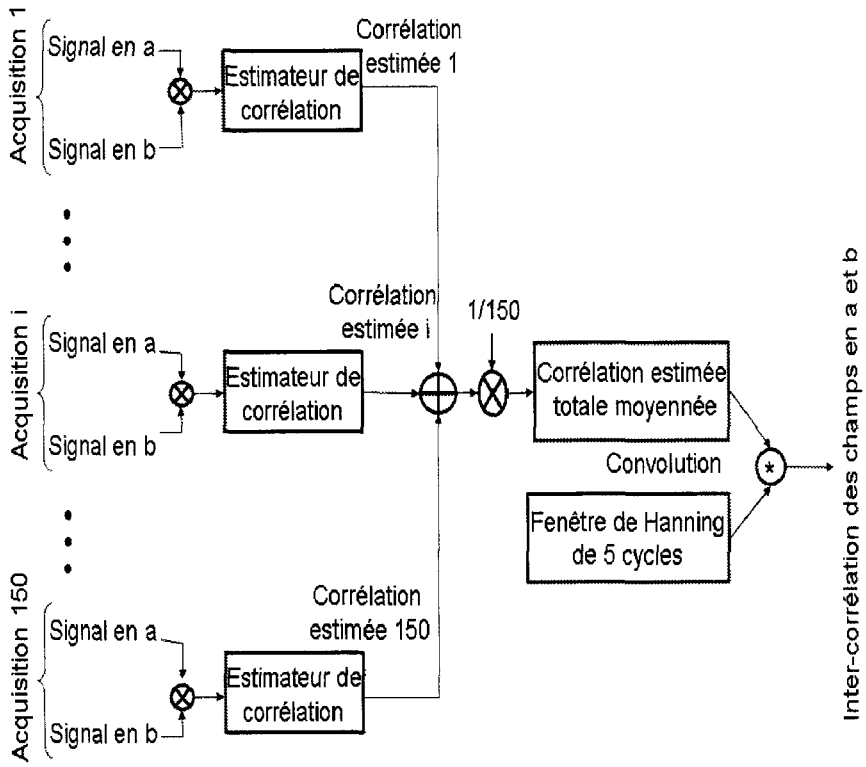


FIGURE 2.13 – Traitement de signal nécessaire pour une mesure.

est plus ou moins reproductible sur une large bande de fréquences, allant des basses fréquences ($\simeq$2 kHz) jusqu'aux hautes fréquences ($\simeq$100 kHz). Ceci dit, on remarque que la reproductibilité est moins claire pour les basses fréquences ($\leq$ 20 kHz). Ceci s'explique par le fait que le transducteur utilisé pour générer le bruit dans la plaque, ainsi que les transducteurs piézo-électriques utilisés pour les récepteurs sont plus adaptés aux hautes fréquences. Le rapport signal à bruit est donc beaucoup plus faible pour les basses fréquences. Il est possible donc d'améliorer la reproductibilité pour les basses fréquences, en augmentant le nombre de moyennes. En effet, on avait pris 150 moyennes car sur le signal temporel brut (sans filtrage), il nous a paru suffisant de faire 150 moyennes pour converger vers une même fonction d'inter-corrélation. Or, sur le signal temporel, les hautes fréquences sont les fréquences dominantes, ce qui explique pourquoi on a choisi 150 moyennes, et pourquoi la reproductibilité est plus claire pour les hautes fréquences, mais un peu moins bien pour les basses fréquences. Ceci dit, malgré le fait que les transducteurs sont plus sensibles aux hautes fréquences, la reproductibilité pour les basses fréquences assez satisfaisante.

2.3.2 Sensibilité au défaut de la fonction de corrélation

Dans cette deuxième expérience, dont le dispositif est montré à la figure 2.15, on s'intéresse à la capacité de détecter un défaut en utilisant la fonction d'inter-corrélation. En effet, il faut vérifier que la fonction d'inter-corrélation calculée à partir d'un bruit ambiant est sensible à l'apparition d'un défaut dans le milieu considéré. Ce qui est nécessaire pour l'application du CSI.

Dans ce but, deux mesures sont faites, l'une pour une plaque saine sans défaut, et une deuxième en introduisant un défaut entre les deux récepteurs. La comparaison de ces deux mesures permet de valider la sensibilité au défaut de la fonction d'inter-corrélation. Concernant le défaut, un cylindre d'aluminium a été collé sur la surface de la plaque entre les récepteurs. L'intérêt de ce type de défaut c'est qu'il est facile de retrouver la situation initiale en le décollant. En plus, la variation d'épaisseur qu'il introduit induit une hétérogénéité au niveau de la plaque semblable à celle induite par un défaut réel. Le même traitement de signal que précedement est fait (moyennage, corrélation et filtrage).

La figure 2.16 montre une comparaison entre la fonction d'inter-corrélation filtrée quand il n'y a pas de défaut (ligne pleine), et celle avec un défaut entre les deux récepteurs (ligne pointillée). Cette comparaison met en évidence l'influence du défaut sur la fonction d'inter-corrélation pour

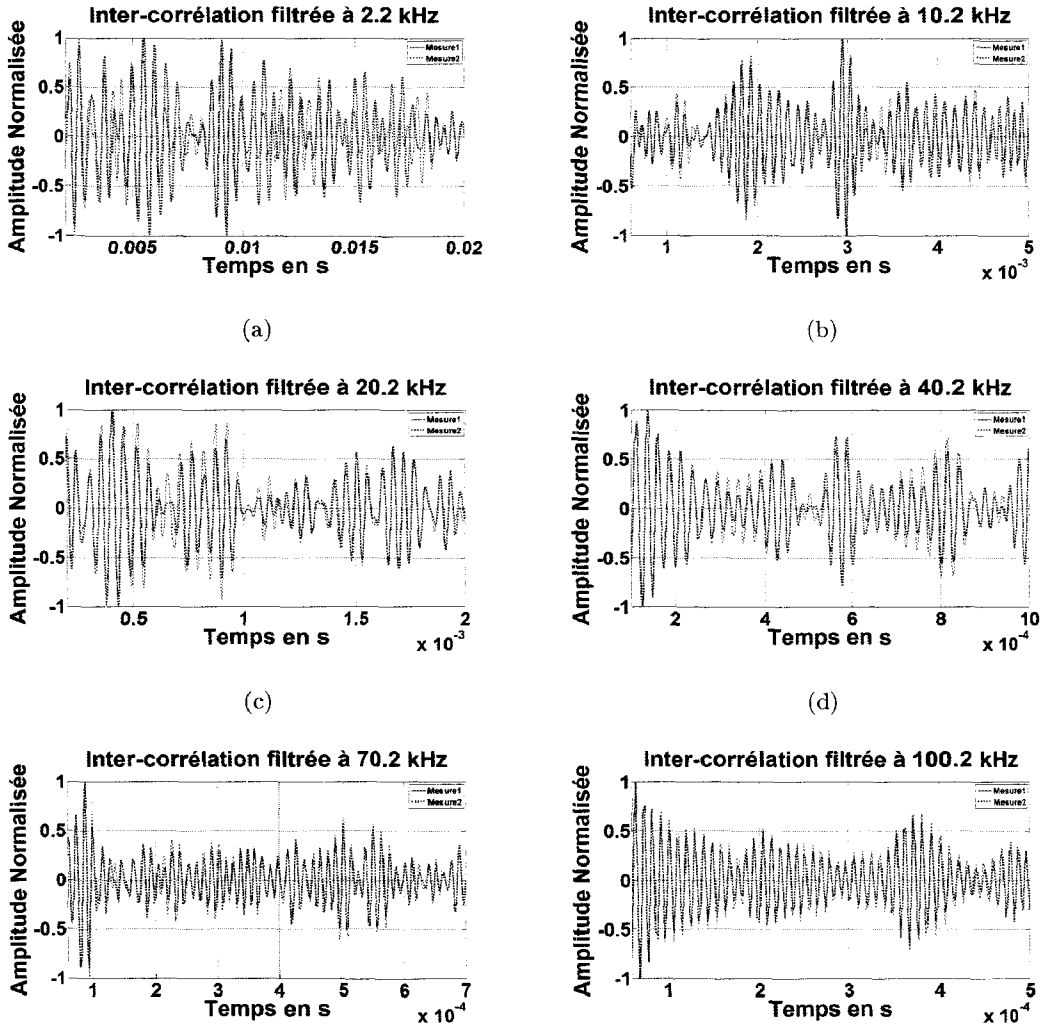


FIGURE 2.14 – La reproductibilité pour plusieurs fréquences de filtrage.

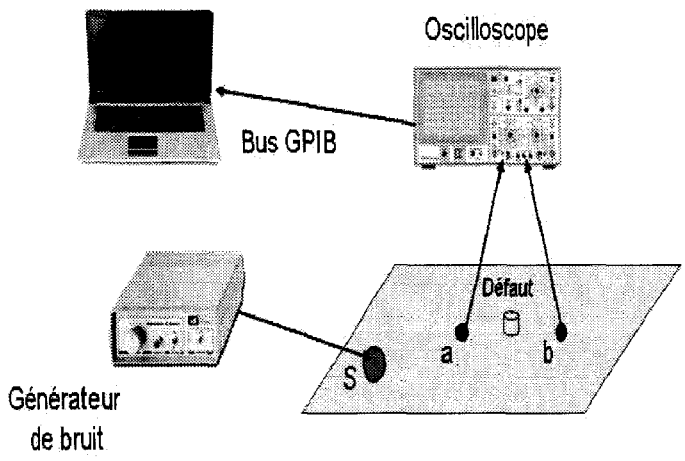


FIGURE 2.15 – Mesure de la sensibilité au défaut de la corrélation.

plusieurs fréquences de filtrage, avec notamment des déphasages d'une mesure à l'autre et des variations d'amplitude, ce qui est typique pour un contrôle actif utilisant un émetteur et un récepteur [6].

Cette influence du défaut peut être observée également sur la fonction d'inter-corrélation temporelle sans filtrage (figure 2.17), comme déja fait pour la reproductibilité, et ce en regardant sur un petit intervalle de temps.

2.3.3 Influence de la position de la source sur la fonction de corrélation

La reproductibilité et la sensibilité au défaut de la corrélation étant vérifiées, nous allons nous intéresser à l'influence de la position de la source sur la fonction d'inter-corrélation. En effet, il est indispensable de pouvoir distinguer des variations sur la fonction d'inter-corrélation qui sont dûes à la présence d'un défaut, de celles dûes à une variation de la position de source. Les sources pouvant changer d'endroit en fonction des différentes phase de vol, cette variation entraine une modification au niveau de la fonction de corrélation qui peut être interprétée comme une apparition de défaut. Il est donc important de comprendre l'influence de la position de la source sur la corrélation. Pour cela, trois mesures sans défaut sont faites pour trois positions de source différentes. Une première position alignée avec les récepteurs a et b, puis une deuxième un peu désaxée, et une dernière encore plus désaxée, comme le montre la figure 2.18.

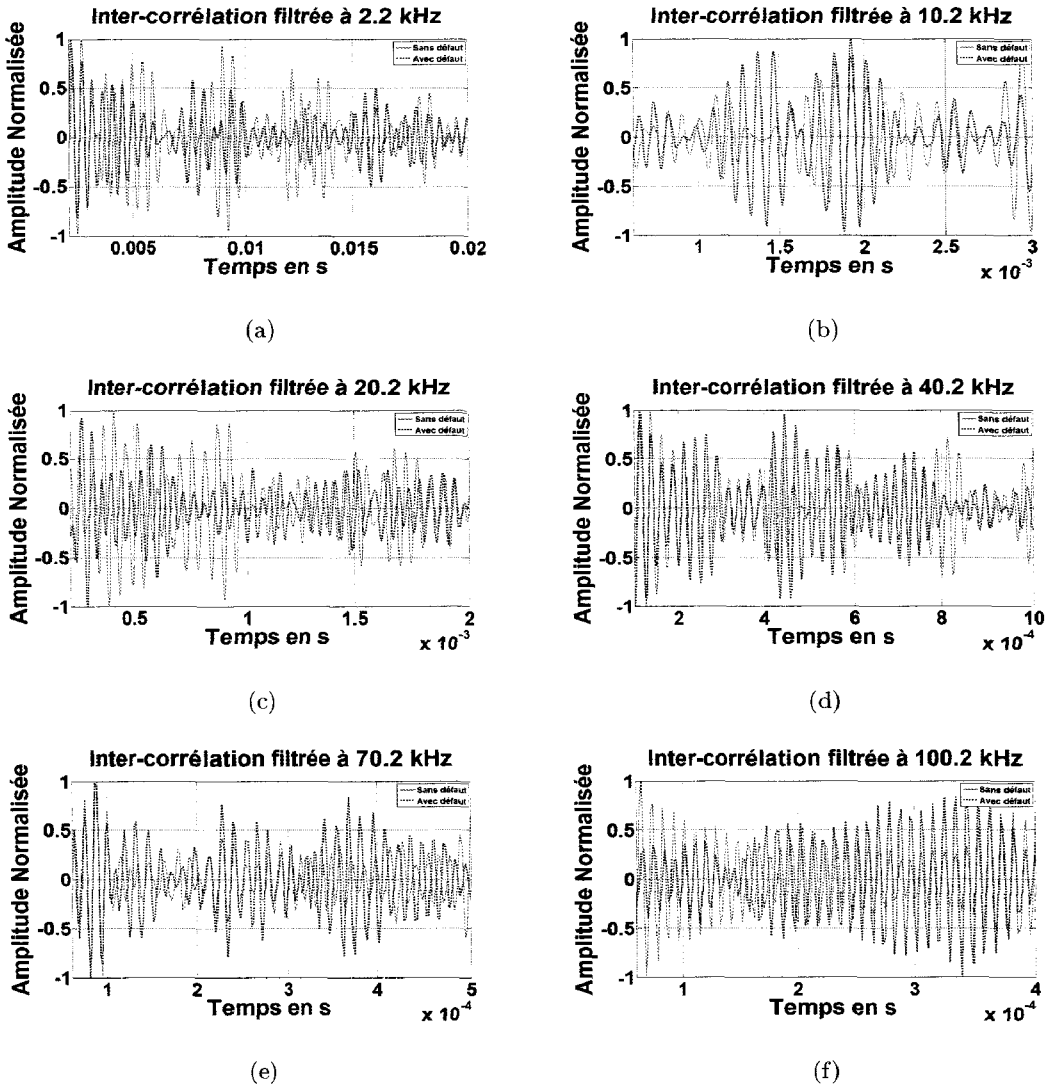


FIGURE 2.16 – La sensibilité au défaut pour plusieurs fréquences de filtrage.

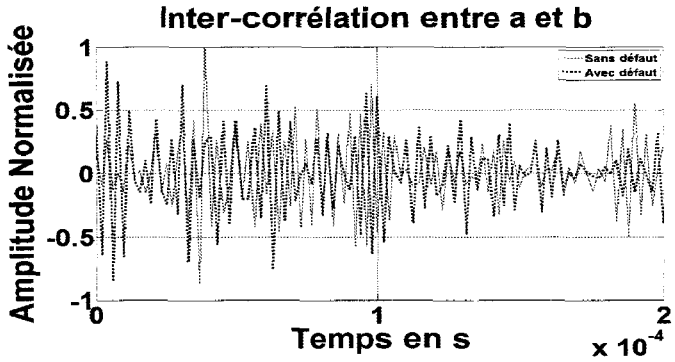


FIGURE 2.17 – La sensibilité au défaut.

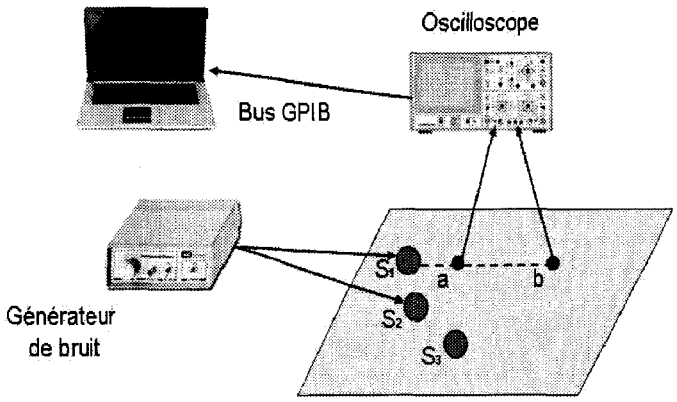


FIGURE 2.18 – Mesure de l'influence de la position de la source.

La courbe de la figure 2.19 montre une différence entre les trois fonctions d'inter-corrélations, dûe au changement de la position de la source d'une mesure à l'autre.

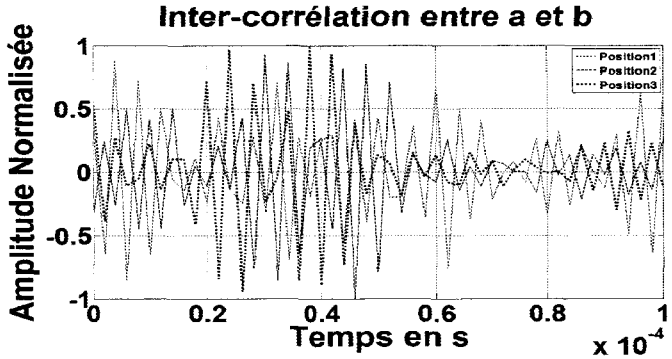


FIGURE 2.19 – Courbes de déphasage.

Cette influence est plus claire sur les fonctions d'inter-corrélations filtrées obtenues pour les trois positions de source (figure 2.20). Cette comparaison met en évidence l'influence de la position de la source sur la fonction d'inter-corrélation, avec notamment des déphasages d'une position de source à l'autre et des variations d'amplitude.

Ces courbes mettent également en évidence que l'évolution de la phase de la fonction d'inter-corrélation n'est pas représentative de la variation de la position de la source. Cette difficulté de lier l'évolution de la phase à l'évolution de la position de la source est dûe aux multiples réflexions présentes dans le milieu. En effet, le milieu étant réverbérant, les ondes sont peu atténuées et se propagent sur de longues distances. Ainsi, le grand nombre de réflexions fait que les ondes reçues au niveau des récepteurs proviennent d'un grand nombre de chemins de propagation, et se superposent d'une façon difficilement prévisible. Ce point sera approfondi sur le plan théorique dans le chapitre suivant.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une illustration théorique pour un cas simple de distribution de sources décorrélées a montré qu'il est possible de retrouver la fonction de Green en faisant l'inter-corrélation entre les champs reçus en deux points. Une étude expérimentale a ensuite montré que pour l'application CSI, les sources ne sont pas décorrélées, mais il y a une source principale et des réflexions

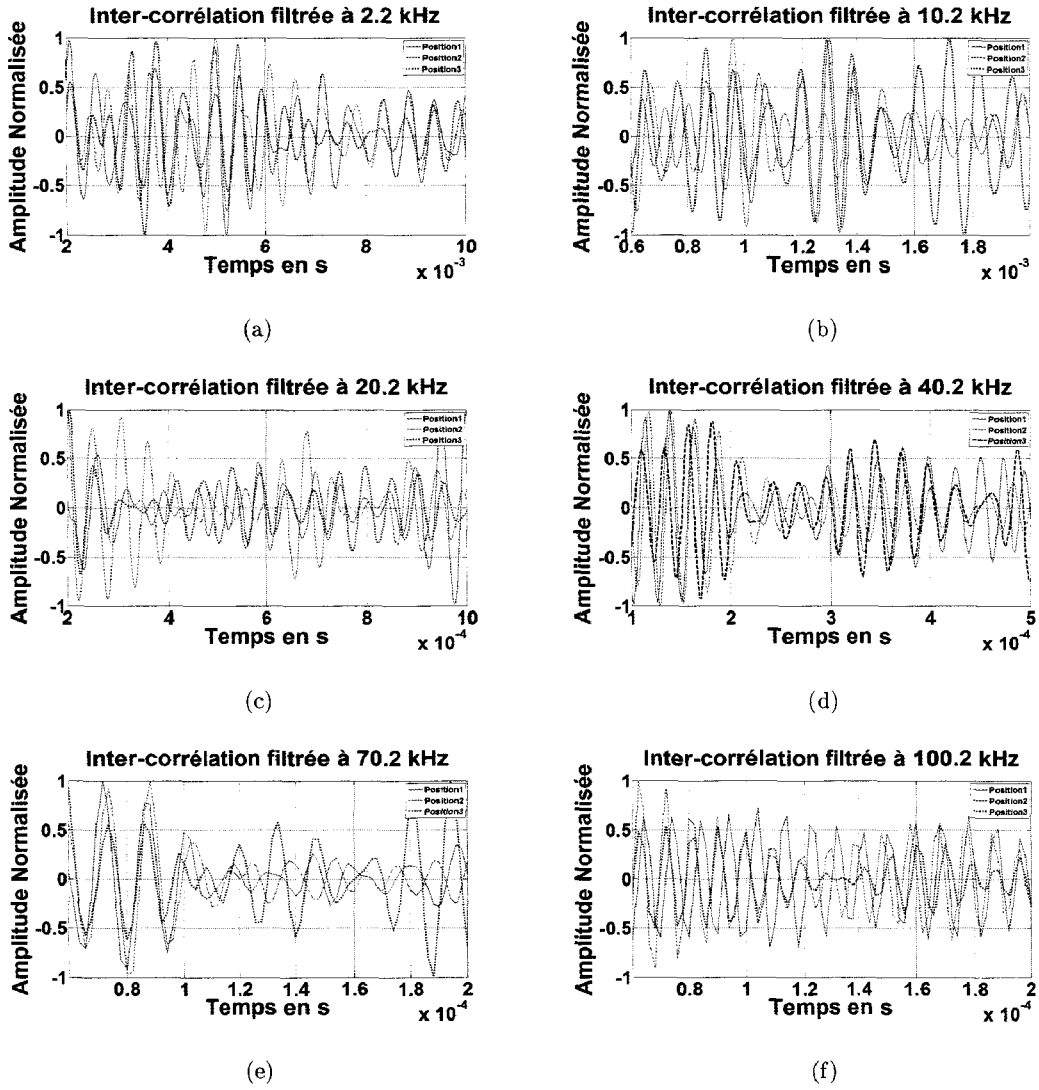


FIGURE 2.20 – Courbes de déphasage pour plusieurs fréquences de filtrage.

de celle-ci. Cependant, l'étude expérimentale préliminaire présentée, a permis de vérifier deux propriétés intéressantes qui montrent le potentiel de faire du CSI à l'aide de la corrélation d'un champ acoustique ambiant. Ces deux propriétés sont : la reproductibilité et la sensibilité au défaut de la fonction d'inter-corrélation. Ceci dit, une sensibilité de l'inter-corrélation à la position de la source a été soulignée, ce qui complique l'application. Ainsi, le chapitre suivant est consacré dans un premier temps au développement d'une simulation approchée qui permet de traiter le problème direct (estimer la fonction de corrélation à partir d'une position de source donnée), et qui met en évidence la difficulté du problème inverse (trouver la position de la source à partir de la fonction de corrélation). Dans un deuxième temps, on présente une solution au problème de la dépendance de la fonction de corrélation de la position de source.

Chapitre 3

Simulation approchée et solution proposée

3.1 Introduction

Dans le cas où les sources acoustiques ont des caractéristiques variables, la forte dépendance vis à vis de ces caractéristiques pose un problème critique. En effet, il devient dans ce cas difficile de distinguer les variations au niveau de la corrélation dûes à l'apparition d'un défaut, de celles dûes aux variations des caractéristiques des sources. L'applicabilité de la technique nécessite alors de pouvoir "compenser" d'une certaine façon cette dépendance.

Dans la première partie de ce chapitre, nous commencerons par une étude théorique permettant de traiter le problème direct (estimer la fonction de corrélation à partir d'une position de source donnée). Ainsi, une étude de la contribution des réflexions pour un ordre de réflexion donné est développée. Cette simulation approchée permet dans la suite de mieux comprendre l'influence de certains paramètres sur la fonction de corrélation. Le problème inverse (trouver la position de la source à partir de la fonction de corrélation) étant difficile à traiter, la deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la présentation d'une solution qui permet de contourner le problème de l'influence de la position de la source sur la fonction de corrélation. Cette solution consiste à utiliser un troisième capteur, appelé "capteur référence", qui indexe le résultat obtenu par la position de source.

3.2 Simulation approchée

On a vu à la fin du chapitre précédent que la position de la source modifie beaucoup la fonction d'inter-corrélation. Cette influence se traduit par un problème inverse compliqué. En fait, les mesures faites (paragraphe 2.3.3) ont montré qu'il est difficile de retrouver la position de la source à partir des courbes des fonctions de corrélation. Cette première partie met en évidence cette difficulté par une étude théorique qui prend en considération les réflexions. Cette étude est divisée en trois sous-parties. Une première avec un milieu ouvert, et donc sans réflexions. Puis une deuxième partie qui prend en compte les réflexions d'ordre 1, suffisamment complexes pour comprendre la difficulté du problème inverse. Enfin une troisième partie qui permet de calculer la fonction de corrélation entre deux points pour un ordre de réflexions quelconque.

3.2.1 Sans réflexions

Soit une source ponctuelle S émettant un signal u_s dans un milieu ouvert sans réflexions, et deux récepteurs a et b placés respectivement à $\mathbf{r}_a$ et $\mathbf{r}_b$ de S comme le montre la figure 3.1. Notons u_a(t) et u_b(t) les signaux reçus par les récepteurs a et b, et $\mathbf{r}_{ab}$ la distance entre a et b.

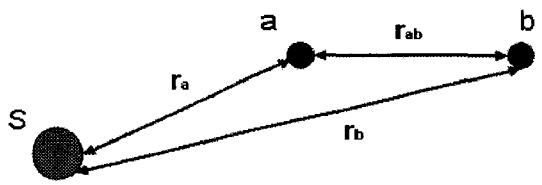


FIGURE 3.1 – Etude du déphasage.

Les transformées de Fourier des signaux u_a et u_b, notées respectivement $U_a(\omega)$ et $U_b(\omega)$, sont données par [54] :

$$U_i(\omega) = G(\mathbf{r_i}/\mathbf{r_s}, \omega)U_s(\omega), \tag{3.1}$$

avec i=a,b, $U_s(\omega)$ la transformée de Fourier de u_s, et G($\mathbf{r}_i/\mathbf{r}_s$,$\omega$) la fonction de Green entre le récepteur i et la source S. D'après (2.2), cette fonction est donnée par :

$$G(\mathbf{r_i}/\mathbf{r_s},\omega) = \frac{A(\omega)}{\sqrt{r_i}} \exp[-ik\mathbf{r_i}] \qquad \text{avec } i{=}a,b. \tag{3.2}$$

où $A(\omega)$ est une fonction qui dépend de plusieurs paramètres (dimensions de la plaque, fréquence, excitation, etc ...). Pour notre simulation, on prend comme excitation appliquée en S une force normale impulsionnelle en surface. Dans ce cas, $A(\omega)$ est donné par [17] :

$$A(\omega) = \frac{(1+j)\omega}{8\sqrt{\pi}P_{mm}}\sqrt{k}|u_{mz}|^2, \tag{3.3}$$

avec u_{mz} le champ de déplacement modal du mode m, et P_{mm} le vecteur de Pointing donné par :

$$P_{mm} = \frac{\omega}{2} Im\left[\int_{-d/2}^{d/2}(u_{mx}^*\sigma_{mxx} + u_{mz}^*\sigma_{mxz})dz\right], \tag{3.4}$$

où Im et $*$ sont respectivement la partie imaginaire et le complexe conjugué, et u_m et σ_m le déplacement modal et les tenseurs de contrainte du mode de Lamb considéré.

D'après les équations (1.10) et (1.12), la moyenne statistique de la fonction d'inter-corrélation en temporel est donnée par :

$$E[\varphi_{a,b}(t)] = E[u_a^*(-t) \otimes u_b(t)], \tag{3.5}$$

avec $\otimes$ le produit de convolution. L'espérance mathématique de la densité interspectrale de puissance est alors donnée par :

$$E[\widehat{\varphi}_{a,b}(\omega)] = E[U_a^*(\omega)U_b(\omega)], \tag{3.6}$$

En introduisant l'équation (3.1) et (2.2) dans l'équation (3.6), on obtient :

$$E[\widehat{\varphi}_{a,b}(\omega)] = G^*(\mathbf{r_a}/\mathbf{r_s},\omega)G(\mathbf{r_b}/\mathbf{r_s},\omega)E[U_s^*(\omega)U_s(\omega)]. \tag{3.7}$$

Or :

$$E[U_s^*(\omega)U_s(\omega)] = TF(E[u_s^*(-t) \otimes u_s(t)]) = \widehat{R_s}(\omega), \tag{3.8}$$

où TF est la transformée de Fourier, et $\widehat{R_s}(\omega)$ la densité spectrale de puissance du signal émis, notée $\Phi_s(\omega)$ par la suite. D'où, en remplaçant la fonction de Green par sa valeur donnée par l'équation (3.2), l'espérance mathématique de la densité interspectrale de puissance s'écrit :

$$E[\widehat{\varphi}_{a,b}(\omega)] = \frac{A^2(\omega)\Phi_s(\omega)}{\sqrt{\mathbf{r_a r_b}}} \exp[-ik(\mathbf{r_b} - \mathbf{r_a})], \tag{3.9}$$

Dans le cas particulier où la source S et les deux récepteurs sont alignés (figure 3.2), $r_b - r_a = 2d$, la relation (3.9) devient :

$$E[\widehat{\varphi}_{a,b}(\omega)] = \frac{A^2(\omega)\Phi_s(\omega)}{\sqrt{\mathbf{r_a r_b}}} \exp[-ik\mathbf{2d}]. \tag{3.10}$$

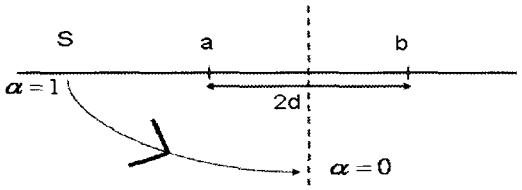


FIGURE 3.2 – Variation du déphasage.

Notons φ_0=-$ik\mathbf{2d}$ la référence des phases. Pour une position de source désaxée quelconque, la phase s'écrit :

$$\varphi = -ik(\mathbf{r}_b - \mathbf{r}_a) = -ik\alpha\mathbf{2d} = \alpha\varphi_0, \tag{3.11}$$

avec

$$\alpha = \frac{\mathbf{r}_b - \mathbf{r}_a}{\mathbf{2d}}. \tag{3.12}$$

D'où pour une source désaxée, le déphasage $\Delta\varphi$ est donné par :

$$\Delta\varphi = \varphi - \varphi_0 = (\alpha - 1)\varphi_0 \leq 0 \qquad \text{car } \alpha \ \leq 1. \tag{3.13}$$

Ainsi, d'après cette première approche, qui ne prend pas en compte les réflexions, plus la source est désaxée, plus le déphasage est important (Figure 3.2). Dans ce cas, le problème inverse est facile à traiter, et on peut retrouver la position de la source à partir de la fonction de corrélation (exemple d'un milieu infini ou très atténuant). Dans la situation réaliste de notre application, les réflexions interviennent et leur contribution est très significative d'autant plus

que les milieux étudiés sont réverbérants. Dans la suite, l'effet des réflexions est étudié, d'abord pour le premier ordre de réflexions, puis pour un ordre quelconque n.

3.2.2 Distribution de sources corrélées - Réflexions d'ordre 1

Dans ce paragraphe, une analogie entre une distribution de sources décorrélées, et les réflexions d'ordre 1 est donnée. Considérons un plan réflechissant situé à une distance X du centre O de la plaque, et notons r_0 et θ_0 les coordonnées de la source S par rapport au centre (figure 3.3).

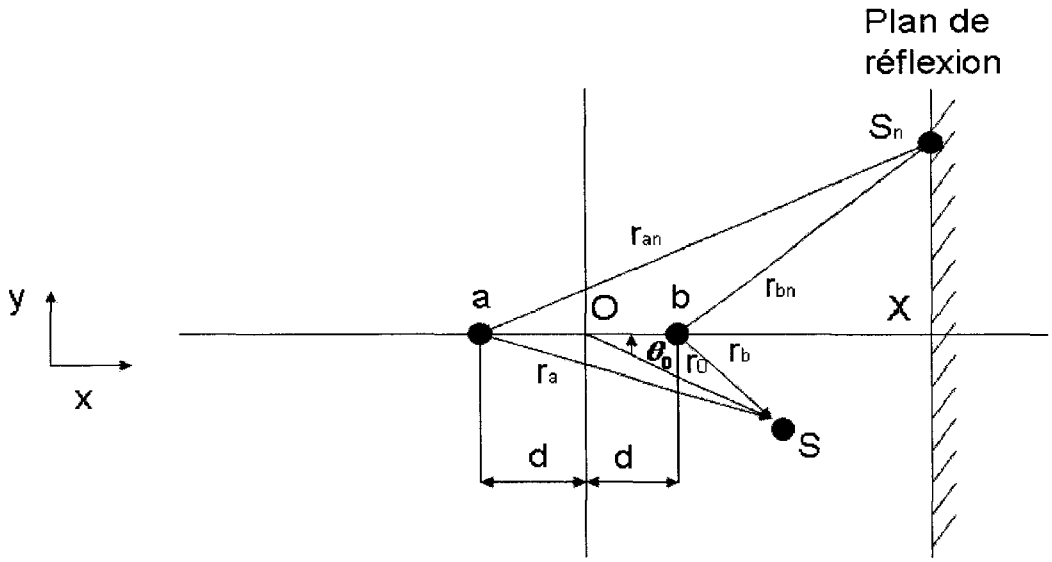


FIGURE 3.3 – Réflexions d'ordre 1.

Les réflexions sur le plan X sont modélisées par un ensemble de N sources secondaires, corrélées entre elles car provenant d'une même source principale, qui émettent un signal modifié (atténué et déphasé) du signal référence émis par S. Soit une source secondaire S_n émettant un signal u_n. Ce dernier, dans le domaine fréquentiel, s'écrit sous la forme :

$$U_n(\omega) = \alpha_n(\omega)\exp[-j\beta_n(\omega)]U_s(\omega), \tag{3.14}$$

où U_s est la transformée de Fourier du signal émis par la source principale S, α_n et β_n sont respectivement l'atténuation et le déphasage au niveau de la source n.

Le signal U_i (i=a,b) reçu au niveau des récepteurs a et b est, dans ce cas, égal au signal direct

provenant de la source principale, plus la somme des signaux reçus par les N sources secondaires. Il s'écrit donc sous la forme :

$$U_i(\omega) = G(\mathbf{r_i}/\mathbf{r_s},\omega)\widehat{u_s}(\omega) + \sum_{n=1}^{N} U_{in}(\omega) \qquad \text{avec } i{=}a,b \text{ et } n{=}1...\text{N}, \tag{3.15}$$

où $G(\mathbf{r_i}/\mathbf{r_s},\omega)$ est la fonction de Green entre la source S et le récepteur i. Ainsi, comme précédemment (pour le cas sans réflexions), l'espérance mathématique de la densité interspectrale de puissance se met sous la forme :

$$E[\widehat{\varphi}_{a,b}(\omega)] = E[U_a^*(\omega)U_b(\omega)]. \tag{3.16}$$

En remplaçant les champs reçus en a et b par leurs formes respectives, l'équation précédente devient :

$$\begin{aligned} E[\widehat{\varphi}_{a,b}(\omega)] &= E[G^*(\mathbf{r_a}/\mathbf{r_s},\omega)U_s^*(\omega)G(\mathbf{r_b}/\mathbf{r_s},\omega)U_s(\omega) + G^*(\mathbf{r_a}/\mathbf{r_s},\omega)U_s^*(\omega)\sum_{n=1}^{N} U_{bn}(\omega) \\ &\quad + G(\mathbf{r_b}/\mathbf{r_s},\omega)U_s(\omega)\sum_{n=1}^{N} U_{an}^*(\omega) + \sum_{n=1}^{N} U_{an}^*(\omega)\sum_{n=1}^{N} U_{bn}(\omega)]. \end{aligned} \tag{3.17}$$

Calculons maintenant les termes $\sum_{n=1}^{N} \widehat{u_{an}}^*(\omega)$ et $\sum_{n=1}^{N} \widehat{u_{bn}}(\omega)$. D'après les équations (3.1), (3.2) et (3.14), on a :

$$\sum_{n=1}^{N} U_{an}^*(\omega) = \sum_{n=1}^{N} \frac{A(\omega)U_s^*(\omega)}{\sqrt{r_{an}}}\alpha_n^*(\omega)\exp[ik\beta_n]\exp[ikr_{an}], \tag{3.18}$$

avec β_n égale à la distance entre la source principale S et la source secondaire S_n considérée, et r_{an} la distance entre S_n et le récepteur a. Pour calculer cette somme, on la remplaçe par une intégrale. De même que pour le cas sans réflexions, en utilisant la méthode de la phase stationnaire et l'intégrale de Fresnel, la somme ainsi recherchée s'écrit :

$$\sum_{n=1}^{N} U_{an}^*(\omega) = C_a(\omega)\exp[ikg_a(y_{a0} + \pi/4)]U_s^*(\omega), \tag{3.19}$$

où $C_a(\omega)$ est une constante qui n'est pas explicitée par simplification vu qu'on s'intéresse aux termes de phase. De même, pour le récepteur b, on trouve :

$$\sum_{n=1}^{N} U_{bn}(\omega) = C_b(\omega)\exp[-ikg_b(y_{b0} + \pi/4)]U_s(\omega), \tag{3.20}$$

où $C_b(\omega)$ est la constante pour le récepteur b. En introduisant ces deux dernières équations dans l'équation (3.17), l'espérance de la densité interspectrale de puissance devient :

$$E[\widehat{\varphi_{a,b}}(\omega)] = \frac{A^2(\omega)\Phi_s(\omega)}{\sqrt{\mathbf{r_a}\mathbf{r_b}}}\exp[-ik(\mathbf{r_b} - \mathbf{r_a})] + K_b(\omega)\exp[i(k(r_a - g_b(y_{b0})) - \pi/4)]$$
$$+ K_a(\omega)\exp[i(k(g_a(y_{a0}) - r_b) + \pi/4)] + K_{a,b}(\omega)\exp[ik(g_a(y_{a0}) - g_b(y_{b0}))], \tag{3.21}$$

où K_a, K_b et $K_{a,b}$ sont des constantes qui ne sont pas explicitées. Le premier terme de cette équation correspond à la fonction d'inter-corrélation de l'étude précédente (sans réflexions). Le calcul des termes dans l'exponentiel n'est pas développé en détails par souci de simplification, mais est présenté pour montrer la complexité des termes de phases. Ces termes sont donnés par :

$$g_a(y_{a0}) = (2X - d - r_0\cos(\theta_0))\sqrt{1 + \frac{r_0^2\sin^2(\theta_0)}{(2X - d - r_0\cos(\theta_0))^2}}, \tag{3.22}$$

et :

$$g_b(y_{b0}) = (2X + d - r_0\cos(\theta_0))\sqrt{1 + \frac{r_0^2\sin^2(\theta_0)}{(2X + d - r_0\cos(\theta_0))^2}}, \tag{3.23}$$

où X est la distance à laquelle se situe le plan de réflexion, r_0 et θ_0 les coordonnées de la source principale, et d la distance entre l'origine et les récepteurs a et b qui se situent de part et d'autre de l'origine.

Ce calcul montre que rien qu'en prenant en considération les réflexions à l'ordre 1 sur un plan de réflexion, le problème inverse est très compliqué à traiter. En effet, il n'y a pas une relation simple entre la position de la source et la fonction de corrélation, ce qui explique la complexité des courbes obtenues sur les figures 2.20 et 2.19 du chapitre 2.

Pour mieux comprendre le sens physique de la relation 3.21, commençons par donner l'interprétation géométrique des termes dans les exponentielles. Les distances r_a et r_b sont respectivement les distances entre la source principale et les récepteurs a et b (voir figure 3.3). De même, $g_a(y_{a0})$ et $g_b(y_{b0})$ sont les distances respectives entre la source image et les récepteurs a et b (voir figure 3.5). Ainsi, les termes dans les exponentielles sont les combinaisons possibles des différences entre les distances séparants les sources (source principale et source image) des

deux récepteurs. Ces différences de distances, sont appellées par la suite des "distances apparentes". L'équation 3.21 peut alors être interprétée comme une somme de quatre fonctions de Green, chacune étant la fonction de Green entre deux récepteurs séparés des différentes distances apparentes, comme s'il y avait une source alignée avec deux récepteurs séparés d'une distance apparente donnée (parmi les quatre possibles) dans un milieu ouvert.

Dans les deux cas particuliers où la source est alignée avec les deux récepteurs ($\theta_0 = 0$), ou le plan de réflexion est très loin ($X \gg r_0$), la distance apparente dans l'exponentielle du quatrième terme de l'équation 3.21 est proche de $-2d$, ce qui permet de trouver la fonction de Green entre les deux récepteurs. En effet, dans le premier cas (source principale alignée avec a et b), la source image est ègalement sur l'axe, d'où le terme $g_a(y_{a0}) - g_b(y_{b0})$ est égal à $-2d$ (voir équations 3.22 et 3.23). Dans le deuxième cas (X très grand), la source image est très proche de l'axe des récepteurs (comparé à la dimension de X), et peut alors être considérée comme étant sur l'axe. Dans ce cas également, $g_a(y_{a0}) - g_b(y_{b0})$ est proche de $-2d$

La position du point stationnaire est la différence entre ce résultat, et celui du calcul développé dans le chapitre 2 (paragraphe 2.2.2) pour une distribution linéaire de sources décorrélées. Pour le cas de sources décorrélées, on a trouvé que la contribution de toutes les sources entourant les récepteurs se réduit en un seul point source aligné avec les deux récepteurs. Il y a alors équivalence entre une distribution de sources décorrélées et un point source aligné avec les récepteurs dans un milieu ouvert (figure 3.4).

Alors que dans le cas de sources corrélées (source principale + ses réflexions), le problème est équivalent à un cas avec deux sources : La source principale, et une source virtuelle qui est l'image de la source principale par rapport au plan de réflexion. Physiquement, le point stationnaire veut dire alors que l'influence de l'ensemble des réflexions sur un plan, se réduit à un seul point, comme s'il existait une source virtuelle qui correspond géométriquement à l'image de la source principale par rapport au plan de réflexion (figure 3.5). Les points d'intersection de ce point image avec le plan sont les points stationnaires des récepteurs (S_b point stationnaire du récepteur b et S_a celui du récepteur a).

Cette approche utilisant la méthode de la phase stationnaire, et permettant de réduire la contribution de l'ensemble des réflexions sur un plan en un seul point source virtuel, représente physiquement la réflexion d'ordre 1 par rapport au plan considéré. Ce qu'on appelle ordre 1 est le premier ordre de réflexion, et donc les images de la source principale par rapport aux

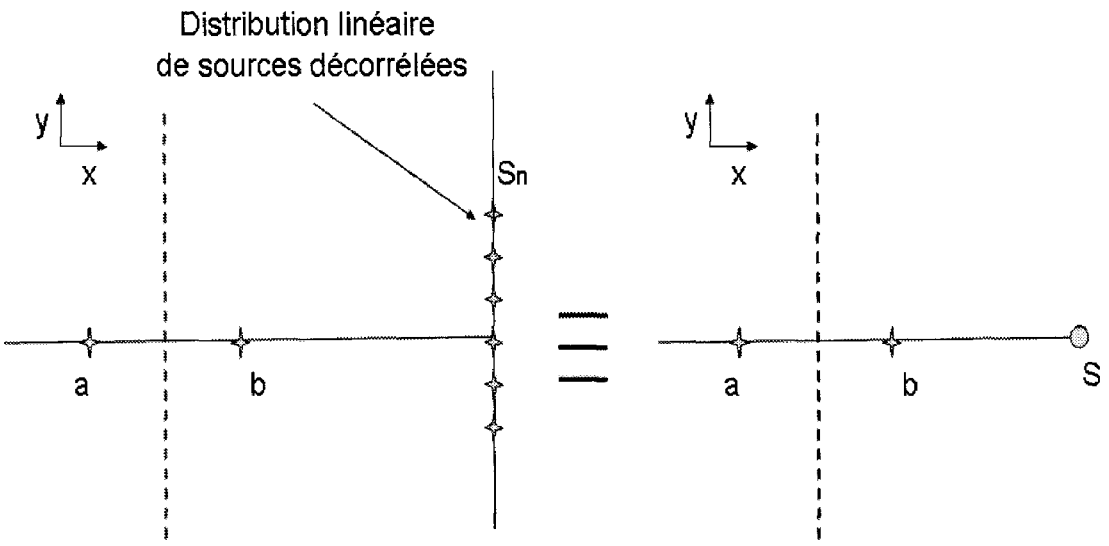


FIGURE 3.4 – Point stationnaire d'un ensemble de sources décorrélées.

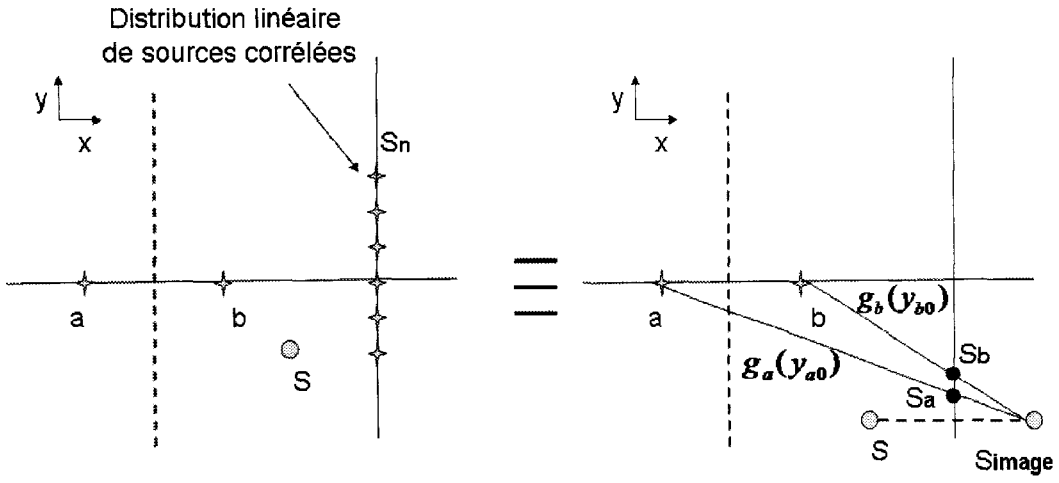


FIGURE 3.5 – Point stationnaire d'un ensemble de sources corrélées.

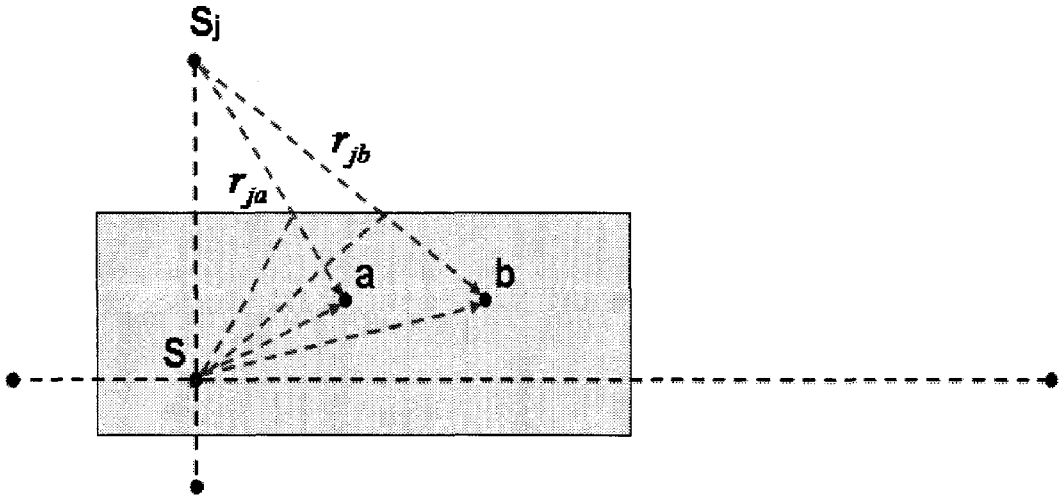


FIGURE 3.6 – Source image à l'orde 1.

plans de la structure. Pour cela, on utilise le principe des images pour établir les points sources virtuels. En effet, une onde réflechie reçue au niveau d'un récepteur i peut être considérée comme une onde directe provenant d'une source image virtuelle. Le problème revient alors à établir les coordonnées de toutes les sources images possibles, et calculer la distance entre ces sources et le récepteur considéré. La plaque considérée étant de forme rectangulaire, elle a quatre plans de réflexions. Ainsi, la source initiale a quatre sources images, chacune étant l'image par rapport à un de ces plans. Et donc à l'ordre 1, le récepteur reçoit en tout cinq ondes (une directe et quatres réfléchies), comme le montre la figure 3.6. L'ordre 2 est ainsi les images des sources images par rapport aux plans, etc...

Les réflexions à l'ordre 1 développées ci-dessus mettent clairement en évidence la difficulté du problème inverse. Il est donc impossible de s'affranchir de l'influence de la position de la source dans la fonction de corrélation. Il faut donc trouver une solution qui permet de contourner ce problème dans le but de distinguer des variations dans la fonction de corrélation dûes à une variation de la position de la source, de celles dûes à l'apparition d'un défaut. Cette solution est présentée dans la suite de ce chapitre. Mais avant cela, introduisons les réflexions pour un ordre de réflexion quelconque, qui permet de traiter le problème direct et donc d'estimer la fonction de corrélation à partir de la position de la source.

3.2.3 Réflexions pour un ordre quelconque

D'après les équations (3.1), et (3.2), le champ de déplacement en un point i, pour une force dirac appliquée en un point S, est égal à :

$$U_i(\omega) = \frac{A(\omega)}{\sqrt{r_i}} \exp[-ik\mathbf{r}_i], \tag{3.24}$$

où r_i est la distance entre i et S. Supposons maintenant que pour un ordre de réflexion n donné, il existe en tout N sources images. Le champ total reçu en i est alors la somme de tous ces champs. Il s'écrit alors :

$$U_i(r,\omega) = \sum_{j=1}^{N} U_{ji}(r,\omega) = \sum_{j=1}^{N} \frac{A(\omega)}{\sqrt{r_{ji}}} \exp[-jkr_{ji}], \tag{3.25}$$

où r_{ji} est la distance entre la source j et le récepteur i. En utilisant les équations (3.3), et (3.4), un programme Matlab a été développé pour calculer le terme $A(\omega)$ pour chaque fréquence. On se limite au mode A_0 car pour la bande de fréquence dans laquelle on travaille [1 kHz-20 kHz], et vu l'épaisseur de notre plaque (6 mm), il n'existe que les deux modes A_0 et S_0. De plus, pour une force dirac appliquée en surface, c'est surtout le mode A_0 qui est excité. De même, les distances r_{ji} peuvent être calculées en utilisant la méthode des sources images. Ainsi, il est possible d'estimer le champ de déplacement en deux points quelconques, et par la suite calculer la densité interspectrale de puissance entre ces deux points. Celle-ci étant donnée par :

$$\widehat{\varphi}_{ab}(r,\omega) = U_a^*(r,\omega)U_b(r,\omega). \tag{3.26}$$

D'où la fonction d'inter-corrélation en faisant la transformée de Fourier inverse :

$$\varphi_{ab}(r,\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \widehat{\varphi}_{ab}(r,\omega) \exp[j\omega\tau] d\omega. \tag{3.27}$$

Cet outil de simulation développé sous Matlab permet donc de calculer la fonction d'inter-corrélation entre les deux récepteurs en prenant en compte les multiples réflexions, et donc de traiter le problème direct. Cet outil est utile par la suite (chapitre 4) pour l'optimisation et la quantification des paramètres influençant la fonction d'inter-corrélation.

Notons que cet outil est très approché. Il modélise les bords de la plaque comme des miroirs parfaits. En effet, les coefficients de réflexions réels au niveau des frontières de la plaque, ainsi

que les coefficients de transmission ne sont pas pris en compte. Il néglige aussi les effets de bords attribués à la diffraction des ondes. Ceci dit, malgré les limites et les approximations de cet outil, il facilite la compréhension de l'influence de plusieurs paramètres (position de source, position du défaut) sur la fonction de corrélation. Dans le paragraphe suivant, une comparaison entre les résultats donnés par l'outil de simulation et ceux donnés par éléments finis est présentée, et montre la pertinence de celui-ci.

3.2.4 Comparaison entre l'outil de simulation et les éléments finis

Pour vérifier la pertinence du calcul et du résultat fourni par l'outil de simulation, une comparaison est faite avec les éléments finis.

Dans un premier temps, avec l'outil de simulation, une plaque d'aluminium de dimensions 2m*1m*3mm est modélisée. Soit une position de source donnée S avec comme coordonnées ($x_s = 1.5m$ et $y_s = 0.75m$), et un récepteur i placé en ($x_i = 1.02m$ et $y_i = 0.5m$). Une impulsion est appliquée au niveau de la source comme le montre la figure 3.7. Un signal de longueur 0.5 secondes est pris, et le champ de déplacement au niveau du récepteur i est calculé avec l'équation (3.24). Le signal obtenu est par la suite convolué par une fenêtre de Hanning de 5 cycles centrée en 10 kHz.

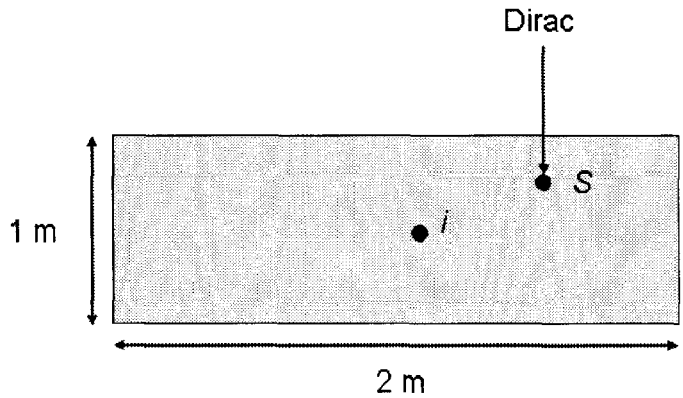


FIGURE 3.7 – Calcul par éléments finis.

Dans un deuxième temps, la même plaque avec les mêmes positions de source et de récepteur, et la même excitation est modélisée, mais cette fois avec des éléments finis. Le logiciel Atila a

été utilisé pour la modélisation numérique du champ de déplacement. Ce dernier est convolué avec une fenêtre de Hanning de 5 cycles centrée en 10 kHz. Enfin une comparaison entre les deux résultats est faite. La figure 3.8 montre la comparaison entre ces deux résultats, où la ligne pointillée est le champ de déplacement obtenu par simulation, et la ligne pleine celui obtenu par éléments finis.

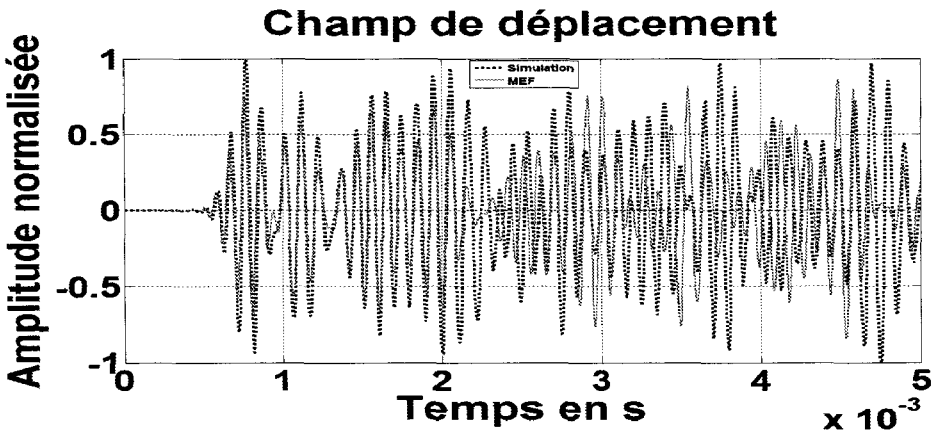


FIGURE 3.8 – Comparaison entre les éléments finis et la simulation.

La comparaison montre une bonne coincidence entre les deux résultats pour les premiers paquets d'onde du signal (jusqu'à 2 ms), puis apparaissent des différences de plus en plus importantes. En effet, ceci s'explique par la contribution de plus en plus importante des réflexions. Avec les approximations faites aux bords de la plaque (négligence des coefficients de réflexions et de transmissions réels, et des conversions des modes), on commet une erreur qui est de plus en plus importante quand les réflexions aux bords interviennent. Les premiers paquets d'ondes sont donc cohérents avec le résultat des éléments finis, alors qu'il existe des différences au niveau des amplitudes et des phases des paquets d'ondes qui suivent, qui ne sont pas représentés correctement. En effet, on ne cherche pas à reproduire les résultats exacts avec l'outil de simulation développé ci-dessus. Il constitue cependant une méthode simple et efficace pour mettre en évidence les effets fondamentaux liés aux multi-trajets. Ceci permettra notamment d'étudier des variations relatives dûes aux changements de certains paramètres (voir chapitre 4, section 4.2).

3.2.5 Conclusion

Dans cette première partie, une explication théorique de la dépendance de la position de la source a été donnée en étudiant l'influence des réflexions sur la fonction d'inter-corrélation. Ensuite, une généralisation de l'étude jusqu'à un ordre de réflexions n, a été faite dans le but de développer un outil de simulation. Cet outil permet de traiter le problème direct (donner une première estimation de la corrélation pour une position de source donnée). L'étude théorique développée permet également de se rendre compte que le problème inverse est très difficile à traiter. Il est donc très compliqué de compenser l'influence de la position de la source, et la fonction de corrélation dépendra toujours de celle-ci. Ainsi, il faut trouver une solution pour contourner le problème de l'influence de la position de source. Le paragraphe suivant présente la solution proposée, qui consiste à utiliser un troisième capteur référence. Une validation expérimentale de cette solution est par la suite donnée. Enfin, la simulation approchée développée ci-dessus est exploitée dans le chapitre 4 pour mieux comprendre l'influence de certains paramètres sur la corrélation et sur le positionnement idéal du capteur référence de la solution proposée.

3.3 Compensation de l'influence de la position de source

On a vu jusqu'ici que pour notre application, il est très difficile de séparer la position de source du résultat final. Cependant, dans le cas virtuel d'une cavité parfaitement chaotique (situation idéalisée pour avoir un champ diffus), il est possible d'éliminer assez facilement l'influence de la position de la source du résultat final. Ceci dit, pour la situation réaliste (qui correspond à notre application), le problème inverse est très compliqué à traiter. D'où la nécessité de trouver une solution qui permet de s'affranchir de la position de la source. On cherche donc à trouver un moyen pour pouvoir distinguer les changements perçus dans la fonction d'inter-corrélation dus à la variation de la position de la source, de ceux provoqués par l'apparition d'un éventuel défaut. Une solution à ce problème qui consiste à utiliser un troisième capteur référence est présentée et validée expérimentalement.

3.3.1 Situation idéalisée

On a vu précédemment (section 2.2) qu'il était possible de retrouver la fonction de Green entre deux points a et b en faisant l'inter-corrélation d'un champ diffus ambiant. Cette relation

entre ces deux fonctions est vraie dans le cas idéal où le champ existant dans la plaque est parfaitement diffus et aléatoire (figure 3.9). Dans le cas d'une source localisée, nous avons vérifié expérimentalement que ce n'était plus le cas (section 2.3). Il existe cependant une situation où la fonction de Green peut toujours être retrouvée, même pour une source localisée. Il s'agit du cas où le milieu considéré est une cavité chaotique sans pertes. Ce cas a été détaillé par Derode *et al* [68] (voir section 1.3.2).

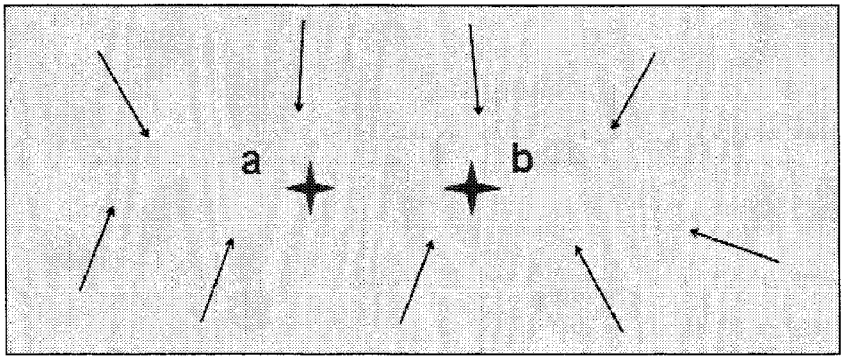


FIGURE 3.9 – Cas théorique.

Supposons une source ponctuelle localisée émettant un signal *e(t)* en un point o. Le signal reçu en un point i quelconque de la structure s'écrit :

$$u_i(t) = G_{oi}(t) \otimes e(t), \tag{3.28}$$

où $G_{oi}(t)$ est la fonction de Green entre o et i. Ainsi, la fonction d'inter-corrélation entre deux signaux reçus en deux points a et b est donnée par :

$$\varphi_{ab}(t) = u_a(-t) \otimes u_b(t) = G_{oa}(-t) \otimes G_{ob}(t) \otimes R_{ee}(t), \tag{3.29}$$

avec $R_{ee}(t) = e(-t) \otimes e(t)$, et $\otimes$ le produit de convolution. Supposons maintenant que la structure est une cavité chaotique, c'est à dire qu'elle ne présente aucune symétrie géométrique, et qu'il n'y a pas de pertes dans celle-ci. L'équation de cavité établie par Draeger *et al* [25], basée sur un calcul modal, permet d'écrire :

$$G_{oa}(-t) \otimes G_{ob}(t) = G_{ab}(-t) \otimes G_{oo}(t). \tag{3.30}$$

En supposant que *e(t)* est un bruit blanc, $R_{ee}(t)$ est un dirac, l'inter-corrélation s'écrit alors :

$$\varphi_{ab}(t) = G_{ab}(-t) \otimes G_{oo}(t). \tag{3.31}$$

La fonction d'inter-corrélation dépend donc directement de la fonction de Green G_{ab}. Cette illustration vient du fait que dans une cavité chaotique sans pertes, une impulsion émise à un instant donné, donne lieu à un champ diffus après un certain temps. En plus, dans ce cas simple, la fonction de Green exacte peut être retrouvée à condition de déconvoluer par $G_{oo}(t)$, et donc rendre le résultat indépendant de la position de la source.

3.3.2 Situation réaliste

Le paragraphe précédent montre que pour une cavité chaotique qui permet d'avoir un champ diffus, le problème inverse est facile à traiter. Alors que pour l'application réaliste en aéronautique, la structure présentant éventuellement des symétries géométriques et de l'atténuation, il est impossible d'obtenir un champ diffus. Dans ce cas, l'équation de cavité (3.30) n'est plus valable. Par conséquent l'équation (3.31) n'est plus vérifiée. Le problème inverse est donc à nouveau difficile à traiter.

Cependant, nous avons montré dans le chapitre 2 (paragraphe 2.3), que malgré le fait que la fonction d'inter-corrélation mesurée ne permet pas de retrouver la fonction de Green, celle-ci présente deux caractéristiques très intéressantes. D'un côté elle est reproductible pour une configuration de source donnée (position de source et densité spectrale d'excitation), et d'un autre côté, elle contient un grand nombre de chemins de propagation. Ainsi, à l'exception de quelques rares cas, où un défaut est invisible à toutes les fréquences contenues dans le signal, et se trouvant hors les chemins de propagation entre la source et les récepteurs (réflexions multiples comprises), cette fonction d'inter-corrélaétion est sensible au défaut, et donc potentiellement exploitable dans le cadre du CSI.

Ceci dit, pour que la fonction de corrélation soit exploitable en CSI, il faut pouvoir distinguer les changements au niveau de celle-ci dus à l'apparition d'un défaut de ceux dus aux changements des caractéristiques de la source. Dans le paragraphe suivant une solution permettant de

contourner ce problème est présentée et expérimentalement validée.

3.3.3 Solution proposée

Le but de cette solution étant de contourner le problème introduit par les caractéristiques de la source, on propose d'indexer l'information contenue dans la fonction d'inter-corrélation par la configuration de source. Pour cela, un troisième capteur c appelé "capteur référence" ayant pour rôle d'identifier les caractéristiques de la source est introduit. Ce capteur est placé loin de la zone d'inspection (voisinage de a et b) afin de le rendre le moins sensible possible à des modifications matérielles (endommagements). Cette solution est schématisée par la figure 3.10.

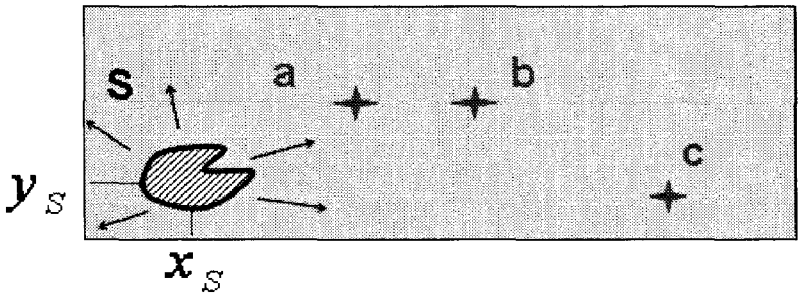


FIGURE 3.10 – Solution proposée.

Au niveau de c, l'auto-corrélation du signal reçu est calculée. Notons $R_{c,c}(t)$ cette fonction d'auto-corrélation. La solution proposée se fait en deux étapes. Une première étape consiste à identifier les caractéristiques de la source (appelé aussi configuration de source) en utilisant l'auto-corrélation $R_{c,c}(t)$, et la deuxième étape consiste à détecter la présence d'un éventuel défaut à partir de l'inter-corrélation. Ces deux étapes sont présentées ci-après.

a) Base théorique de la solution proposée

L'étape d'identification de source est basée sur le principe du retournement temporel mono-voie [25, 26]. En acoustique, cette technique très efficace permet de refocaliser un signal au point

source d'où il a été émis. Ce principe est basé sur la réciprocité acoustique. Ainsi, si une impulsion est émise en un point source donné, et que l'on enregistre le signal reçu pendant un certain temps (assez long pour prendre le plus grand nombre de propagation en compte) en un point récepteur donné, il suffit d'inverser ce signal dans le temps et le réinjecter au point récepteur pour qu'il refocalise au point source initial. Ing *et al* [65] ont exploité le retournement temporel mono-voie pour une application très intéressante qui permet de transformer n'importe quel object solide en clavier tactile. Le principe est le suivant : on choisi un certain nombre de points P sur la structure, et on place un capteur S. Pour une impulsion émise en un point P_i, le signal reçu en S est :

$$S(t) = G_{P_iS}(t), \tag{3.32}$$

où $G_{P_iS}(t)$ est la fonction de Green entre P_i et S pour un dirac appliqué en P_i. Dans un premier temps toutes les $G_{P_iS}(t)$ sont stockées dans une base de données. Dans un deuxième temps, on tape en un point P_j donné et on mesure la nouvelle réponse impulsionnelle $G_{P_jS}(t)$. Cette dernière est ensuite inversée temporellement, et convoluée avec toutes les $G_{P_iS}(t)$ de la base de données. Notons $S_i(t)$ ce produit de convolution, on a :

$$S_i(t) = G_{P_jS}(-t) \otimes G_{P_iS}(t). \tag{3.33}$$

Le champ $S_i(t)$ ainsi calculé est une corrélation ayant son maximum pour $i=j$. Ribay [67] donne plus de détails dans sa thèse sur cette technique, et sur ses limites en terme de résolution.

Pour notre application, on s'inspire de cette technique pour contourner le problème dû à l'influence des paramètres de la source. Ainsi, pour identifier la configuration de source dans laquelle on est, on définit un nombre fini de configurations. Pour chacune de ces configurations la fonction d'auto-corrélation $R_{c,c}(t)$ au niveau du capteur c est mesurée. Toutes ces auto-corrélations sont par la suite stockées dans une base de données. Une fois la base de données créée, on se place dans une configuration quelconque inconnue. On mesure l'auto-corrélation $R_{c,c}(t)$, puis on la compare à l'ensemble des $R_{c,c}(t)$ de la base de données, et on choisit celle qui lui "ressemble" le plus.

b) Détection du défaut

Une fois la configuration de source identifiée, la deuxième étape consiste à détecter un éventuel défaut. Pour celà, une base de données pour les fonctions d'inter-corrélations $R_{a,b}(t)$ entre a et b est créée, et dans laquelle l'inter-corrélation de chacune des configurations, pour une plaque saine, est stockée. Puis l'inter-corrélation mesurée est comparée à l'inter-corrélation de la configuration identifiée dans la première étape. En effet, si des différences existent entre ces deux inter-corrélations, on peut dire que ces changements sont dus à la présence d'un défaut, et non plus aux changements des caractéristiques de la source qui ont été éliminées par l'identification de la configuration.

3.3.4 Validation expérimentale

Maintenant que la solution proposée a été présentée, on s'intéresse à sa validation expérimentale avec une base de données réduite. Pour représenter le cas réaliste du paragraphe précédent, une plaque d'aluminium de dimensions 2m*1m*6mm a été utilisée. Un générateur de bruit dont la sortie est amplifiée par un haut-parleur, sur lequel la plaque est déposée, génère des vibrations dans la plaque qui constituent le champ ambiant. Avec ce haut-parleur on garde l'aspect de source localisée, et il suffit de changer les réglages de celui-ci pour changer le type de l'excitation et donc la densité spectrale de puissance de la source. Conçernant le reste du matériel, on utilise les mêmes que pour les mesures du chapitre 2. En l'occurence, pour les récepteurs on utilise deux éléments piézo-électriques PZ27 circulaires de diamètres 1cm et d'épaisseur 1mm, et un oscilloscope pour le prélèvement des signaux, ainsi qu'un Bus GPIB pour transférer les données vers l'ordinateur où la partie traitement de signal est faite. Le dispositif de cette mesure est montré à la figure 3.11.

Dans un premier temps, une base de données est créée, dans laquelle plusieurs configurations de source sont enregistrées. Pour cela, on prend plusieurs positions pour le haut parleur, et pour chaque position on excite de différentes manières. Une position i du haut parleur est identifiée par l'ensemble de coordonneés (x_i, y_i), et une excitation i est identifiée par sa densité spectrale de puissance $S_i(f)$. Ici, par souci de simplification, on montre une base de données réduite, avec uniquement quatre configurations. Une première configuration définie par l'ensemble $((x_1, y_1); S_1(f))$. La deuxième configuration a les mêmes coordonnées que la première, mais une

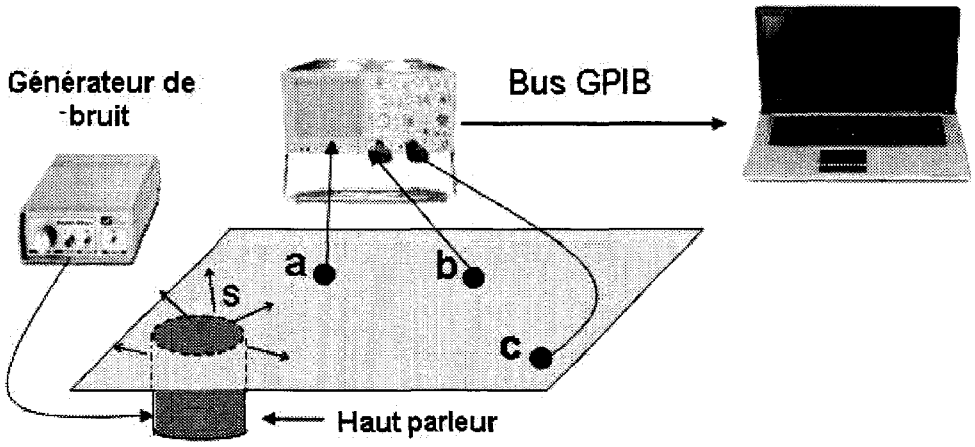


FIGURE 3.11 – Validation expérimentale de la solution proposée.

densité spectrale de puissance $S_2(f)$. De même, la troisième et la quatrième configuration ont une même position (x_2, y_2), mais des densités spectrales de puissance différentes $S_1(f)$ et $S_2(f)$. Pour chacune de ces configurations, l'auto-corrélation en c, notée $R_{c,c}(t)$, et l'inter-corrélation entre a et b, notée $R_{a,b}(t)$, sont enregistrées. Pour la base de données, une représentation temps-fréquence des fonctions d'auto-corrélations et d'inter-corrélations est choisie, pour faciliter la comparaison des mesures. L'axe des abscisses représente le temps, et celui des ordonnées les fréquences de filtrage autour desquelles les fonctions ont été filtrées. Vu la bande de fréquence dans laquelle le haut parleur amplifié choisi fonctionne (jusqu'à 10 kHz), la représentation se limite aux basses fréquences.

Pour le filtrage, la convolution sur Matlab avec une fenêtre de Hanning est utilisée. La figure 3.12 montre la base de données des auto-corrélations des configurations, et la figure 3.13 celle des inter-corrélations.

Maintenant qu'on a un petit exemple de base de données, pour valider la solution proposée on se replace dans une de ces configurations et on mesure $R_{c,c}(t)$ et $R_{a,b}(t)$. Pour cette mesure, un défaut entre a et b (figure 3.14) est introduit, pour voir s'il est possible de le détecter avec la solution proposée.

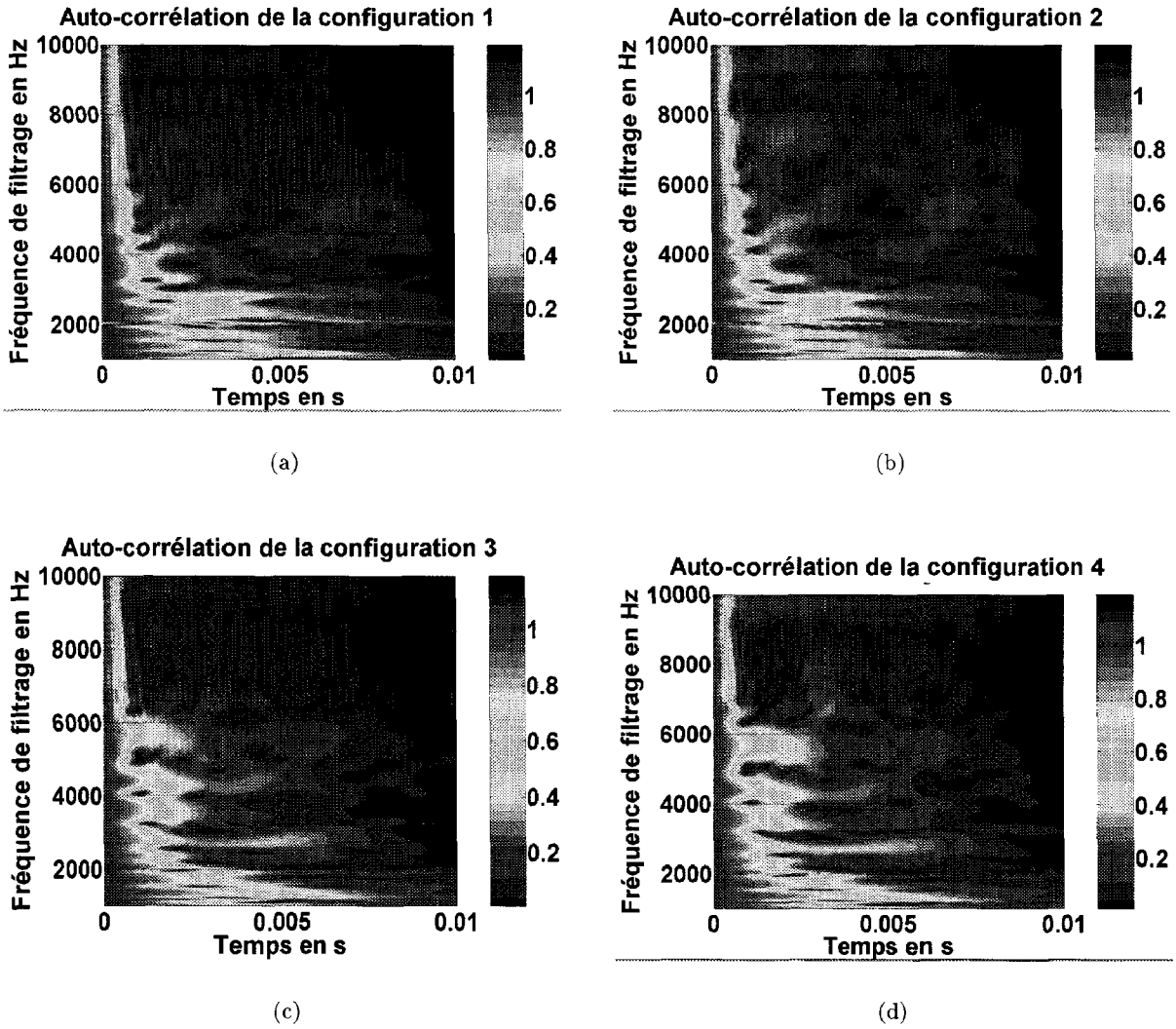


FIGURE 3.12 – Base de données des auto-corrélations.

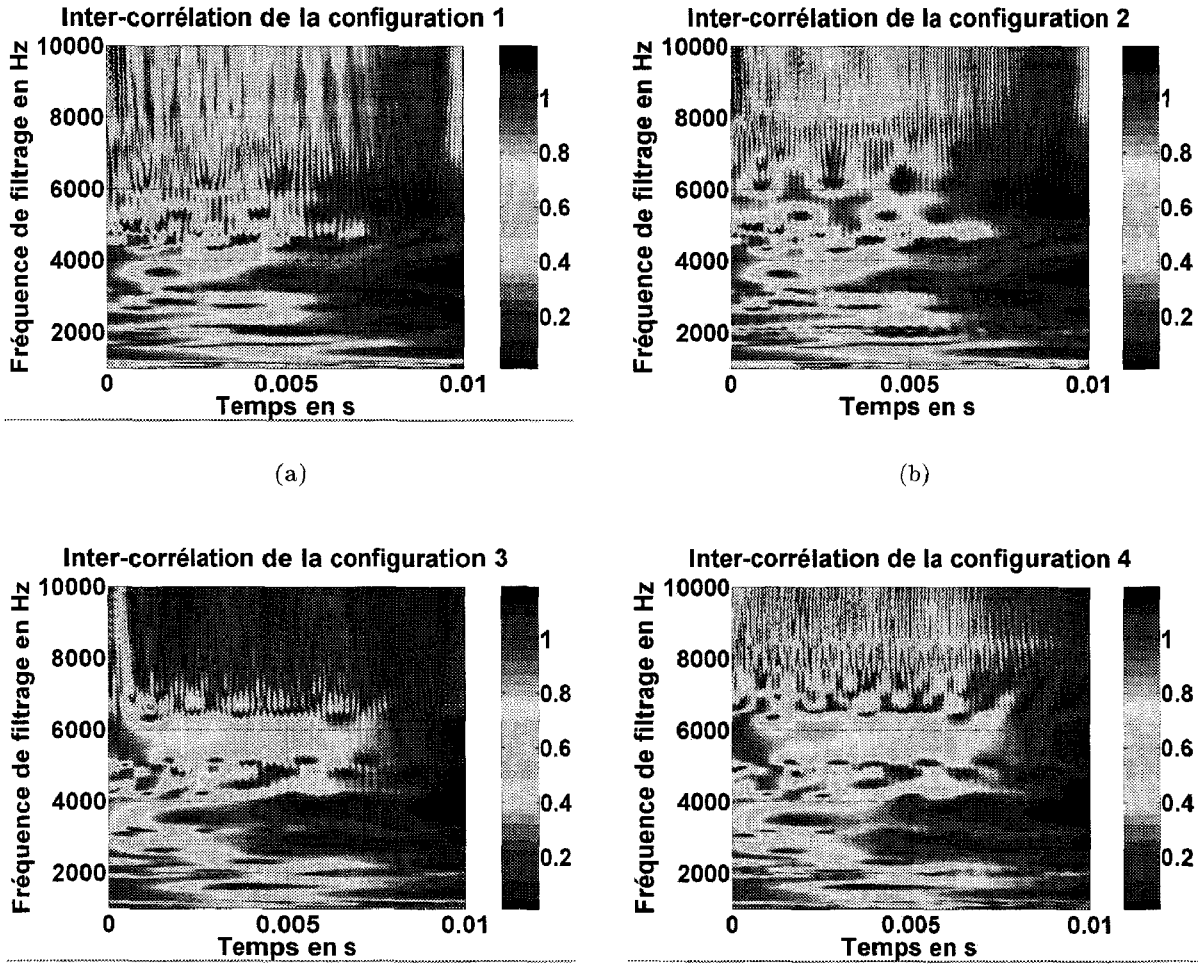


FIGURE 3.13 – Base de données des inter-corrélations.

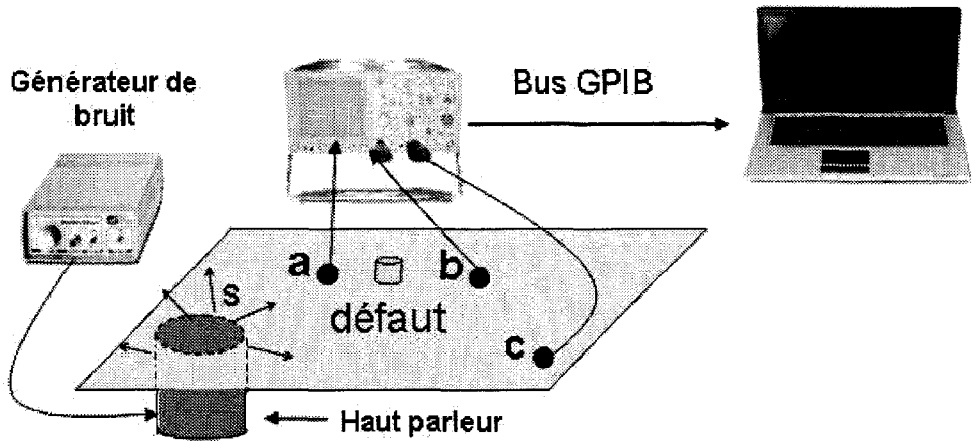


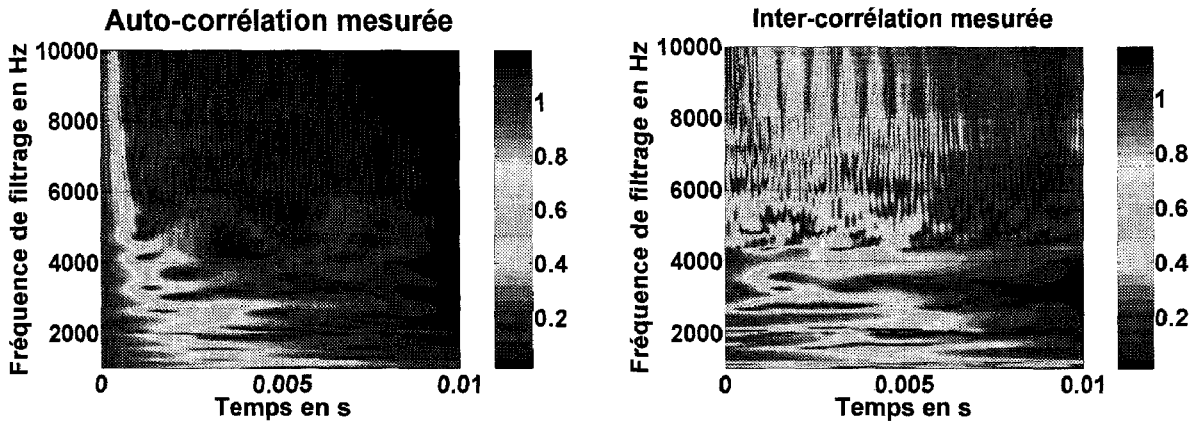
FIGURE 3.14 – Mesure avec défaut.

Pour le défaut, un cylindre en aluminium a été collé en surface. Ce défaut a été choisi car il introduit des hétérogénéités au niveau de la plaque, notamment avec un changement d'épaisseur, et donc modifie les propriétés de propagation. En plus, le fait de le coller en surface est pratique car il est possible de revenir à l'état initial de la plaque facilement en le décollant, et donc de refaire autant de mesures souhaitables. La figure 3.15 montre l'auto-corrélation et l'inter-corrélation mesurées en présence de défaut.

Dans un premier temps, on s'intéresse à l'identification de la configuration de source. L'auto-corrélation mesurée est donc comparée avec toutes les auto-corrélations de la base de données (figure 3.16).

Pour l'instant, et vu que la base de données utilisée pour la validation de la solution proposée est petite, la comparaison des images se fait à l'oeil. En regardant des zones précises (zones encerclées), la fonction d'auto-corrélation mesurée se rapproche le plus de celle de la configuration 1.

Dans un deuxième temps, on s'intéresse à la detection du défaut. La fonction d'inter-corrélation mesurée est alors comparée avec la fonction d'inter-corrélation de la configuration identifiée dans la première étape, en l'occurence l'inter-corrélation de la configuration 1. En fait, si des différences existent entre ces deux fonctions, celles-ci sont dues uniquement au défaut et non plus



(a) (b)

FIGURE 3.15 – Fonctions d'auto et d'inter-corrélation mesurées.

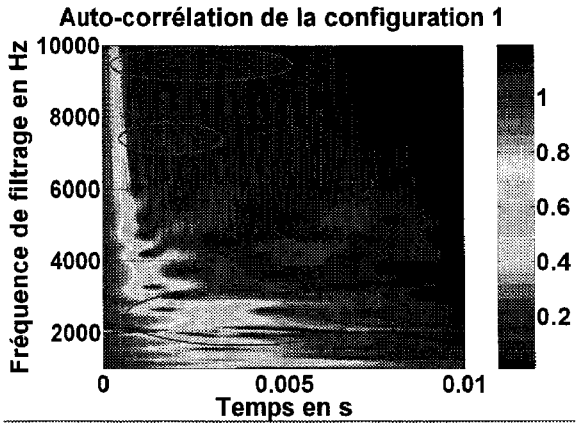
aux caractéristiques de la source qui ont été éliminées dans la première étape d'identification de la configuration. La figure 3.17 montre une comparaison entre ces deux inter-corrélations.

En regardant des zones précises, on voit qu'il y a des différences entre ces deux courbes. Ces changements mettent en évidence la sensibilité de la fonction d'inter-corrélation au défaut. En plus, il existe des zones de ressemblance, ce qui est normal vu que c'est la même configuration (position source + positions capteurs), mais avec un défaut introduit.

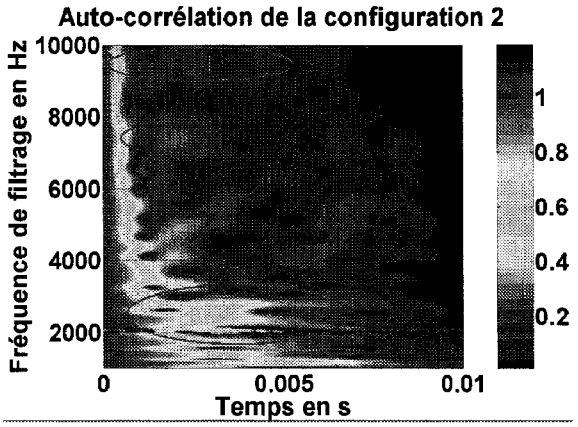
Pour cette validation expérimentale, la comparaison des courbes s'est faite à l'oeil nu car la base de données présentée est très réduite. Pour une application réelle, il faut trouver un bon compris de façon à avoir une base de données assez large de manière à séparer deux configurations assez proches (augmenter la résolution), mais pas très large non plus de manière à alléger le plus possible les temps de calcul. La partie traitement d'images ne faisant pas l'objectif majeur de cette thèse, elle n'est pas étudiée dans ce manuscrit.

3.4 Conclusion

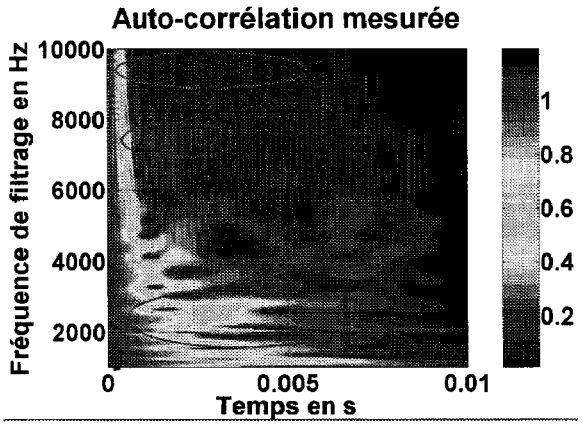
Dans ce chapitre, l'influence de la position de la source sur la fonction d'inter-corrélation avec une approche théorique qui prend en considération les réflexions aux bords a été étudiée. Cette étude théorique qui permet de traiter le problème direct a mis en évidence la difficulté du problème inverse. L'outil de simulation développé à la fin de cette approche théorique est utile



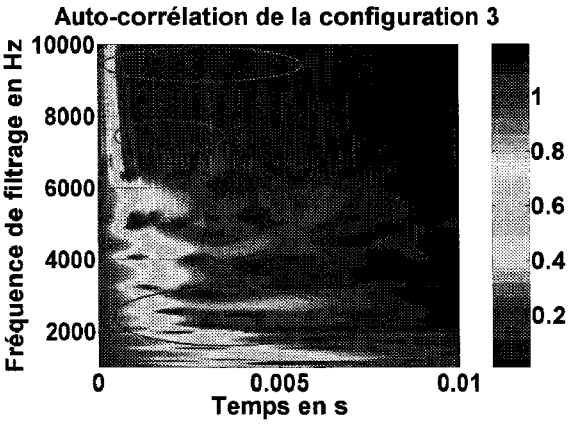
(a)



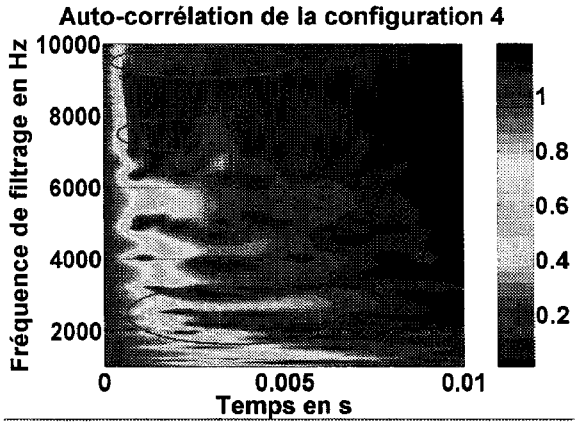
(b)



(c)

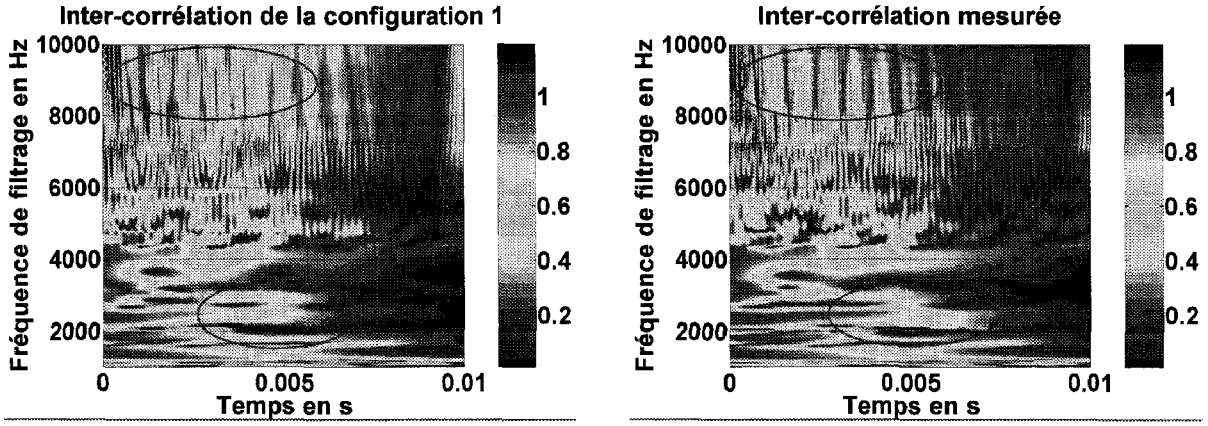


(d)



(e)

FIGURE 3.16 – Identification de la configuration.



(a) (b)

FIGURE 3.17 – Détection du défaut.

dans la suite pour la compréhension de l'influence de différents paramètres sur notre étude, car il met en évidence les principaux phénomènes acoustiques. L'intérêt de cet outil est également de pouvoir générer facilement un grand nombre de signaux types représentatifs des phénomènes physiques observés expérimentalement, utiles pour la mise au point des algorithmes de traitement et classification, pour l'identification des configurations de source (travail en perspectives).

Dans la deuxième partie de ce chapitre, une solution au problème de la dépendance de la fonction d'inter-corrélation des caractéristiques de la source (position et excitation) a été proposée. Cette solution consistant à utiliser un capteur référence et à créer une base de données permettant d'identifier les différentes configurations de source a été validée expérimentalement.

Dans le chapitre suivant, une étude et une quantification de l'influence du défaut sur la fonction d'auto-corrélation du capteur référence, par simulation, théoriquement, et expérimentalement sont présentées afin de trouver le positionnement idéal du capteur référence de manière à le rendre le moins sensible à un défaut, et le plus sensible possible à la variation de la position de la source.

Chapitre 4

Etude et quantification des paramètres

4.1 Introduction

Le but de ce chapitre est d'étudier et de quantifier l'influence du défaut sur les fonctions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation. Dans la première partie, l'exploitation de l'outil de simulation développé au chapitre précédent permet de retrouver les phénomènes physiques et acoustiques majeurs comme la sensibilité à la variation de la position de source, et l'influence de celle-ci et de la taille du défaut sur les fonctions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation. Dans la deuxième partie, une étude paramétrique est faite permettant de quantifier l'influence de différents paramètres sur la fonction d'auto-corrélation. Ces paramètres étant les distances relatives entre la source, le défaut, et le capteur référence, la réverbération du milieu, et l'importance du défaut. En effet, l'optimisation de la solution proposée au chapitre 3 nécessite une étude sur le positionnement du capteur référence de manière à le rendre le moins sensible possible à l'influence d'un défaut. Ainsi, deux approches (déterministe et statistique) de l'influence du défaut sont développées, et comparées à des résultats expérimentaux.

4.2 Quantification par simulation

4.2.1 Influence de la variation de la position de la source sur l'auto-corrélation

On a vu jusqu'ici que la variation de la position de la source influençait notablement la fonction d'inter-corrélation (paragraphe 2.3.3). Cette influence posait un problème pour l'appli-

cation contrôle santé-intégré. Pour contourner ce problème, une solution qui consiste à utiliser un capteur référence loin de la zone d'inspection a été proposée et validée expérimentalement (paragraphe 3.3). L'auto-corrélation au niveau de ce capteur a permis ainsi d'identifier les configurations de source. L'influence de ce paramètre (variation de position de source) sur la fonction d'auto-corrélation, mais également sur l'inter-corrélation entre deux points, est étudiée dans ce paragraphe. Plus les variations de source sont importantes, plus l'auto-corrélation en C, et l'inter-corrélation entre A et B sont sensibles à celle-ci. Soit une plaque d'aluminium de 2m*1m et de 6mm d'épaisseur, une source en un point S, le récepteur référence en un point C, et deux récepteurs en A et B (figure 4.1).

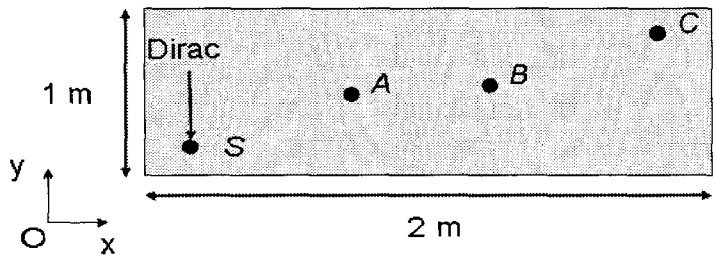


FIGURE 4.1 – Variation de la postion de la source.

Pour une impulsion appliquée en S, la fonction d'auto-corrélation du champ de déplacement reçu au niveau de C, et l'inter-corrélation entre A et B sont calculées. Les courbes sont ensuite filtrées par une fenêtre de Hanning sinusoïdale de 10 cycles centrée en une fréquence f_0. La fréquence de filtrage f_0 varie dans la bande de fréquence [1kHz-10kHz] pour une représentation temps-fréquence. Les capteurs A,B et C gardent des positions fixes tout au long des calculs. Ces positions sont respectivement (x_A=0.8m,y_A=0.5m), (x_B=1.3m,y_B=0.6m), et (x_C=1.7m,y_C=0.8m) pour A,B et C. La source S varie à partir d'une postion initiale (x_s=0.2m,y_s=0.1m) suivant les deux axes x et y. Des variations de l'ordre de quelques millimètres jusqu'à des variations de quelques dizaines de centimètres ont été faites. On passe donc d'une source de coordonnées (x_s=0.2m,y_s=0.1m) à une source de coordonnées ($x_s + \Delta x_s, y_s + \Delta y_s$).

Les analyses temps-fréquence des fonctions d'auto-corrélation sont données par les images de la figure 4.2. L'image 4.2(a) montre la fonction d'auto-corrélation pour la position de source initale, et l'image 4.2(b) montre celle obtenue en déplaçant la source de 2 mm suivant l'axe des

x (vers les x croissants), et de 2 mm suivant l'axe des y (dans le sens des y croissants). La comparaison de ces deux images montre qu'il n'y a quasiment pas de changements, ou très peu de changements, ce qui est normal vu le très faible déplacement. La même comparaison est faite maintenant mais cette fois en déplaçant la source de 10 cm suivant chacun des axes x et y (Image 4.2(c)). Dans ce cas, il apparaît beaucoup plus de changements que précédemment.

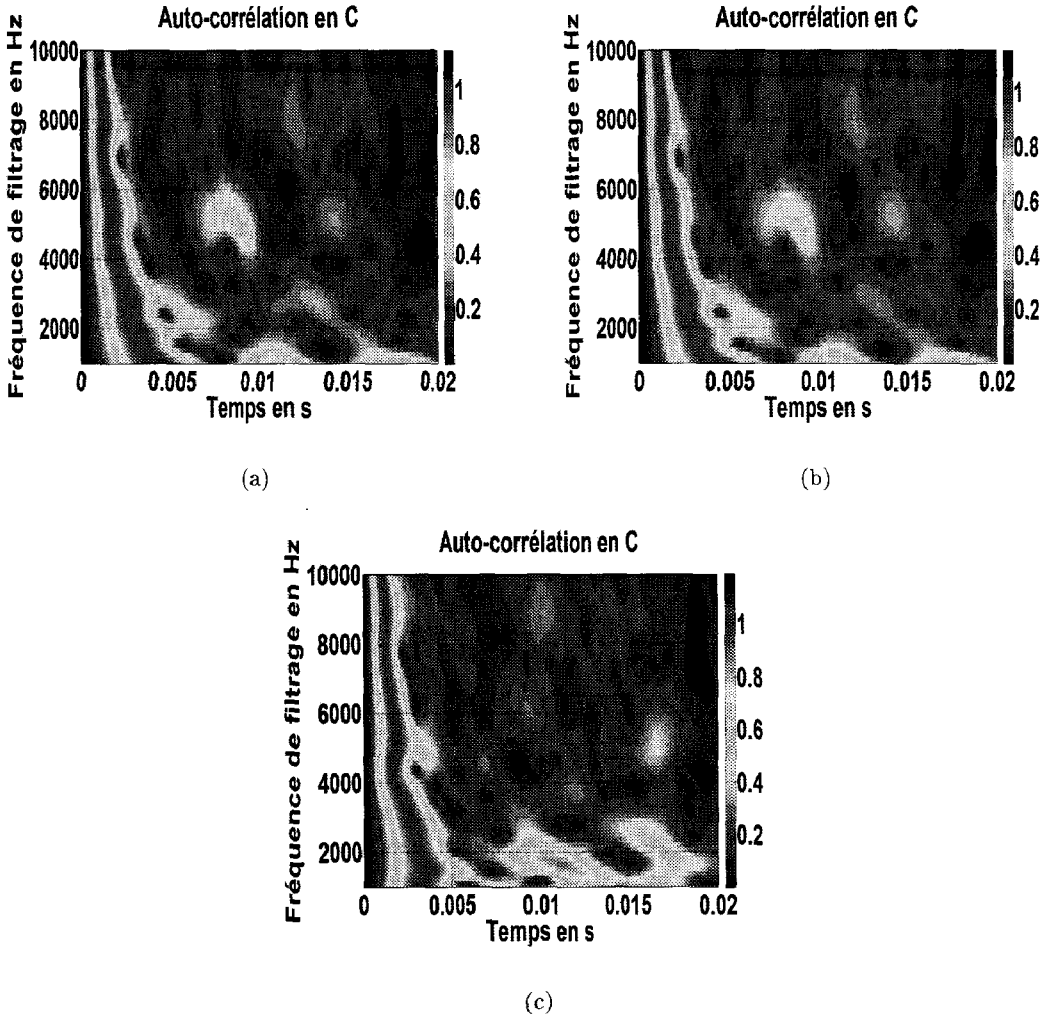


FIGURE 4.2 – Auto-corrélation en C pour (a) la position initiale; (b) pour Δx_s=2mm et Δy_s=2mm) ; (c) (Δx_s=10cm,Δy_s=10cm).

Pour les fonctions d'inter-corrélations (figure 4.3), on remarque les mêmes observations. En l'occurence, peu de changements pour des petits déplacements (2 mm), et beaucoup plus de changements pour des grandes variations (10 cm). De plus quand la fonction d'auto-corrélation

n'est pas sensible à une variation de source, automatiquement la fonction d'inter-corrélation n'est pas sensible à cette même variation. Enfin la fonction d'inter-corrélation est un peu plus sensible à une variation de source que la fonction d'auto-corrélation.

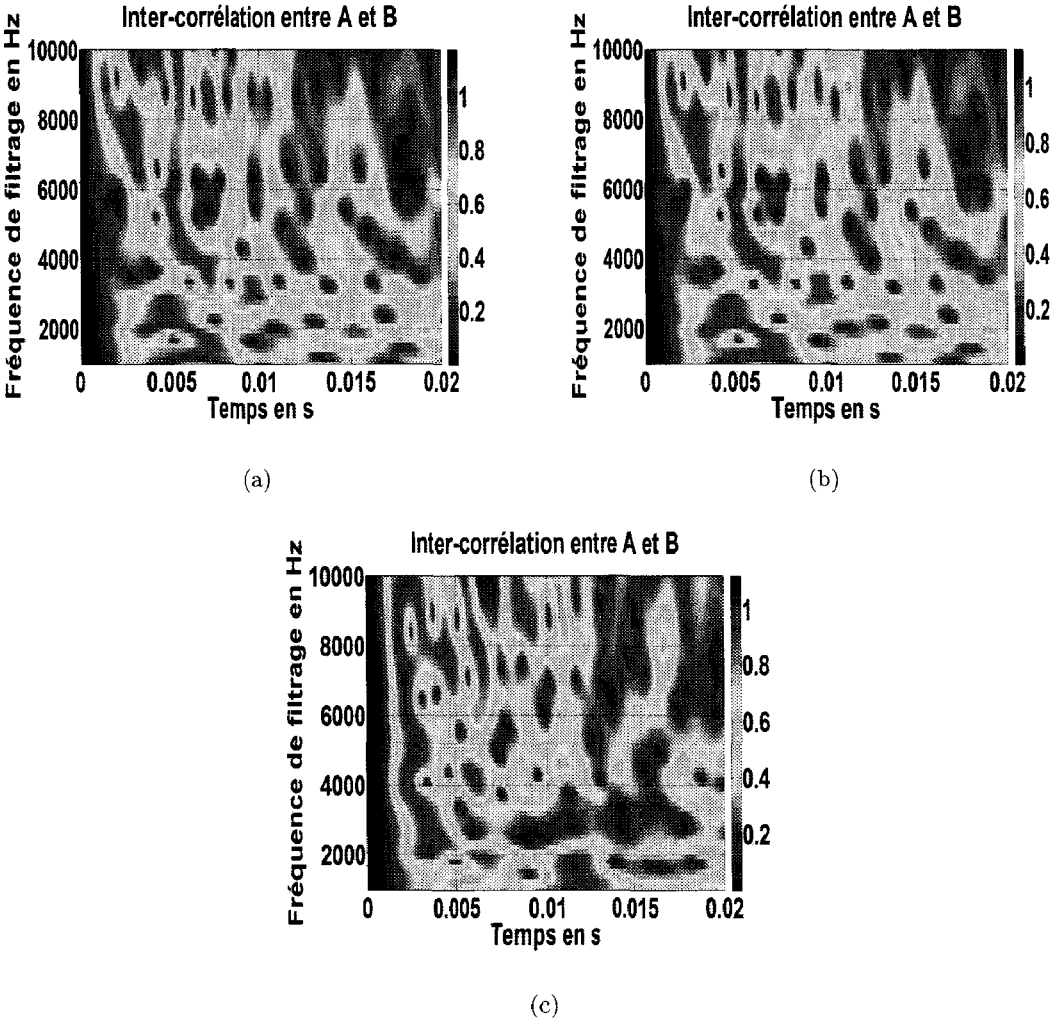


FIGURE 4.3 – Inter-corrélation entre A et B pour (a) la position initiale ; (b) pour Δx_s=2mm et Δy_s=2mm) ; (c) (Δx_s=10cm,Δy_s=10cm).

Cette série de simulations confirme le fait que la fonction d'auto-corrélation, et la fonction d'inter-corrélation sont de plus en plus sensibles aux grandes variations de positions de source.

4.2.2 Influence de la présence d'un défaut sur le positionnement de C et de S

Avant d'étudier l'influence du défaut sur le positionnement du capteur référence C et de la source S, la modélisation de celui-ci est présentée. Dans l'outil de simulation, la diffraction du défaut modélisé est négligée. C'est à dire que le défaut n'est pas modélisé comme une source secondaire qui rayonne d'une façon isotrope, mais de façon à atténuer et déphaser l'onde dès que celle-ci passe par lui. Ainsi, pour une plaque donnée, avec une source S, un capteur C et un défaut D, toutes les sources images, et toutes les images du défaut par rapport aux quatres plans de la structure (en supposant une structure rectangulaire) sont calculées, et ceci pour un ordre n donné (comme pour le développement de l'outil de simulation dans le paragraphe 3.2).

Notons S_i une source quelconque de l'ensemble des sources (source initiale + sources images), et D_i un défaut quelconque de l'ensemble des défauts (défaut initial + images du défaut). Si un défaut D_i se situe sur le chemin de propagation entre S_i et le récepteur C (figure 4.4), un déphasage et une atténuation au niveau du signal reçu par le récepteur sont introduits.

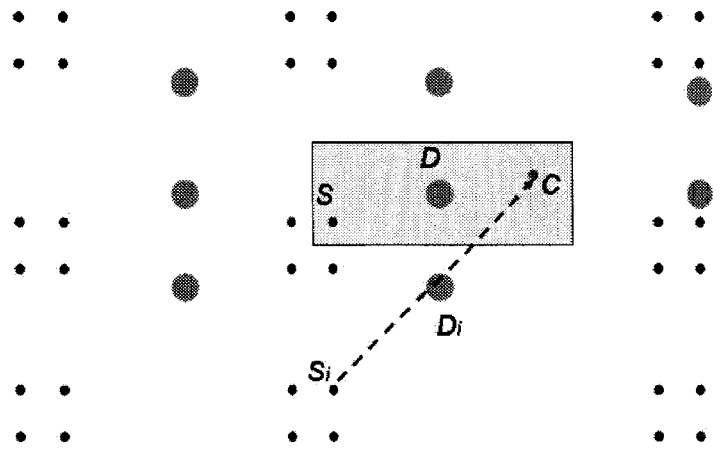


FIGURE 4.4 – Modélisation du défaut.

Même si la modélisation du défaut ne correspond pas à la réalité car sa diffraction a été négligée, les images données par l'outil de simulation mettent en évidence les phénomènes acoustiques. Il est important de souligner que le but de l'outil de simulation n'est pas de reproduire les mesures expérimentales, mais de retrouver des observations faites expérimentalement à l'aide

de cet outil. Ainsi, il est possible d'étudier l'influence de certains paramètres sur les fonctions d'auto-corrélations et d'inter-corrélations.

La présentation du défaut modélisé avec l'outil de simulation étant faite, l'étude de son influence sur le positionnement du capteur référence et de la source est maintenant présentée. Le rôle du capteur référence C étant de retrouver la configuration de source, l'auto-corrélation au niveau de celui-ci doit être le moins sensible à un défaut. Pour mieux comprendre où il doit être placé, une série de simulations a été faite. Supposons une source S de coordonnées ($x_S = 0.2m$,$y_S = 0.1m$), un défaut D de coordonnées ($x_D = 1.7m$,$y_D = 0.7m$) qui sont fixes, et un capteur C qui est placé dans un premier temps en une position C_1, puis en C_2. La première position C_1 a comme coordonnés ($x_{c_1} = 0.25m$,$y_{c_1} = 0.15m$) et elle est loin du défaut. La deuxième position C_2 de coordonnés ($x_{c_2} = 0.9m$,$y_{c_2} = 0.4m$) est plus proche du défaut que la position C_1 (figure 4.5). Pour chacune de ces deux positions, la comparaison des fonctions d'auto-corrélation avec et sans défaut est montrée à la figure 4.6.

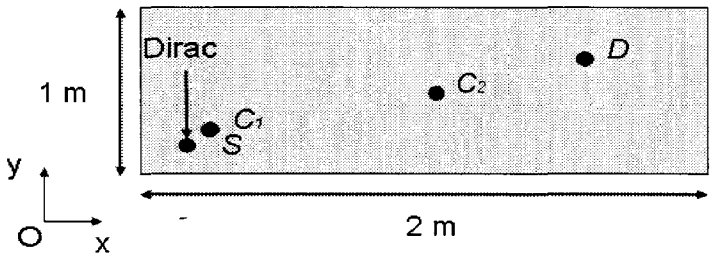


FIGURE 4.5 – Position du capteur C par rapport au défaut.

La comparaison des images 4.7(a) et 4.7(b) montre que l'auto-corrélation en C_1 est moins sensible au défaut que l'auto-corrélation en C_2 (images 4.7(c) et 4.7(d)). Ainsi, le capteur référence C doit être placé le plus loin possible du défaut. Cette observation a déja été soulignée expérimentalement en prenant le capteur référence loin de la zone d'inspection.

Le principe de réciprocité acoustique permet de supposer qu'en prenant un défaut proche de la source et un capteur référence C loin de la source (figure 4.7), l'auto-corrélation au niveau de C est plus sensible au défaut même si les deux sont assez loins l'un de l'autre.

Ceci peut être vérifié sur les images la figure 4.8 qui montrent que malgré le fait que le capteur C est très loin du défaut, l'auto-corrélation en C est sensible au défaut (différences entre 4.9(a)

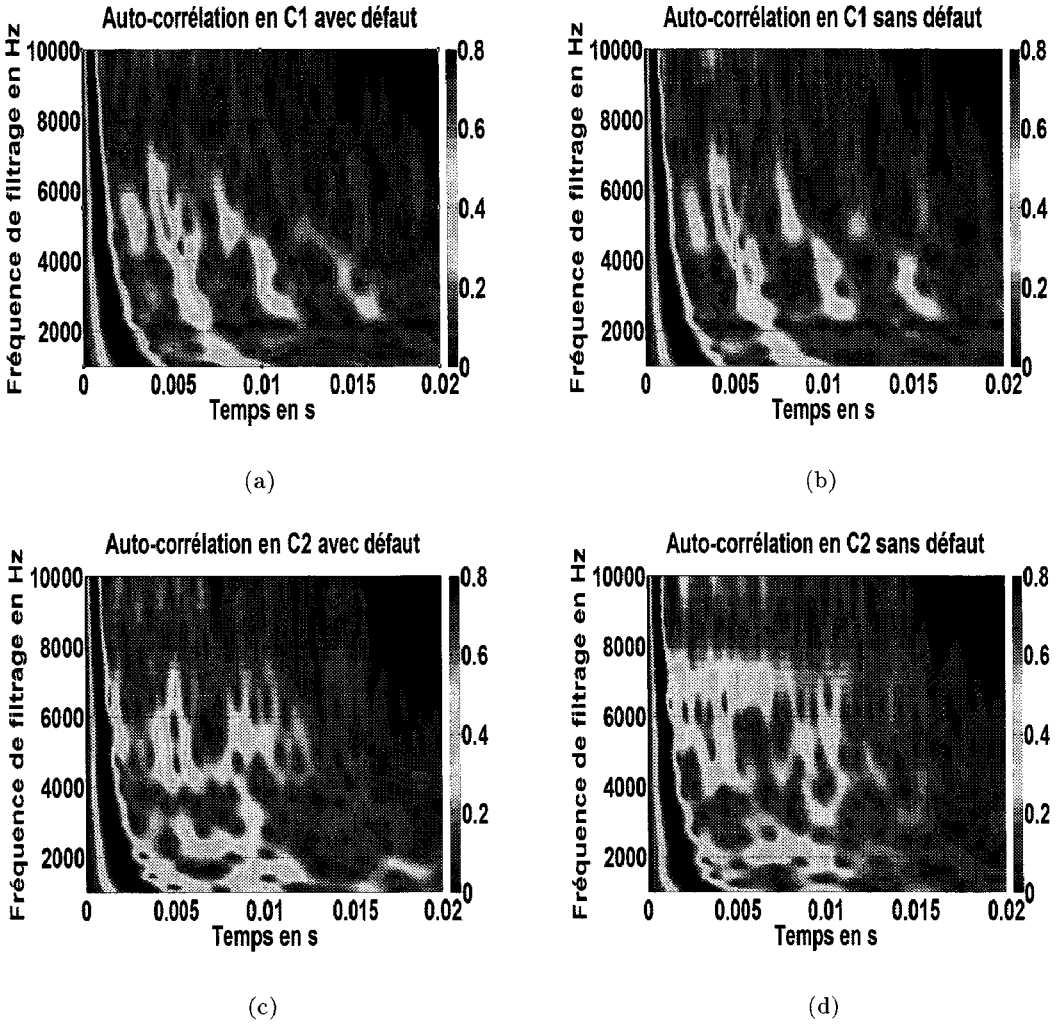


FIGURE 4.6 – Auto-corrélation en C (a) avec défaut et (b) sans défaut.

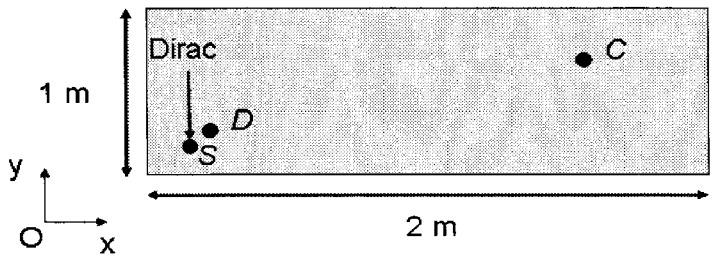
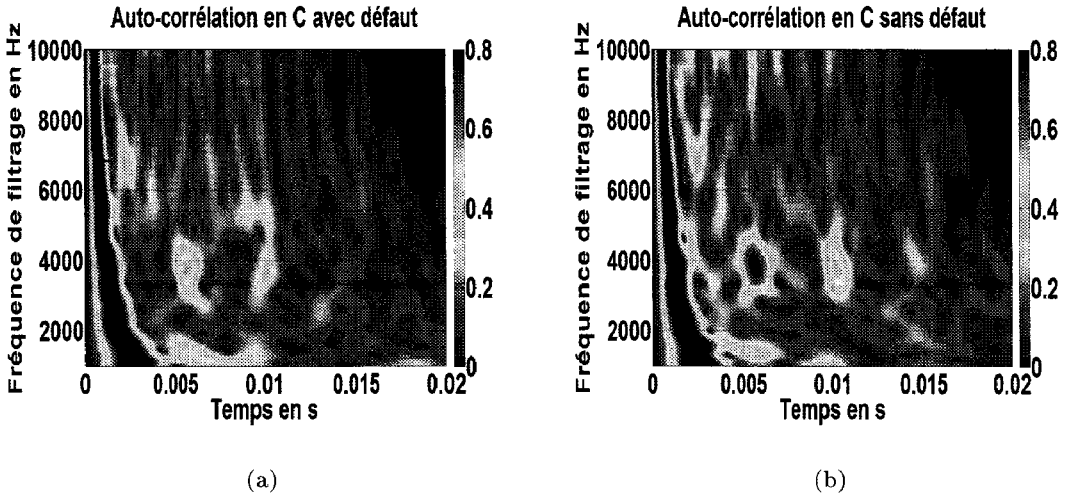


FIGURE 4.7 – Position de la source S par rapport au défaut.

et 4.9(b)).



(a) (b)

FIGURE 4.8 – Auto-corrélation en C (a) avec défaut et (b) sans défaut.

En fait, vu que le défaut est très proche de la source, l'influence de celui-ci est très importante sur le signal émis par la source, notamment sur le trajet direct, d'où l'influence importante du défaut sur la fonction d'auto-corrélation en C malgré que les deux sont assez éloignés l'un de l'autre. Cette série de simulation permet donc de conclure que le couple (Source S, Capteur référence C) doit être placé le plus loin possible de la zone d'inspection (zone présumée du défaut). Il est astucieux de les placer l'un à côté de l'autre pour diminuer l'erreur. Plus loin dans ce chapitre (section 4.3), une étude théorique qui explique cette observation est développée.

4.2.3 Influence du défaut sur la fonction d'inter-corrélation

Maintenant qu'on a une idée sur le placement du capteur référence C, deux capteurs A et B sont introduits dans la zone d'inspection. Dans un premier temps on vérifie que la fonction d'inter-corrélation entre A et B est plus sensible à un défaut que l'auto-corrélation en C (observation déja faite expérimentalement dans la solution proposée dans le chapitre 3). Dans un deuxième temps, l'influence de l'importance du défaut sur ces deux fonctions est présentée. En effet, plus le défaut est important, en terme de taille, plus il a d'influence sur les fonctions d'auto-corrélation en C et d'inter-corrélation entre A et B.

Supposons une plaque d'aluminium et trois transducteurs A ($x_A = 1.2m, y_A = 0.4m$), B ($x_B = 1.4m, y_B = 0.5m$) et C ($x_C = 0.25m, y_C = 0.15m$), une source S ($x_S = 0.2m, y_S = 0.1m$),

et un défaut circulaire de rayon 10 mm comme le montre la figure 4.9. Une impulsion est appliquée en S, et les fonctions d'auto-corrélation en C et d'inter-corrélation entre A et B, avec et sans défaut sont calculées.

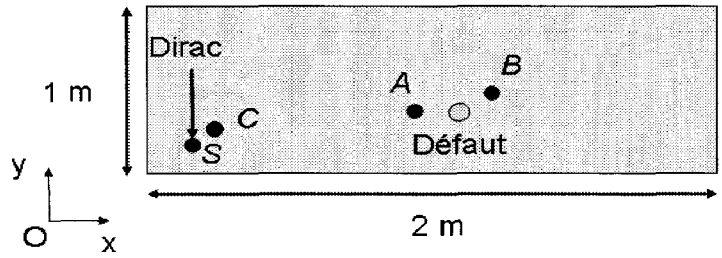


FIGURE 4.9 – Influence du défaut.

Les images sur la figure 4.10 montrent une comparaison entre la fonction d'auto-corrélation en C (a) sans défaut, et (b) avec défaut, et entre la fonction d'inter-corrélation entre A et B (c) sans défaut et (d) avec défaut.

Cette première simulation montre que la fonction d'inter-corrélation est plus sensible au défaut que la fonction d'auto-corrélation. Ceci s'explique par le fait que dans la fonction d'inter-corrélation il y a deux capteurs, et donc la probabilité que le défaut soit sur un des chemins de propagation entre la source et l'un de ces deux récepteurs est plus importante que la probabilité que le défaut soit sur un chemin de propagation entre la source et le capteur référence. Une deuxième simulation est maintenant faite mais avec un défaut plus important (de rayon 50 mm au lieu de 10 mm précédemment). Les images de la figure 4.11 montrent que les fonctions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation sont plus sensibles à ce défaut (comparé aux images de la figure 4.10). En effet, avec une taille plus grande, le défaut couvre une surface plus importante et donc il y a plus de chemins de propagation qui passent par celui-ci.

4.2.4 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, l'outil de simulation a permis de retrouver les phénomènes majeurs observés expérimentalement. En l'occurence, l'influence du défaut sur la fonction d'inter-corrélation est plus importante que sur la fonction d'auto-corrélation, et plus la taille de celui-ci est importante, plus il a d'influence. L'exploitation de cet outil a permis également d'avoir

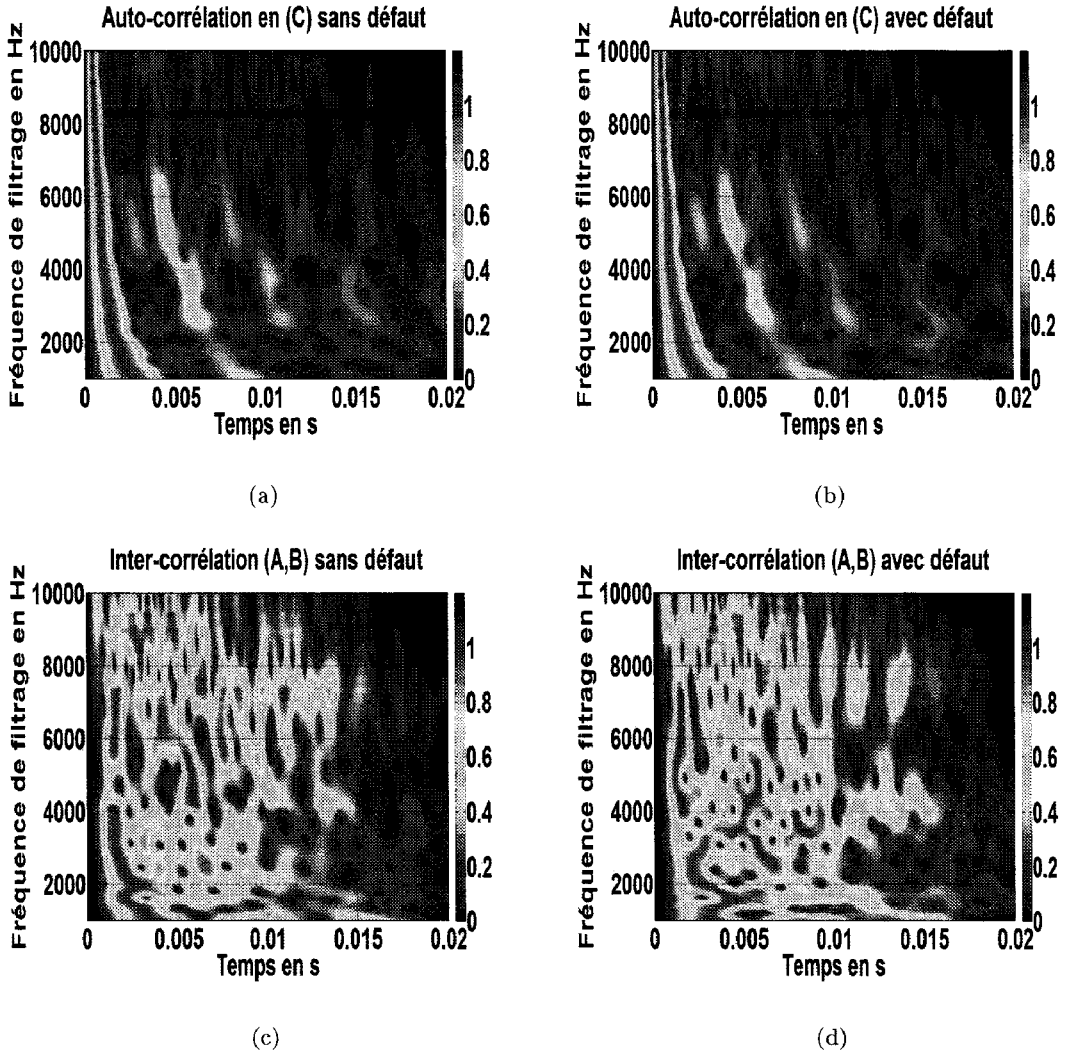


FIGURE 4.10 – Auto-corrélation en C (a) sans défaut et (b) avec défaut (10mm de diamètre), et inter-corrélation entre A et B (c) sans défaut et (d) avec défaut (10mm de diamètre).

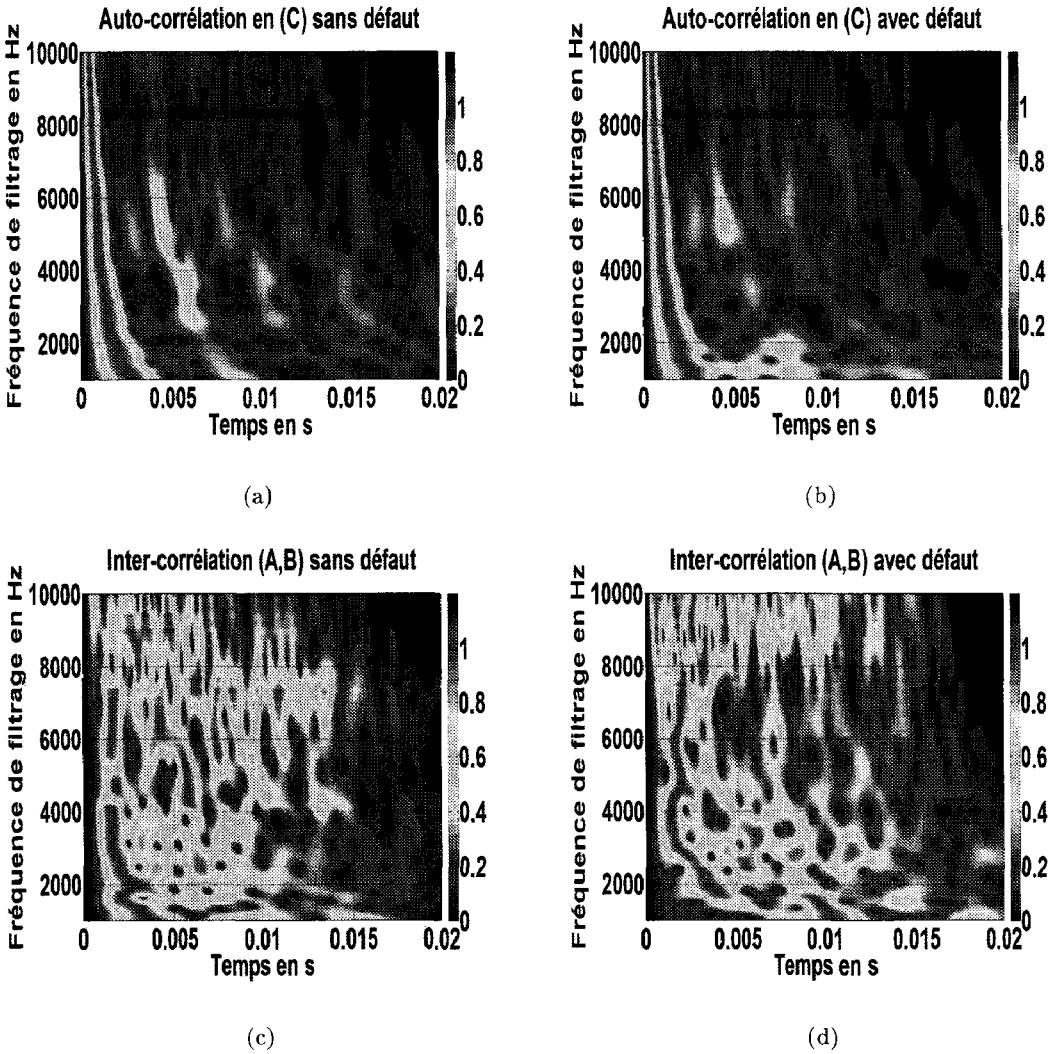


FIGURE 4.11 – Auto-corrélation en C (a) sans défaut, (b) avec défaut (50mm de diamètre), et inter-corrélation entre A et B (c) sans défaut, (d) avec défaut (50mm de diamètre).

une idée sur le placement du capteur référence C de manière à être le moins sensible possible au défaut et le plus sensible à la position de la source. Il a été observé que le capteur référence doit être placé le plus près possible de la source, et le plus loin possible de la zone d'inspection (zone présumée de la présence d'un défaut). Ceci dit, cette simulation approchée ne permet pas d'avoir une idée sur le comportement moyen de l'influence de la position du capteur référence sur la fonction de corrélation, mais donne une idée pour une configuration donnée. Ainsi, dans la suite, deux approches théoriques (déterministe et statistique) qui permettent de prévoir le comportement moyen et de quantifier ces phénomènes sont présentées, et qui confirment les observations faites à l'aide de l'outil de simulation.

4.3 Quantification de l'influence de la position du défaut sur la fonction d'auto-corrélation

L'influence du défaut étant plus ou moins importante sur la fonction d'auto-corrélation au niveau du capteur référence, dans cette partie, une étude de cette influence à l'aide d'approches théoriques est présentée. Une première approche déterministe, et une deuxième approche statistique.

4.3.1 Approche déterministe

Dans ce paragraphe, la quantification de l'influence du défaut sur la fonction d'auto-corrélation au niveau du capteur référence C est étudiée à l'aide d'une approche déterministe. Dans ce but, un paramètre noté r est introduit. Ce paramètre représente le rapport d'énergie entre la variation de l'auto-corrélation de la réponse impulsionnelle en C dûe à l'apparition d'un défaut dans la plaque, et l'auto-corrélation de la réponse impulsionnelle en C pour une plaque saine. Il permet d'étudier l'influence du défaut en fonction de sa position par rapport à la source et au capteur référence.

Une première approche consiste à supposer la fonction de Green $h_0(\mathrm{t})$ dans un milieu réverbérant entre la source S et le capteur référence C, et ce pour une plaque saine (figure 4.12).

L'enveloppe de cette fonction décroit exponentiellement. Après un filtrage passe bande autour d'une pulsation ω_0, elle peut être mise sous la forme [8] :

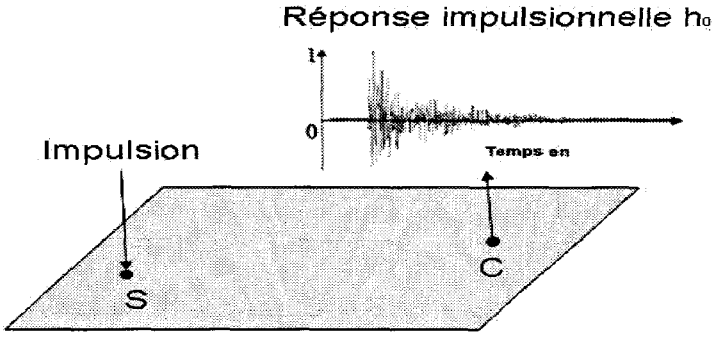


FIGURE 4.12 – Réponse impulsionnelle.

$$h_0(t) = f_{\omega_0}(t)H(t - t_0)e^{-t/\tau}, \tag{4.1}$$

où *H(t)* est l'échelon unité, τ une constante liée au temps de réverbération dans la structure, et t_0 le premier temps de vol entre la source et le récépteur C. La fonction $f_{\omega_0}(t)$ est une somme de paquets d'onde autour de la pulsation ω_0. Dans cette étude on s'intéresse aux effets dûs à la décroissance exponentielle de l'enveloppe de la fonction h_0. Ainsi, on peut assimiler $f_{\omega_0}(t)$ à une fonction sinusoïdale de la forme $\cos(\omega_0 t)$ (figure 4.13).

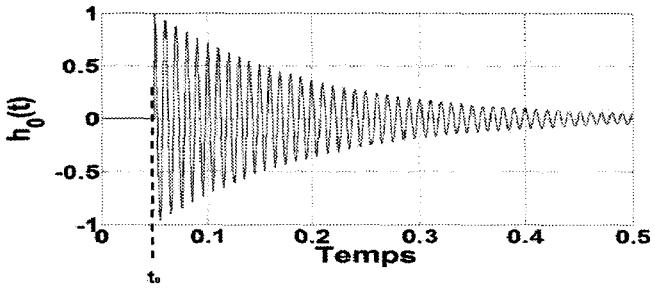


FIGURE 4.13 – $h_0(t)$.

Quand un défaut apparaît dans la plaque, la fonction de Green entre S et C, notée *h(t)* peut alors s'écrire :

$$h(t) = h_0(t) + \Delta h(t). \tag{4.2}$$

où $\Delta h(t)$ peut être interprétée physiquement comme la réponse du défaut à tous les chemins de propagation entre la source et le récepteur. Ainsi, $\Delta h(t)$ est nul pour les temps inférieurs au temps de propagation le plus court de l'onde allant de la source au défaut puis du défaut au récepteur, qu'on note t_d (figure 4.14).

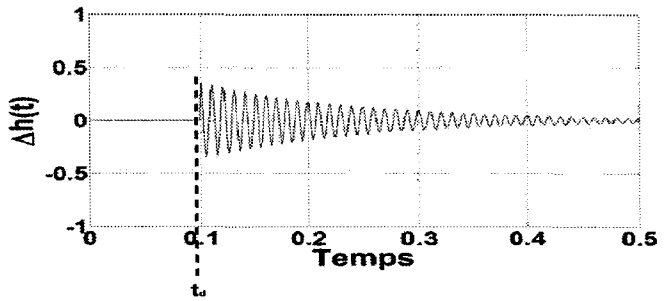


FIGURE 4.14 – $\Delta h(t)$.

Elle peut être mise sous la forme :

$$\Delta h(t) = g_{\omega_0}(t) H(t - t_d) e^{-t/\tau}, \tag{4.3}$$

où $g_{\omega_0}(t)$ peut être approchée par $-\alpha \cos(\omega_0 t)$, et où le paramètre α quantifie la réponse du défaut ($\alpha < 1$). En effet, le défaut peut être assimilé à une source secondaire émettant un signal atténué et déphasé du signal principal. Les temps de vols t_0 et $t_d = t_1 + t_2$ sont représentés sur la figure 4.15.

D'après (1.13), la fonction d'auto-corrélation de la réponse impulsionnelle avec défaut, φ_{hh} peut donc s'écrire :

$$\varphi_{hh}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(u) h(u + t) du. \tag{4.4}$$

De même, la fonction d'auto-corrélation de la réponse impulsionnelle sans défaut, $\varphi_{h_0 h_0}$, s'écrit :

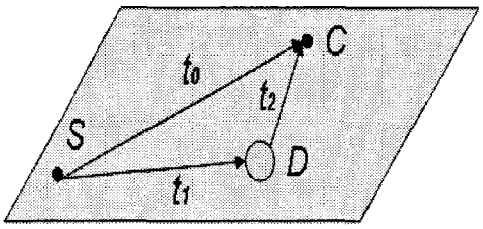


FIGURE 4.15 – Influence du défaut.

$$\varphi_{h_0h_0}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_0(u)h_0(u+t)du. \tag{4.5}$$

En notant $\Delta\varphi$ la variation entre φ_{hh} et $\varphi_{h_0h_0}$ dûe à l'apparition d'un défaut, on peut écrire :

$$\varphi_{hh}(t) = \varphi_{h_0h_0}(t) + \Delta\varphi, \tag{4.6}$$

avec :

$$\Delta\varphi = \varphi_{h_0\Delta h} + \varphi_{\Delta hh_0} + \varphi_{\Delta h\Delta h}. \tag{4.7}$$

En remplaçant h_0 et Δh par leurs formes données dans les équations (4.1) et (4.3), les quatre termes de φ_{hh} (équations 4.6 et 4.7) deviennent :

$$\varphi_{h_0\Delta h}(t) \simeq \begin{cases} -\frac{\alpha\tau}{4}\cos(\omega_0 t)e^{-2t_d/\tau}e^{t/\tau} & \text{si } t < t_d - t_0 \\ -\frac{\alpha\tau}{4}\cos(\omega_0 t)e^{-2t_0/\tau}e^{-t/\tau} & \text{si } t > t_d - t_0, \end{cases} \tag{4.8}$$

$$\varphi_{\Delta hh_0}(t) \simeq \begin{cases} -\frac{\alpha\tau}{4}\cos(\omega_0 t)e^{-2t_d/\tau}e^{-t/\tau} & \text{si } t > t_0 - t_d \\ -\frac{\alpha\tau}{4}\cos(\omega_0 t)e^{-2t_0/\tau}e^{t/\tau} & \text{si } t < t_0 - t_d, \end{cases} \tag{4.9}$$

$$\varphi_{\Delta h\Delta h}(t) \simeq \begin{cases} \frac{\alpha^2\tau}{4}\cos(\omega_0 t)e^{-2t_d/\tau}e^{-t/\tau} & \text{si } t > 0 \\ \frac{\alpha^2\tau}{4}\cos(\omega_0 t)e^{-2t_d/\tau}e^{t/\tau} & \text{si } t < 0, \end{cases} \tag{4.10}$$

et :

$$\varphi_{h_0h_0}(t) \simeq \begin{cases} \frac{\tau}{4}\cos(\omega_0 t)e^{-2t_0/\tau}e^{-t/\tau} & \text{si } t > 0 \\ \frac{\tau}{4}\cos(\omega_0 t)e^{-2t_0/\tau}e^{t/\tau} & \text{si } t < 0 \end{cases} \tag{4.11}$$

Ainsi, pour quantifier l'influence de la position du défaut sur la fonction d'auto-corrélation en C, on définit le paramètre r comme étant le rapport entre les valeurs quadratiques moyennes de $\Delta\varphi$ et de $\varphi_{h_0h_0}$. Ce dernier s'écrit alors :

$$r = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \Delta\varphi^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{h_0h_0}^2 dt}. \tag{4.12}$$

Il représente physiquement le rapport entre les énergies contenues respectivement dans $\Delta\varphi$ et $\varphi_{h_0h_0}$. Le détail des calculs des valeurs quadratriques moyennes de $\Delta\varphi$ et de $\varphi_{h_0h_0}$, n'ayant pas un grand intérêt et étant assez long, il n'est pas développé ici.

En notant $\tau_d = t_d - t_0$, on trouve :

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} \Delta\varphi^2 dt &= \frac{\alpha^2\tau^3}{16}[e^{-4t_d/\tau}e^{2\tau_d/\tau} + e^{-4t_d/\tau}\frac{4\tau_d(1-\alpha) + \tau(\alpha^2 - 2\alpha)}{\tau} \\ &\quad + e^{-2t_d/\tau}e^{-2t_0/\tau}e^{-2\tau_d/\tau}(2-2\alpha) + e^{-4t_0/\tau}e^{-2\tau_d/\tau}], \end{aligned} \tag{4.13}$$

et :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{h_0h_0}^2 dt = \frac{\tau^3}{16}e^{-4t_0/\tau}, \tag{4.14}$$

d'où r devient :

$$r = 2\alpha^2\left[e^{-2\tau_d/\tau} + \frac{(\alpha^2 - 4\alpha + 2)\tau - 4(\alpha - 1)\tau_d}{2\tau}e^{-4\tau_d/\tau}\right]. \tag{4.15}$$

Le but étant d'avoir une influence du défaut la plus faible possible sur l'auto-corrélation, il faut minimiser r. Celui-ci, d'après l'équation (4.15) dépend de trois paramètres (α, τ_d, et τ). L'évolution de r en fonction du paramètre α est donnée par la figure 4.16, qui montre une croissance de r quand α augmente.

En effet, le paramètre α représente la variation d'amplitude induite par le défaut. Ainsi, plus le défaut est influant, plus α est grand, et par conséquent r est grand.

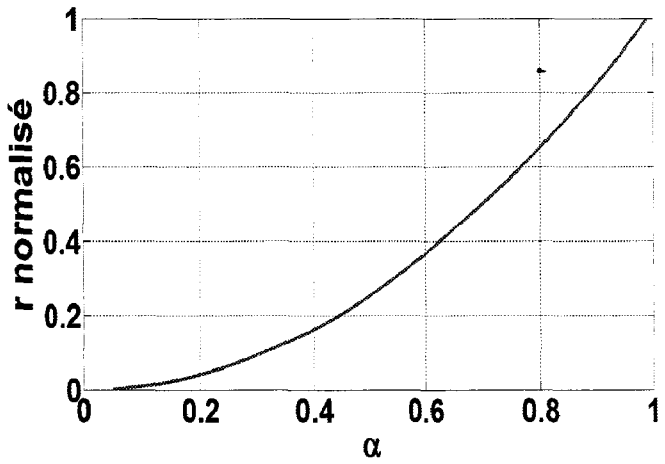


FIGURE 4.16 – Evolution de r en fonction de α.

Le deuxième paramètre est τ qui est lié au temps de réverbération de la plaque. Physiquement la réverbération est liée à l'atténuation dans la plaque. Moins la plaque est atténuante, plus τ est grand, et plus les signaux h_0 et Δh sont étalés dans le temps. Ce qui fait que les inter-corrélations dans le terme $\Delta\varphi$ (équation 4.7) sont plus importantes. Ainsi, le paramètre r doit augmenter quand τ augmente. Ceci est mis en évidence sur la courbe de la figure 4.17 qui montre l'évolution de r normalisé en fonction de τ.

Enfin, le dernier paramètre est τ_d. Ce dernier est le plus intéressant pour notre étude. En effet, vu que pour les mesures faites au sein du laboratoire on utilise une même plaque, le paramètre τ ne change pas. De même, on utilise toujours un même défaut, et donc le paramètre α est fixe aussi. Ainsi, pour un α et un τ donnés, l'évolution de r en fonction de τ_d (figure 4.18) montre que r diminue quand τ_d augmente.

Pour rappel, $\tau_d = t_d - t_0$. Il faut donc augmenter t_d et diminuer t_0 pour minimiser r. Or t_d est le temps de propagation le plus court entre la source et le défaut, puis entre le défaut et le récepteur. De plus t_0 est le temps de propagation de l'onde de la source vers le récepteur. Il faut donc que le défaut soit le plus loin possible de la source et du capteur référence C à la fois (pour un t_d grand), et que la source et le récepteur soient le plus proche possible l'un de l'autre (pour un t_0 petit).

Des mesures ont été faites et confrontées au modèle théorique déterministe développé ci-

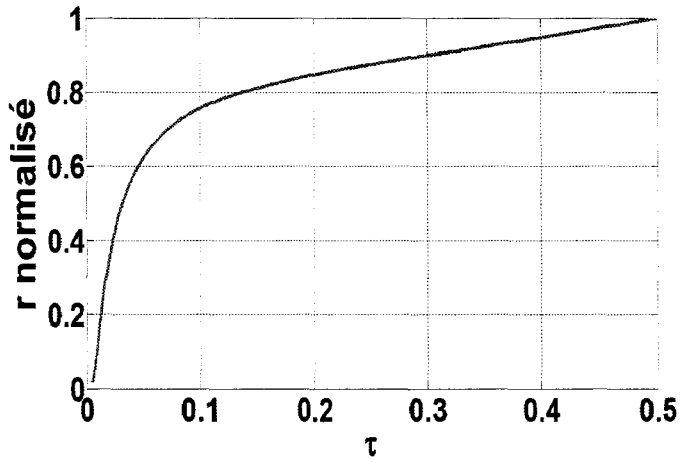


FIGURE 4.17 – Evolution de r en fonction de τ.

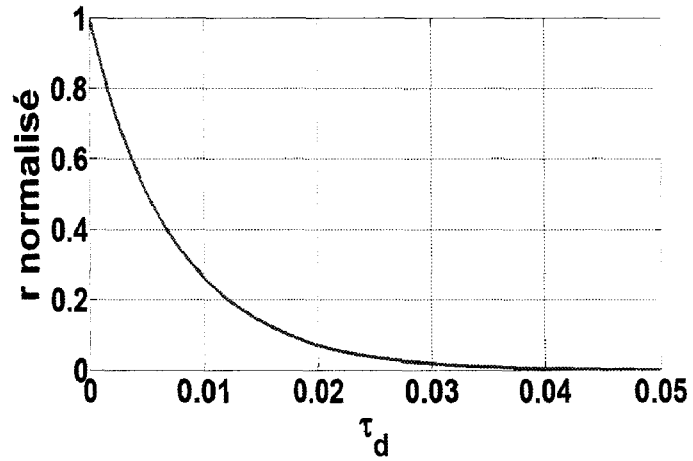


FIGURE 4.18 – Evolution de r en fonction de τ_d.

dessus. Pour cela, on a pris une plaque d'aluminium de dimensions $2m * 1m * 6mm$, une position de source, une position de capteur et plusieurs positions de défauts (figure 4.19).

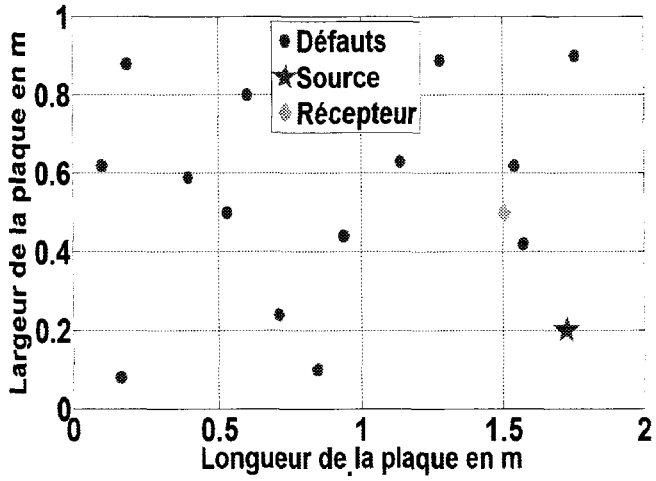


FIGURE 4.19 – Configuration expérimentale.

La figure 4.20 montre que la courbe déterministe suit en grande partie l'évolution des points expérimentaux. Ceci dit, en prenant en compte les premiers points expérimentaux, il existe une décroissance expérimentale plus importante que celle donnée par l'approche déterministe. D'où l'intérêt de faire une approche statistique plus proche de la réalité.

4.3.2 Approche statistique

Dans cette partie, une approche statistique est proposée dans le but d'en déduire un comportement moyen. Soit un signal e(t) appliqué en un point source S, et un capteur C. Le signal reçu en C est la convolution entre e(t) et la réponse impulsionnelle entre S et C. Notons $h_0(t)$ et $s_0(t)$ respectivement la réponse impulsionnelle et le signal reçu en C pour une plaque saine, et $h(t)$ et $s(t)$ respectivement la réponse impulsionnelle et le signal reçu en C pour une plaque avec défaut. Dans les deux cas, supposons que la réponse impulsionnelle est une série de diracs qui décroit exponentiellement et qui arrivent à des temps t_i avec une amplitude $A_i(t)$ pour $h_0(t)$, et à des temps t'_j et avec des amplitudes $B_j(t)$ pour $\Delta h(t)$ (avec $\Delta h(t) = h(t) - h_0(t)$). Chacun de ces diracs correspond à un chemin de propagation entre S et C, et permet donc de modéliser chaque réflexion.

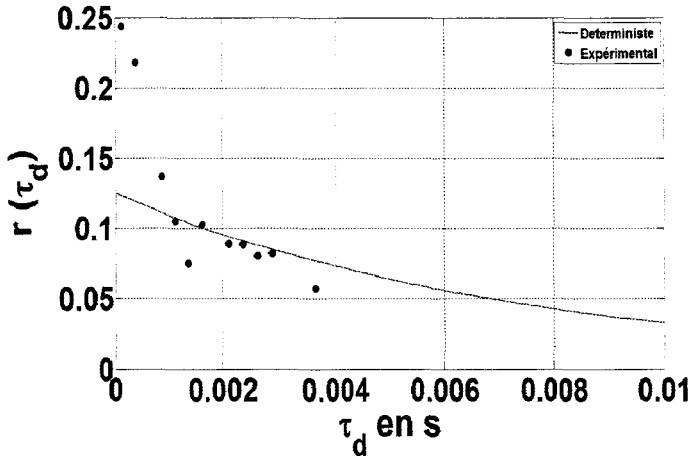


FIGURE 4.20 – Résultats expérimentaux.

Divisons le temps en plusieurs intervalles de même longueur Δt suffisamment petite pour avoir au plus "1" dirac dans chaque intervalle. Notons κ_i et $\kappa_j^{'}$ respectivement le nombre de diracs dans un tel intervalle de h_0 (figure 4.21) et de Δh (figure 4.22).

Les fonctions h_0^i et Δh^j peuvent s'écrire comme :

$$h_0^i(t) = \kappa_i A_i \delta(t - t_i), \tag{4.16}$$

avec :

$$A_i = Ae^{-t_i/\tau}, \tag{4.17}$$

$$\Delta h^j(t) = \kappa_j^{'} B_j \delta(t - t_j^{'}), \tag{4.18}$$

et

$$B_j = Be^{-t_j^{'}/\tau}. \tag{4.19}$$

où h_0^i et Δh^j sont respectivement la réponse impulsionnelle entre S et C sans défaut, et la variation de cette réponse impulsionnelle à cause de l'apparition d'un défaut, sur un intervalle Δt. Supposons que les diracs de h_0 et de Δh n'arrivent pas en même temps, les t_i et $t_j^{'}$ sont donc tous différents.

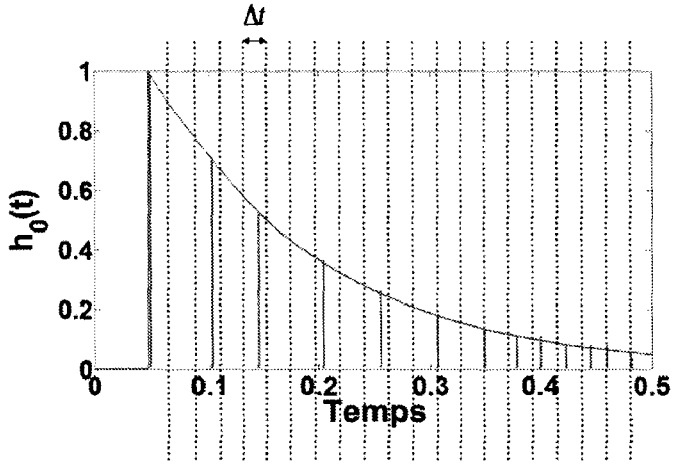


FIGURE 4.21 – $h_0(t)$ en série de diracs.

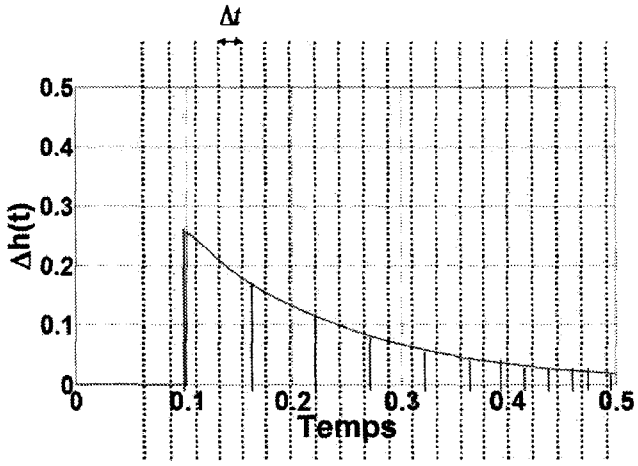


FIGURE 4.22 – $\Delta h(t)$ en série de diracs.

En sommant sur tous les intervalles Δt, $h_0(t)$ et $\Delta h(t)$ s'écrivent alors :

$$h_0(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \kappa_i A_i \delta(t - t_i), \tag{4.20}$$

et

$$\Delta h(t) = \sum_{j=1}^{\infty} \kappa_j^{'} B_j \delta(t - t_j^{'}). \tag{4.21}$$

Les signaux $s_0(t)$ et $\Delta s(t)$ ($\Delta s(t)$ étant la différence entre le signal reçu en C avec défaut et celui sans défaut) s'écrivent alors :

$$s_0(t) = e(t) \otimes h_0(t) = e(t) \otimes \sum_{i=1}^{\infty} \kappa_i A_i \delta(t - t_i), \tag{4.22}$$

et

$$\Delta s(t) = e(t) \otimes \Delta h(t) = e(t) \otimes \sum_{j=1}^{\infty} \kappa_j^{'} B_j \delta(t - t_j^{'}), \tag{4.23}$$

où $\otimes$ est le produit de convolution.

La fonction d'inter-corrélation entre ces deux signaux est donnée par :

$$\varphi_{s_0 \Delta s}(t) = s_0(-t) \otimes \Delta s(t) = e(-t) \otimes h_0(-t) \otimes e(t) \otimes \Delta s(t), \tag{4.24}$$

d'où :

$$\varphi_{s_0 \Delta s}(t) = e(-t) \otimes e(t) \otimes \sum_i \sum_j \kappa_i \kappa_j^{'} A_i B_j \delta(-t - t_i) \otimes \delta(t - t_j^{'}). \tag{4.25}$$

En notant $\varphi_{ee}(t) = e(-t) \otimes e(t)$, l'équation précédente s'écrit :

$$\varphi_{s_0 \Delta s}(t) = \varphi_{ee}(t) \otimes \sum_i \sum_j \kappa_i \kappa_j^{'} A_i B_j \delta(t + t_i - t_j^{'}). \tag{4.26}$$

Tenant compte de la propriété suivante d'un dirac :

$$\delta(z - z_0) \otimes f(z) = f(z - z_0), \tag{4.27}$$

où f est une fonction quelconque, la fonction d'inter-corrélation devient :

$$\varphi_{s_0 \Delta s}(t) = \sum_i \sum_j \kappa_i \kappa_j^{'} A_i B_j \varphi_{ee}(t + t_i - t_j^{'}). \tag{4.28}$$

Comme pour le cas déterministe, pour estimer le paramètre r il faut calculer le rapport des valeurs quadratiques moyennes. Pour calculer la valeur quadratique moyenne de $\varphi_{s_0\Delta s}(t)$, notée $E[\varphi^2_{s_0\Delta s}(t)]$, il faut d'abord calculer $\varphi^2_{s_0\Delta s}(t)$. D'après l'équation (4.28), $\varphi^2_{s_0\Delta s}(t)$ est égale à :

$$\varphi^2_{s_0\Delta s}(t) = \sum_i \sum_j \sum_k \sum_l \kappa_i \kappa_k \kappa_j' \kappa_l' A_i A_k B_j B_l \varphi_{ee}(t + t_i - t_j')\varphi_{ee}(t + t_k - t_l'). \tag{4.29}$$

Supposons e(t) une impulsion de courte durée :

$$\varphi_{ee}(t + t_i - t_j')\varphi_{ee}(t + t_k - t_l') = 0 \qquad \text{si } t_i - t_j' \neq t_k - t_l'.$$

Or avec l'hypothèse de diracs séparés dans le temps et avec des temps d'arrivées aléatoires, ceci n'est réalisable que si i=k et j=l. Les quatre sommes de l'équation (4.29) se réduisent alors en deux sommes :

$$\varphi^2_{s_0\Delta s}(t) = \sum_i \sum_j \kappa_i \kappa_j' A_i^2 B_j^2 \varphi^2_{ee}(t + t_i - t_j'). \tag{4.30}$$

L'espérance mathématique de $\varphi_{s_0\Delta s}(t)$ est alors égale à :

$$E[\varphi^2_{s_0\Delta s}(t)] = E[\varphi^2_{ee}(t) \sum_i \sum_j \kappa_i \kappa_j' A_i^2 B_j^2] = \varphi^2_{ee}(t) \sum_i \sum_j E[\kappa_i \kappa_j'] A_i^2 B_j^2. \tag{4.31}$$

Pour poursuivre les calculs, supposons que κ_i et κ_j' sont indépendantes. C'est à dire que le nombre de diracs dans un intervalle donné de $h_0(t)$ n'a pas d'influence sur le nombre de diracs dans un intervalle donné de $\Delta h(t)$. On peut donc écrire :

$$E[\kappa_i \kappa_j'] = E[\kappa_i] E[\kappa_j']. \tag{4.32}$$

Notons λ_{h_0} et $\lambda_{\Delta h}$ respectivement les probabilités par unité de temps d'avoir un dirac dans un intervalle Δu de h_0 et Δv de Δh. D'où la probabilité d'avoir un dirac dans un intervalle Δu de h_0 est $\lambda_{h_0}\Delta u$, et par conséquence la probabilité d'avoir zéro dirac est $(1 - \lambda_{h_0}\Delta u)$. De même, la probabilité d'avoir un dirac dans un intervalle Δv de Δh est $\lambda_{\Delta h}\Delta v$, et la probabilité d'avoir zéro dirac est $(1 - \lambda_{\Delta h}\Delta v)$. $E[\kappa_i]$ et $E[\kappa_j']$ sont alors égales à :

$$E[\kappa_i] = 0.(1 - \lambda_{h_0}[i]\Delta u) + 1.\lambda_{h_0}[i]\Delta u = \lambda_{h_0}[i]\Delta u, \tag{4.33}$$

et

$$E[\kappa_j^{'}] = 0.(1 - \lambda_{\Delta h}[j]\Delta v) + 1.\lambda_{\Delta h}[j]\Delta v = \lambda_{\Delta h}[j]\Delta v. \tag{4.34}$$

En remplaçant dans l'équation (4.31), l'espérance mathématique de $\varphi_{s_0\Delta s}(t)$ devient :

$$E[\varphi^2_{s_0\Delta s}(t)] = \varphi^2_{ee}(t) \sum_i \sum_j \lambda_{h_0}[i]\lambda_{\Delta h}[j]A_i^2 B_j^2 \Delta u \Delta v. \tag{4.35}$$

Pour Δu et Δv suffisamment petits, les sommes peuvent être assimiler à des sommes continues (intégrales). La relation précédente devient alors :

$$E[\varphi^2_{s_0\Delta s}(t)] = \varphi^2_{ee}(t) \int_{t_0}^{\infty} \int_{t_d}^{\infty} \lambda_{h_0}(u)\lambda_{\Delta h}(v)A(u)^2 B(v)^2 du dv. \tag{4.36}$$

Pour la fonction $h_0(t)$, la borne inférieure de l'intégrale est t_0 car le signal $h_0(t)$ commence en t=t_0. De même, la borne inférieure pour la fonction $\Delta h(t)$ est t_d car elle commence en t=t_d. Or les variables sont séparables, l'espérance s'écrit :

$$E[\varphi^2_{s_0\Delta s}(t)] = \varphi^2_{ee}(t) \int_{t_0}^{\infty} \lambda_{h_0}(u)A(u)^2 du \int_{t_d}^{\infty} \lambda_{\Delta h}(v)B(v)^2 dv. \tag{4.37}$$

De manière similaire, on peut montrer que l'espérance mathématique de $\varphi_{\Delta s s_0}(t)$ est égale à celle de $\varphi_{s_0\Delta s}(t)$:

$$E[\varphi^2_{\Delta_s s_0}(t)] = E[\varphi^2_{s_0\Delta s}(t)]. \tag{4.38}$$

De même, on peut facilement calculer les espérances mathématiques de $\varphi_{\Delta s\Delta s}(t)$ et de $\varphi_{s_0 s_0}(t)$. Ces espérances sont données respectivement par les deux équations suivantes :

$$E[\varphi^2_{\Delta_s\Delta_s}(t)] = \varphi^2_{ee}(t) \left(\int_{t_d}^{\infty} \lambda_{\Delta h}(v)B(v)^2 dv \right)^2, \tag{4.39}$$

et

$$E[\varphi^2_{s_0 s_0}(t)] = \varphi^2_{ee}(t) \left(\int_{t_0}^{\infty} \lambda_{h_0}(u)A(u)^2 du \right)^2, \tag{4.40}$$

En introduisant les équations (4.7), (4.37), (4.38), (4.39), et (4.40) dans l'équation (4.12), le paramètre r ainsi recherché est donné par :

$$r = \frac{E[\varphi^2_{s_0\Delta_s}(t)] + E[\varphi^2_{\Delta_s s_0}(t)] + E[\varphi^2_{\Delta_s\Delta_s}(t)]}{E[\varphi^2_{s_0 s_0}(t)]}, \tag{4.41}$$

d'où :

$$r = \frac{2\left(\int_{t_0}^{\infty} \lambda_{h_0}(u)A(u)^2du\right)\left(\int_{t_d}^{\infty} \lambda_{\Delta h}(v)B(v)^2dv\right) + \left(\int_{t_d}^{\infty} \lambda_{\Delta h}(v)B(v)^2dv\right)^2}{\left(\int_{t_0}^{\infty} \lambda_{h_0}(u)A(u)^2du\right)^2}, \tag{4.42}$$

avec, comme déja vu dans les équations (4.17) et (4.19), :

$$A(u) = Ae^{-u/\tau}, \tag{4.43}$$

et :

$$B(v) = Be^{-v/\tau}. \tag{4.44}$$

Dans le paragraphe suivant, le cas particulier de distribution uniforme est étudié.

a) Cas particulier : Distribution uniforme

Supposons maintenant une distribution uniforme des temps d'arrivée des diracs, c'est à dire que λ_{h_0}=$\lambda_{\Delta h}$=constante. En prenant $e^{-u/\tau}$ et $\alpha e^{-v/\tau}$ comme enveloppes exponentielles respectives pour *A(u)* et *B(v)*, on trouve d'après les équations (4.37),(4.38),(4.39),(4.40) et (4.42) ci-dessus :

$$r = 2\alpha^2 e^{-2\tau_d/\tau} + \alpha^4 e^{-4\tau_d/\tau}. \tag{4.45}$$

Comparons maintenant ce résultat au cas déterministe. D'après l'équation (4.7) de l'étude déterministe, $\Delta\varphi$ est donnée par :

$$\Delta\varphi = \varphi_{h_0\Delta h} + \varphi_{\Delta h h_0} + \varphi_{\Delta h\Delta h}. \tag{4.46}$$

D'où :

$$(\Delta\varphi)^2 = \varphi^2_{h_0\Delta h} + \varphi^2_{\Delta h h_0} + \varphi^2_{\Delta h\Delta h} + 2\varphi_{h_0\Delta h}\varphi_{\Delta h h_0} + 2\varphi_{\Delta h\Delta h}\varphi_{h_0\Delta h} + 2\varphi_{\Delta h\Delta h}\varphi_{\Delta h h_0}. \quad (4.47)$$

Avec l'hypothèse de diracs séparés faite, tous les produits croisés des inter-corrélations ou des auto-corrélations de l'étude déterministe sont nuls, il ne reste plus que les trois premiers termes (les termes au carré), d'où :

$$(\Delta\varphi)^2 = \varphi^2_{h_0\Delta h} + \varphi^2_{\Delta h h_0} + \varphi^2_{\Delta h\Delta h}. \quad (4.48)$$

En notant $\tau_d = t_d - t_0$, on trouve d'après les équations (4.8), (4.9), (4.10) et (4.11) de l'étude déterministe :

$$\int_{-\infty}^{\infty} (\Delta\varphi)^2 dt = \frac{\alpha^2\tau^3}{4}\left[\alpha^2 e^{-4t_d/\tau} + e^{-4t_0/\tau}e^{-2\tau_d/\tau} + +e^{-4t_d/\tau}e^{2\tau_d/\tau}\right], \quad (4.49)$$

et :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi^2_{h_0 h_0} dt = \frac{\tau^3}{4}e^{-4t_0/\tau}, \quad (4.50)$$

Le paramètre r est alors donné par :

$$r = 2\alpha^2 e^{-2\tau_d/\tau} + \alpha^4 e^{-4\tau_d/\tau}. \quad (4.51)$$

Ce qui donne le même résultat que pour l'approche déterministe en supposant nuls les produits croisés des auto-corrélations et des inter-corrélations. Ainsi, en prenant une distribution uniforme dans l'approche statistique (λ_{h_0}=$\lambda_{\Delta h}$=constante), on trouve le même résultat que pour l'approche déterministe en supposant nuls les produits croisés des auto-corrélations et des inter-corrélations.

Dans la suite, une estimation des densités de probabilité λ_{h_0} et $\lambda_{\Delta h}$ est faite pour pouvoir calculer le paramètre r dans un cas plus général que la distribution uniforme.

b) Estimation des densités de probabilité λ_{h_0} et $\lambda_{\Delta h}$

Cherchons d'abord à estimer λ_{h_0} qui ne dépend pas du défaut. Ensuite, l'estimation de $\lambda_{\Delta h}$ se fait dans deux cas extrêmes (défaut jouant le rôle d'une source secondaire isotrope, et défaut

unidirectionnel où la diffraction est négligée). Le cas réel est évidement compris entre ces deux cas limites.

Estimation de λ_{h_0}

Calculons la densité des temps d'arrivée λ_{h_0} des diracs dans un un certain intervalle de temps dt. Le problème se ramène donc à calculer le nombre de sources images, noté $F_{h_0}(r)$, qui se situent à une distance donnée r du récepteur C. Considérons maintenant une plaque rectangulaire de dimensions AB avec une source S et un capteur C. Les images de la source initiale sont calculées avec la méthode des sources images (figure 4.23). J.Cuenca *et al* [66] ont remarqué que pour établir l'ensemble des sources images, on peut considérer une cellule élémentaire constituée de quatre rectangles, et reproduire cette cellule.

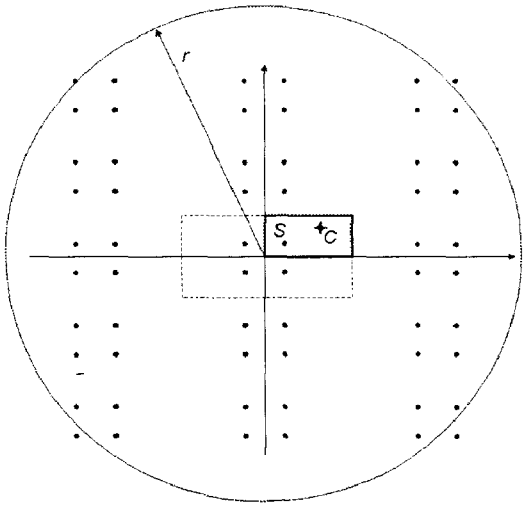


FIGURE 4.23 – Constitution des sources images.

Ainsi, le nombre moyen de sources existants dans un cercle de rayon r, $F_{h_0}(r)$, est égal au nombre moyen de rectangles de dimensions $A.B$ qu'on peut mettre dans ce cercle. La fonction $F_{h_0}(r)$ est donc égale à :

$$F_{h_0}(r) \simeq \frac{\pi r^2}{AB}. \tag{4.52}$$

Le nombre de temps d'arrivée $F_{h_0}(t)$ s'écrit alors :

$$F_{h_0}(t) \simeq \frac{\pi c^2 t^2}{AB}, \tag{4.53}$$

où c est la vitesse de propagation.

La densité des temps d'arrivée $\lambda_{h_0}(t)$ est définie comme étant la dérivée par rapport au temps de $F_{h_0}(t)$. Elle s'écrit alors :

$$\lambda_{h_0}(t) \simeq \frac{dF_{h_0}(t)}{dt} \simeq \frac{2\pi c^2 t}{AB} = \beta t, \tag{4.54}$$

avec $\beta = 2\pi c^2/AB$.

Dans la suite on va calculer le $\lambda_{\Delta h}$ qui lui va dépendre du comportement du défaut. Deux cas limites sont considérés : un défaut émettant d'une façon isotrope et un défaut unidirectionnel (sa diffraction est négligée).

Estimation de $\lambda_{\Delta h}$ pour un défaut isotrope

Dans cette première partie, considèrons un défaut qui reémet le signal reçu par la source principale d'une façon isotrope. Soit une source S qui émet un signal. Supposons qu'à un instant u donné un dirac arrive au niveau du défaut provenant de la source S. Dans ce cas, et comme le défaut D est isotrope, il joue le rôle d'une nouvelle source qui émet dans toutes les directions de façon équivalente, et pour laquelle il faut trouver toutes les sources images comme pour la source initiale. Ainsi, le récepteur C reçoit une nouvelle série de diracs (provenant cette fois du défaut) avec une densité d'arrivée égale à celle calculée dans le paragraphe précédent (car le défaut joue le rôle d'une nouvelle source), mais avec un décalage temporel u, et donc $\lambda_{h_0}(t-u)$.

Cette densité prend en compte un dirac arrivé au défaut. D'où la densité totale cherchée est l'intégrale sur tous les temps u. Ainsi, la densité $\lambda_{\Delta h}$ cherchée est égale à :

$$\lambda_{\Delta h}(t) = \int_u \lambda_{h_0}(t-u)dn(u), \tag{4.55}$$

avec *dn(u)* le nombre de diracs qui arrivent au niveau du défaut dans l'intervalle de temps $[u\,;u+du]$. La valeur de *dn(u)* est alors donnée par la densité de diracs reçus au niveau du défaut multipliée par *du*. Or cette densité n'est rien d'autre que $\lambda_{h_0}(t)$ (dans ce cas le défaut joue le rôle du récepteur du paragraphe précédent). On a ainsi :

$$\lambda_{\Delta h}(t) = \int_u \lambda_{h_0}(u)\lambda_{h_0}(t-u)du. \tag{4.56}$$

Reste maintenant à déterminer les bornes d'intégration. Pour la borne inférieure, u doit être supérieur au temps de propagation de la source au défaut, noté t_1. Pour la borne supérieure, la causalité impose que u doit être inférieur à $t - t_2$, avec t_2 le temps de propagation du défaut au récepteur (figure 4.24).

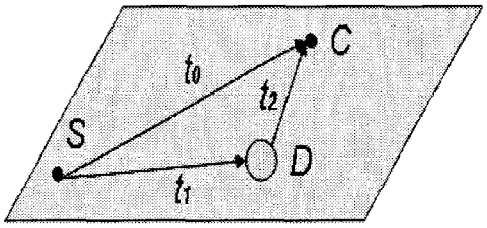


FIGURE 4.24 – Influence du défaut.

En effet, l'influence du défaut au niveau du récepteur à un instant donné t ne peut exister que si le dirac provenant du défaut a été envoyé avant l'instant $t - t_2$. La densité de probabilité ainsi recherchée est donnée par :

$$\lambda_{\Delta h}(t) = \int_{t_1}^{t-t_2} \lambda_{h_0}(u)\lambda_{h_0}(t-u)du. \tag{4.57}$$

D'après (4.54), cette densité devient :

$$\lambda_{\Delta h}(t) = \frac{\beta^2 t^3 - 3\beta^2(t_1^2 + t_2^2)t + 2\beta^2(t_1^3 + t_2^3)}{6}. \tag{4.58}$$

Avec cette densité de probabilité calculée, le paramètre r introduit peut être estimer pour un défaut isotrope. D'après (4.37), (4.38), (4.39), (4.40), (4.42), (4.54), et (4.58), r est égal à :

$$r_{emission} = \frac{2B_{emission}}{A_{emission}} e^{-2\tau_d/\tau} + \frac{B^2_{emission}}{A^2_{emission}} e^{-4\tau_d/\tau}, \tag{4.59}$$

avec :

$$A_{emission} = \beta t_0 \frac{\tau}{2} + \beta \frac{\tau^2}{4}, \tag{4.60}$$

et

$$B_{emission} = \frac{\alpha^2\beta^2}{48}\left(4t_d^3\tau + 6t_d^2\tau^2 + 6t_d\tau^3 + 3\tau^4\right) - \frac{\alpha^2\beta^2}{8}\left(t_1^2 + t_2^2\right)\left(2t_d\tau + \tau^2\right) + \frac{\alpha^2\beta^2}{6}\tau\left(t_1^3 + t_2^3\right). \tag{4.61}$$

Estimation de $\lambda_{\Delta h}$ pour un défaut unidirectionnel

Dans cette deuxième partie, la diffraction du défaut est négligée. Pour ce type de défaut, le problème est plus facile. La densité $\lambda_{\Delta h}$ est une fraction de λ_{h_0}. En effet, seule une portion des chemins de propagation entre les sources images et le récepteur passe par le défaut. La probabilité $\lambda_{\Delta h}$ s'écrit alors :

$$\lambda_{\Delta h}(t) = \epsilon \lambda_{h_0}(t). \tag{4.62}$$

Pour estimer ϵ, on considère un défaut D de rayon R et situé à une distance d du récepteur C (figure 4.25).

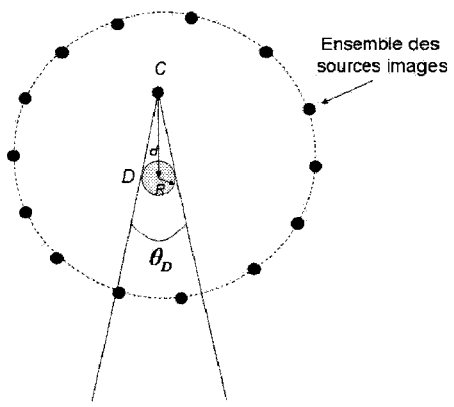


FIGURE 4.25 – Estimation de θ_D.

En supposant une répartition uniforme des sources images autour du défaut, ϵ n'est rien d'autre que :

$$\epsilon = \theta_D/2\pi, \tag{4.63}$$

avec :

$$\theta_D = 2\arcsin(R/d). \tag{4.64}$$

D'après (4.62), (4.63), (4.64) et (4.54), la probabilité $\lambda_{\Delta h}$, pour un défaut unidirectionnel devient alors :

$$\lambda_{\Delta h}(t) = \gamma t, \tag{4.65}$$

avec :

$$\gamma = \beta\frac{\arcsin(R/d)}{\pi}. \tag{4.66}$$

Pour ce type de défaut, le paramètre r peut être calculé par les équations (4.37), (4.38), (4.39), (4.40), (4.42), (4.54), et (4.66). Il est donné par :

$$r_{transmission} = \frac{2B_{transmission}}{A_{transmission}}e^{-2\tau_d/\tau} + \frac{B^2_{transmission}}{A^2_{transmission}}e^{-4\tau_d/\tau}, \tag{4.67}$$

avec :

$$A_{transmission} = \beta t_0\frac{\tau}{2} + \beta\frac{\tau^2}{4}, \tag{4.68}$$

et

$$B_{transmission} = \frac{\alpha^2\gamma\tau}{4}\left(2t_d + \tau\right). \tag{4.69}$$

Maintenant qu'on a élaboré les deux modèles théoriques limites du défaut, isotrope (4.59) et unidirectionnel (4.67), une comparaison de ces deux modèles avec celui trouvé pour le cas déterministe (4.15) est faite. Ce dernier doit être compris entre les deux modèles limites, vu que le comportement d'un défaut réel est compris entre un défaut isotrope et un défaut unidirectionnel. Ce qui est mis en évidence par la figure 4.26.

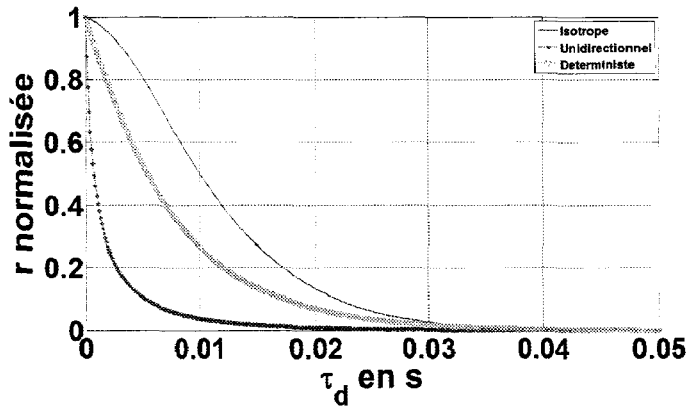


FIGURE 4.26 - Comparaison des trois modèles théoriques de r.

Les courbes théoriques de la figure 4.26 montrent que plus le défaut est loin du couple (source, récepteur), moins il a d'influence sur la fonction d'auto-corrélation au niveau du capteur référence. On a ainsi donné une explication théorique aux observations expérimentales et celles de la simulation.

4.3.3 Résultats expérimentaux

Dans cette partie, des mesures réalisées sur une plaque d'aluminium de dimensions $2m * 1m * 6mm$ sont présentées. Soient une source et un récepteur fixes sur la plaque, et un ensemble de défauts répartis aléatoirement sur la plaque (figure 4.27). Pour le défaut, un cylindre en aluminium collé en surface a été utilisé.

Pour chaque défaut, le signal au niveau du récepteur a été mesuré, et le rapport des valeurs quadratiques moyennes entre s_0 et Δs calculé (avec Δs la différence entre les signaux au niveau du récepteur avec et sans défaut, et s_0 le signal au niveau du récepteur sans défaut). Ce calcul a été fait pour plusieurs basses fréquences (dans la gamme audible [10-15 kHz]). Ainsi, le paramètre r pour tous les défauts et toutes les fréquences a été calculé. La courbe de la figure 4.28 donne les résultats obtenus. Elle montre que les points obtenus expérimentalement sont compris entre les deux courbes théoriques limites, selon que le défaut se comporte comme une source isotrope ou une source unidirectionnelle. Une décroissance exponentielle est remarquée quand le τ_d augmente. Notons que les dimensions de la plaque, ne permettent pas d'aller plus loin dans les τ_d.

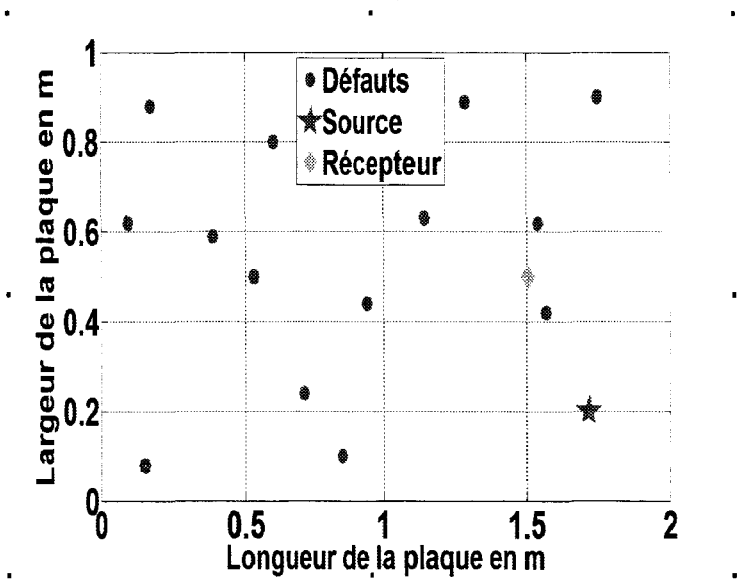


FIGURE 4.27 – Configuration expérimentale.

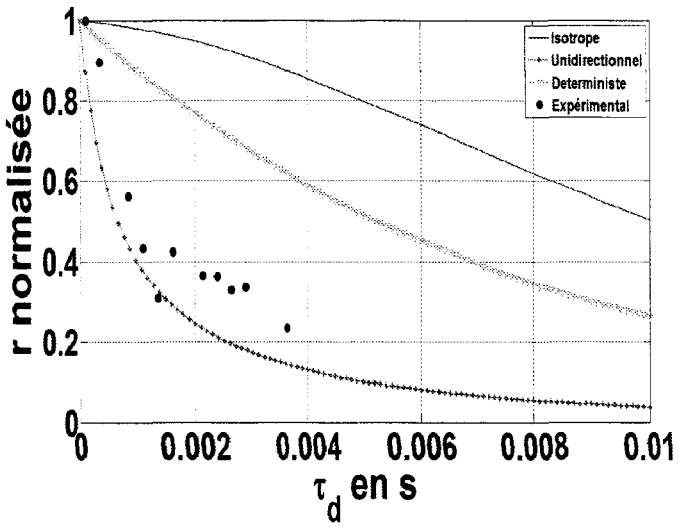


FIGURE 4.28 – Mesures expérimentales.

Ces mesures, ainsi que l'étude théorique faite précédemment permettent de quantifier l'influence du défaut sur le capteur référence. On peut donc conclure que la meilleure solution est d'avoir le couple (capteur référence, source) le plus loin possible du défaut, et en même temps il faut placer le capteur référence le plus près possible de la source. Intuitivement, on s'attendait à ce que cette configuration soit la plus favorable. En effet, plus le capteur référence est près de la source, plus il est sensible aux caractéristiques de celle-ci, et plus il est loin du défaut, moins il est sensible à ce dernier.

Ceci dit, les mesures ont montré que les points obtenus sont plus proches de la courbe théorique d'un défaut unidirectionnel, plutôt que d'un défaut isotrope. Pour donner un début d'explication à cette observation, une mesure rapide et simple a été faite. Celle-ci permet d'avoir une idée sur la directivité du défaut dans la bande de fréquence des mesures expérimentales ([10-15 kHz]). Cette mesure consiste à prendre une source S et trois transducteurs piézo-éléctriques. Deux de ces capteurs sont alignés avec la source, et le troisième placé perpendiculairement aux deux autres. Au niveau de la source S, 10 cycles de Hanning centrés autour d'une fréquence donnée sont envoyés. Dans un premier temps, les signaux au niveau des trois transducteurs ont été prélevés, pour une plaque saine. Dans un deuxième temps, un défaut a été placé entre les deux récepteurs alignés à la source (figure 4.29).

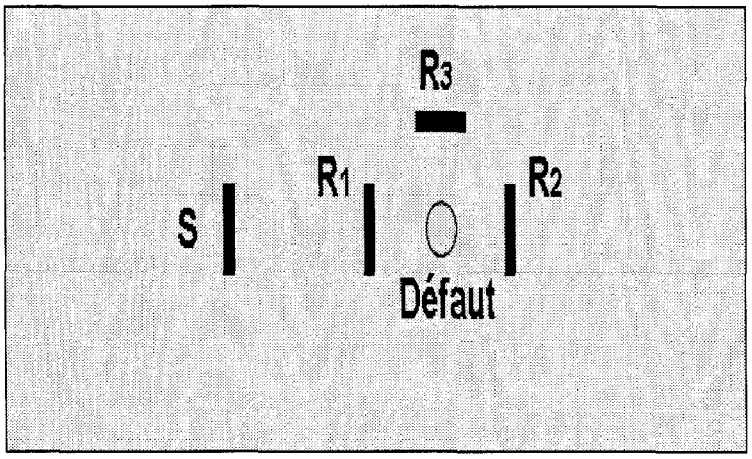


FIGURE 4.29 – Estimation expérimentale de la directivité du défaut.

Pour mieux comprendre l'influence du défaut sur chacun des trois récepteurs, la différence entre les signaux avec défaut et sans défaut a été faite. Les mesures ont été réalisées pour deux fréquences (10 kHz et 15 kHz). Les résultats sont donnés par la figure 4.30 qui montre bien que le défaut émet d'une façon plus unidirectionnelle que omnidirectionnelle dans cette bande de fréquence.

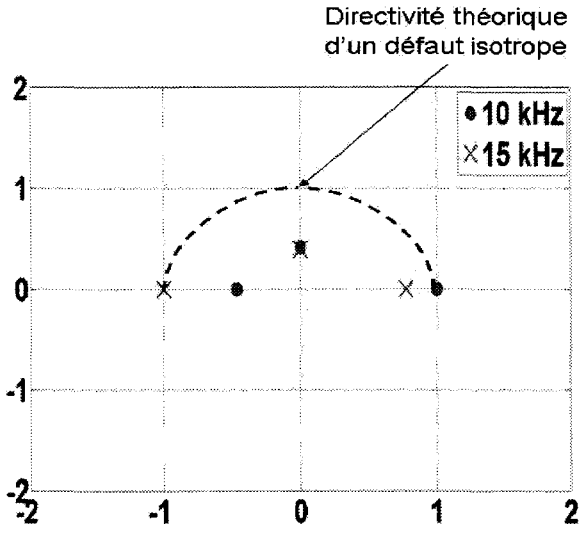


FIGURE 4.30 – La directivité du défaut.

Ceci explique pourquoi les mesures du paramètre r (figure 4.28) se rapprochent plus de la courbe théorique d'un défaut unidirectionnel. Bien sûr, il faut étudier plus en détails l'influence de la directivité du défaut. Cette étude approfondie de la directivité peut être classée dans les perspectives de ce travail de recherche.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, l'influence du défaut sur la fonction d'auto-corrélation au niveau du capteur référence a été étudiée. D'abord en utilisant l'outil de simulation développé dans le chapitre 3, puis en utilisant deux approches théoriques. Une première approche déterministe, et une deuxième approche statistique plus réaliste, basée sur un processus de Poisson. Dans l'approche statistique, deux modèles simples de défaut ont été développés. Un premier modèle qui considère

le défaut comme étant une source secondaire isotrope qui émet donc d'une façon omnidirectionnelle équivalente dans toutes les directions, et un deuxième modèle qui néglige la diffraction du défaut.

Cette étude a permis de conclure que le capteur référence doit être placé dans une zone loin de la zone d'inspection (présence éventuelle du défaut), et proche de la source. Cette conclusion sur le placement du capteur a été vérifiée expérimentalement. Les mesures ont été plus proches du modèle théorique statistique d'un défaut unidirectionnel. Ceci s'explique par le fait que le défaut utilisé pour les mesures a un comportement plûtot unidirectionnel, ce qui a été vérifié expérimentalement.

Les approches théoriques développées dans ce chapitre ont permis d'identifier et de quantifier l'influence des paramètres physiques mis en jeu. Ces derniers ont ainsi été réduits à quatre paramètres : La réverbération de la structure (paramètre τ), les distances relatives entre source, défaut et capteur référence (paramètre τ_d), la réfléctivité du défaut (paramètre α), ainsi que sa directivité.

Conclusion et perspectives

Conclusion

Ce manuscrit consacré au Contrôle-Santé Intégré passif par corrélation d'un champ diffus, a exploré le potentiel d'une méthode nécessitant uniquement des capteurs en écoute passive, pour contrôler l'intégrité d'une structure aéronautique. Ainsi, les champs acoustiques naturels présents dans une structure aéronautique durant la phase de vol (vibrations des réacteurs, bruit aérodynamique), ont été exploités.

Dans une première partie, et après avoir exposé les intérêts de ce travail de recherche d'un point de vue limitation de consommation d'énergie, miniaturisation et autonomie, une étude préliminaire (théorique et expérimentale) a été faite. L'étude théorique a permis ainsi d'illustrer l'équivalence entre la fonction de Green et la fonction de corrélation d'un champ diffus entre deux points, dans certains cas idéalisés. L'étude expérimentale a quant à elle permis de vérifier le potentiel de cette méthode pour un cas plus réaliste présentant certaines imperfections pour l'application CSI. On a ainsi été amené à vérifier expérimentalement la reproductibilité de la fonction de corrélation du bruit ambiant, et sa sensibilité à un défaut. Ceci dit, une certaine influence de la position de source sur la fonctioin de corrélation a été soulignée. Cette dépendance risque de fausser l'interprétation des mesures de la corrélation (confondre des variations au niveau de la corrélation dûes à une variation de la position de la source, avec celles dûes à l'apparition d'un défaut).

Une étude théorique permettant de mieux comprendre l'influence de la source sur la fonction de corrélation a été alors développée. Cette étude a ainsi permis de traiter le problème direct (trouver la corrélation pour une position de source), et de développer un outil de simulation permettant de calculer la corrélation. Ceci dit, le problème inverse (trouver la position de la

source à partir de la corrélation) étant très compliqué à résoudre, une solution utilisant un capteur référence, et permettant de contourner l'influence de la source sur la corrélation, a été proposé, et validé expérimentalement.

Enfin, la dernière partie de ce manuscrit, a été consacrée à la quantification de certains paramètres. Ceci a permis notamment de trouver la position idéale du capteur référence introduit. Dans un premier temps, une quantification exploitant l'outil de simulation développé dans la partie précédente a été faite. Dans un deuxième temps, une quantification théorique plus poussée a été faite avec deux approches, l'une déterministe, et l'autre statistique. Ces études, ont permis d'avoir une idée plus précise sur l'influence de certains paramètres (position du défaut, caractéristiques du milieu, comportement du défaut) sur la fonction de corrélation.

Perspectives

Une première perspective de ce travail est d'étudier de façon plus approfondie l'influence de la directivité du défaut. En effet, les approches théoriques développées dans le chapitre 4 de ce manuscrit ont souligné une influence de la directivité du défaut sur la fonction de corrélation. Dans un deuxième temps, il peut être intéressant de prendre en compte certains phénomènes physiques qui ont été négligés dans l'outil de simulation développé dans ce manuscrit, notamment les coefficients de réflexions et de transmission aux bords de la plaque, les conversions de modes, etc...

Il faut aussi améliorer le principe de l'identification de la configuration de source avec l'auto-corrélation au niveau du capteur référence. Dans ce but, il sera intéressant de découpler mécaniquement la zone contenant le capteur référence de la zone d'inspection. De cette façon, on rend l'auto-corrélation au niveau du capteur référence moins sensible à un défaut, et plus sensible à la configuration de source.

Une autre méthode intéressante pour l'identification de la configuration de source, basée sur l'utilisation de capteurs autres qu'acoustiques, mériterait sans doute d'être étudiée. En effet, il existe des systèmes de suivi appelés *Health and Usage Monitoring Systems* [70], qui utilisent des algorithmes de reconnaissance de régime de vol basés sur la mesure de paramètres externes et internes. Cette méthode peut être intéressante pour identifier les différentes phases de vol. Elle pourrait soit remplacer le capteur référence, soit être un complément pour ce dernier.

Rappelons que l'aspect de source localisée (cas étudié dans ce manuscrit), était un inconvénient à l'application car le champ créé n'était pas diffus. Ainsi, il serait intéressant de pouvoir se rapprocher de l'hypothèse de champ diffus, en faisant une moyenne spatiale sur plusieurs configurations de source différentes.

La finalité de ce travail étant de mettre en place un système de contrôle basé sur un réseau de capteurs sans fils, il faut s'intéresser également à la partie télécommunication, et donc regarder de près les solutions technologiques qui peuvent être utilisées pour le réseau de capteurs. Pour cela, il est intéressant d'alléger au maximum la partie traitement de signal et la base de données. Par exemple, pour la partie traitement d'images utilisée pour l'identification de source et la détection d'un défaut (chapitre 3), la corrélation "Un bit" peut être intéressante. Ainsi, à moyen terme, un prototype d'un réseau de capteurs pour une petite base de données pourra être élaboré.

Enfin, pour la conception du réseau de capteurs, il existe plusieurs architectures possibles. Il conviendra donc d'étudier ce problème spécifique, conjointement avec avec l'aspect acoustique, afin de déterminer l'architecture optimale pour notre application.

Annexe A

La méthode de la phase stationnaire

Cet outil permet de calculer des intégrales du type [53] :

$$I = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\theta) \exp[ikg(\theta)] d\theta \tag{A.1}$$

Pour ce calcul, deux hypothèses sont nécessaires :

- les variations de *f(θ)* sont lentes par rapport à celles de $\exp[ikg(\theta)]$
- Il existe un point θ_0 appelé point stationnaire tel que $g^{'}(\theta_0) = 0$

Ces deux hypothèses permettent de faire une approximation de I :

$$I \simeq f(\theta_0) \int_{\theta_0-\varepsilon}^{\theta_0+\varepsilon} \exp[ikg(\theta)] d\theta, \tag{A.2}$$

avec ϵ choisi de façon à avoir une contribution négligeable de l'intégrale en dehors de l'intervalle $[\theta_0 - \epsilon\ ,\ \theta_0 + \epsilon]$. Autour de θ_0 le développement limité de *g(θ)* à l'ordre 2 s'écrit :

$$g(\theta) \simeq g(\theta_0) + \frac{g^{''}(\theta_0)}{2}(\theta - \theta_0)^2 \tag{A.3}$$

D'où

$$I \simeq f(\theta_0) \exp(jkg(\theta_0)) \int_{\theta_0-\varepsilon}^{\theta_0+\varepsilon} \exp\left[ik\frac{g^{''}(\theta_0)}{2}(\theta - \theta_0)^2\right] d\theta \tag{A.4}$$

Dans notre cas, les deux hypothèses nécessaires à l'approximation étant vérifiées, la fonction *g(θ)* est égale à $-2d\cos\theta$, et *f(θ)=1*. D'où le point stationnaire est $\theta = 0$, ce qui donne :

$$g(\theta) \simeq -2d + d\theta^2, \tag{A.5}$$

à l'ordre 2, et donc :

$$I \simeq \exp(-2ikd) \int_{-\varepsilon}^{\varepsilon} \exp[ikd\theta^2] d\theta \tag{A.6}$$

Bibliographie

[1] E. Moulin "Contribution à l'étude de la génération d'ondes de Lamb par transducteurs piézo-électriques intégrés. Application à la modélisation de matériaux sensibles", Thèse de doctorat, 1999, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, N. d'ordre : 99-32.

[2] S. Grondel "Contribution à l'optimisation du contrôle santé intégré par ondes de Lamb : Application à la surveillance de structures aéronautiques", Thèse de doctorat, 2000, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, N. d'ordre : 00-34.

[3] C. Paget "Contribution au contrôle actif de santé de structures composites aéronautiques par transducteurs piézo-électrique insérés", Thèse de doctorat, 2001, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, N. d'ordre : 01-17.

[4] L. Duquenne "Développememt d'une méthode d'estimation de la génération transitoire d'ondes de Lamb : Application à la modélisation d'un système de contrôle santé intégré", Thèse de doctorat, 2003, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, N. d'ordre : 03-32.

[5] F. El Youbi "Etude de transducteurs mutiléléments pour le contrôle santé intégré par ondes de Lamb et développement du traitement de signal associé", Thèse de doctorat, 2005, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, N. d'ordre : 05-18.

[6] F. Benmeddour "Etude expérimentale et numérique de l'interaction des ondes de Lamb en présence d'endommagements dans des structures d'aluminium", Thèse de doctorat, 2006, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, N. d'ordre : 06-40.

[7] M. Baouahi "Modélisation 3D de la génération des ondes de Lamb par des transducteurs pié-

zoélectriques mono et multi-éléments", Thèse de doctorat, 2007, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, N. d'ordre : 07-311

[8] E. Moulin, N. Abou Leyla, J. Assaad and S. Grondel, "Applicability of acoustic noise correlation for structural health monitoring in nondiffuse field conditions," Appl. Phys. Lett. **95**, 094104 (2009)

[9] N. Abou Leyla, E. Moulin, Jamal Assaad, S. Grondel and P. Poussot, "Structural Health Monitoring using cross-correlation of an ambient noise field," Acoustics'08, J. Acoust. Soc. Am., vol **123**, p. 3698, Paris (2008)

[10] N. Abou Leyla, E. Moulin, Jamal Assaad, S. Grondel and C. Delebarre, "Parameters study for Structural Health Monitoring based on ambient noise cross-correlation," 157th Meeting of the Acoustical Society of America, Portland, Oregon, (2009)

[11] E. Moulin, N. Abou Leyla and J. Assaad, "Structural Health Monitoring of aircraft structures using ambient acoustic noise : an "active-like" passive monitoring," GDR-AFPAC, Lake District, United Kingdom, 2010.

[12] Source EADS (www.eads.net)

[13] Source Wikipedia

[14] http ://fr.wikipedia.org/wiki/RFID

[15] http ://fr.wikipedia.org/wiki/Int%C3%A9grale_de_Fresnel

[16] J. Assaad "Modélisation des transducteurs piézoélectriques haute fréquence à l'aide de la méthode des éléments finis", Thèse de doctorat, 1992, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, N. d'ordre : 92-19.

[17] E. Moulin, S. Grondel, M. Baouahi, and J. Assaad, "Pseudo-3D modeling of a surface-bonded Lamb wave source (L)" J. Acout. Soc. Am. **119**(5), May 2006

[18] E. Moulin, J. Assaad, and C. Delebarre "Modeling of Lamb waves generated by integrated

transducers in composite plates using a coupled finite element-normal modes expansion method" J. Acout. Soc. Am. **107**, 87-94 (2000)

[19] J. P. Lynch and K. J. Loh "A summary review of wireless sensors and sensor networks for structural health monitoring", The Shock and Vibration Digest, March 2006.

[20] S. R. Anton. Baseline-free and self-powered Structural Health Monitoring. Master's thesis, Virginia Polytechnic Institue and State University, Blacksburg, USA, 2008.

[21] Michel Bruneau, Manuel d'acoustique fondamentale (Hermes, 1998), Chap. 3.

[22] Michel Bruneau, Manuel d'acoustique fondamentale (Hermes, 1998), Chap. 6.

[23] G. M. Jenkins, D. G. Watts, Spectral Analysis and its applications, Holden-Day, San Fransisco, 1969.

[24] O. I. Lobkis and R. L. Weaver, "On the emergence of the Green's function in the correlations of a diffuse field," J. Acout. Soc. Am. **110**, 3011-3017 (2001)

[25] C. Draeger and M. Fink, "One-channel time-reversal in chaotic cavities : Theoretical limits," J. Acout. Soc. Am. **105**, 611-617 (1999)

[26] C. Draeger and M. Fink, "One-channel time-reversal in chaotic cavities : Experimental results," J. Acout. Soc. Am. **105**, 618-625 (1999)

[27] A. E. Malcom, J. A. Scales, and B. van der Tiggelen, "Retrieving the Green function from diffuse equipartitionned waves," Phys. Rev. E **70**, 015601(R)(2004)

[28] C. Farrar and G. James, "System identification from ambient vibration measurements on a bridge," J. Sound Vib. **205**, 1-18 (1997)

[29] J. M. Caicedo, E. Clayton, S. J. Dyke, and M. Abe, "Structural health monitoring for large structures using ambient vibrations," in Proceedings of the ICANCEER Conference, Hong Kong, pp. 379-384 (2002).

[30] T. Nagayama, M. Abe, Y. Fujino, and K. Ikeda, "Structural identification of a non-

proportionally damped system and its application to a full-scale suspension bridge," J. Struct. Eng. **131**, 1536-154 (2005).

[31] S. Lin, J. Yang, and L. Zhou, "Damage identification of a benchmark building for structural health monitoring," Smart Mater. Struct. 14, 162-169 (2005).

[32] R. Snieder and E. Şafak, "Extracting the building response using seismic interferometry ; theory and application to the Millikan Library in Pasadena, California," Bull. Seismol. Soc. Am. 96, 586-598 (2006).

[33] R. Snieder, J. Sheiman, and R. Calvert, "Equivalence of the virtual source method and wavefield deconvolution in seismic interferometry," Phys. Rev. E 73, 066620 (2006).

[34] R. Snieder, J. Sheiman and R. Calvert, "Equivalence of the virtual source method and wavefield deconvolution in seismic interferometry," Phys. Rev. E **73**, 066620 (2006)

[35] R. Snieder, "Extracting the green's function from the correlation of coda waves : A derivation based on stationnary phase," Phys. Rev. E **69**, 046610 (2004)

[36] P. Roux, W. A. Kuperman, and The NPAL Group, "Extracting coherent wavefronts from acoustic ambient noise in the ocean," J. Acout. Soc. Am. **116**, 1995-2003 (2004)

[37] P. Roux, K. G. Sabra, W. A. Kuperman, and A. Roux, "Ambient noise cross-correlation in free space : theoretical approach," J. Acout. Soc. Am. **117**, 79-84 (2005)

[38] K. Wapenaar, "Retrieving the elastodynamic Greens function of an arbitrary inhomogeneous medium by cross correlation," Phys. Rev. Lett. **93**, 254301 (2004)

[39] Kees Wapenaar and Jacob Fokkema, "Retrieving the Green's function in an open system by cross correlation : A comparaison of approaches (L)," J. Acout. Soc. Am. **118**, 2783-2786 (2005)

[40] N. M. Shapiro, M. Campillo, L. Stehly, and M. Ritzwoller, "High-resolution surface-wave tomography from ambient seismic noise," Science **29**, 1615-1617 (2005)

[41] N. M. Shapiro, M. Campillo, "Emergence of broadband Rayleigh waves from correlations of

the ambient seismic noise," J. Geophys. Res. **31**, doi :10.1029/2004GL019491 (2004)

[42] K. Wapenaar, "Retrieving the elastodynamic Greens function of an arbitrary inhomogeneous medium by cross correlation," Phys. Rev. Lett. 93, 254301 (2004).

[43] K. G. Sabra, P. Gerstoft, P. Roux, W. Kuperman, and M. C. Fehler, "Surface wave tomography using microseisms in southern california," Geophys. Res. Lett. 32, L023155 (2005).

[44] N. M. Shapiro, M. Campillo, L. Stehly, and M. Ritzwoller, "Highresolution surface-wave tomography from ambient seismic noise," Science 29, 1615-1617 (2005).

[45] J. Rickett and J. Claerbout, "Acoustic daylight imaging via spectral factorization : Helioseismology and reservoir monitoring," The Leading Edge **18**, 957-960 (1999)

[46] C. Hadziioannou, E. Larose, O. Coutant, P. Roux and M. Campillo, "Stability of Monitoring Weak Changes in Multiply Scattering Media with Ambient Noise Correlation : Laboratory Experiments,"

[47] R. L. Weaver and O. I. Lobkis , "Diffuse fields in open systems and the emergence of the greens function (L)," J. Acout. Soc. Am. **116**, 2731-2734 (2004)

[48] R. L. Weaver, "On diffuse waves in solid media," J. Acout. Soc. Am. **71**, 1608-1609 (1982)

[49] R. L. Weaver and O. I. Lobkis, "Fluctuations in diffuse field-field correlations and the emergence of the Green's function in open systems," J. Acout. Soc. Am. **117**, 3432-3439 (2005)

[50] R. Weaver and O. Lobkis, "On the emergence of the Green's function in the correlations of a diffuse field : pulse-echo using thermal phonons," Ultrasonics **40**, 435-439 (2002)

[51] R. L. Weaver and O. I. Lobkis, "Elastic wave thermal fluctuations, ultrasonic waveforms by correlation of thermal phonons," J. Acout. Soc. Am. **113**, 2611-2621 (2003)

[52] J. F. Claerbout, "Synthesis of a layered medium from its acoustic transmission response," *Geophysics*, **33**, 264-269 (1968)

[53] 1-D Spectra via Method of Stationary Phase

[54] K. G. Sabra and D. R. Dowling , "Blind deconvolution in ocean waveguides using artificial time reversal ," J. Acout. Soc. Am. **116**, 262-271 (2004)

[55] K. G. Sabra, P. Roux and W. A. Kuperman, "Arrival-time structure of the time-averaged ambient noise cross-correlation function in an oceanic waveguide," J. Acout. Soc. Am. **117**, 164-174 (2005)

[56] K. G. Sabra, P. Roux and W. A. Kuperman, "Emergence rate of the time-domain Green's function from the ambient noise cross-correlation function," J. Acout. Soc. Am. **118**, 3524-3531 (2005)

[57] S. E. Fried and W. A. Kuperman, Karim G. Sabra, Philippe Roux, "Extracting the local Green's function on a horizontal array from ambient ocean noise," J. Acout. Soc. Am. **124** (4) (2008)

[58] K. G. Sabra, P. Roux, A. M. Thode, G. L. D'Spain, W. S. Hodgkiss, and W. A. Kuperman, "Using ocean ambient noise for array self-localization and self-synchronization," IEEE J. Ocean. Eng. **30**, 338-347 (2005)

[59] K. G. Sabra, E. S. Winkel, D. A. Bourgoyne, B. R. Elbing, S. L. Ceccio, M. Perlin, and D. R. Dowling, "Using cross correlations of turbulent flow-induced ambient vibrations to estimate the structural impluse response. Application to structural health monitoring," J. Acout. Soc. Am. **121** (4) (2007)

[60] K. G. Sabra, A. Srivastava, F. Lanza di Scalea, I. Bartoli, P. Rizzo and S. Conti, "Structural health monitoring by extraction of coherent guided waves from diffuse fields," J. Acout. Soc. Am. **123** (1) (2008)

[61] P. Gouédard "Techniques de corrélation : Aspects méthodologiques et applications à la sub-surface", Thèse de doctorat, 2008, Université Joseph Fourier - Grenoble I.

[62] E. Larose, O. I. Lobkis, and R. L. Weaver, "Passive correlation imaging of a buried scatterer (L)," J. Acout. Soc. Am. **119** (6) (2006)

[63] E. Larose, P. Roux, and M. Campillo, "Reconstruction of Rayleigh-Lamb dispersion spectrum based on noise obtained from an air-jet forcing," J. Acout. Soc. Am. **122** (6) (2007)

[64] E. Larose "Diffusion multiple des ondes sismiques et expériences analogiques en ultrasons," PhD Thesis, Université Joseph Fourier, Grenoble, 2007

[65] R. K. Ing, and N. Quieffin, "In solid localization of finger impacts using acoustic time-reversal process," Appl. Phys. Lett. **87**, 204104 (2005)

[66] J. Cuenca, F. Gautier, L. Simon, "The image source method for calculating the vibrations of simply supported convex polygonal plates ," *Journal of Sound and Vibration* **322**, 1048-1069 (2009)

[67] G. Ribay "Localisation de source en milieu réverbérant par Retournement Temporel"

[68] P. Derode, E. Larose, M. Tanter, J. de Rosny, A. Tourin, M. Campillo, and M. Fink, "Recovering the Green's function from field-field correlations in an open scattering medium (L)," J. Acout. Soc. Am. **113**, 2973-2976 (2003)

[69] P. Derode, E. Larose, M. Campillo, and M. Fink, "How to estimate the Green's function of a heterogeneous medium between two passive sensors? Application to acoustic waves," Appl. Phys. Lett. **83**, 3054-3056 (2003)

[70] C. R. Farrar and N. A. J. Lieven. Damage prognosis : the future of structural health monitoring. *Phil. Trans. R. Soc. A*, 365 : 623-632, 2007.

Bibliotheque..Universitaire..de..Valenciennes
00900722