UNIVERSITE PARIS 7 – DENIS DIDEROT
UFR DE PHYSIQUE

Année 2001 *N° attribué par la bibliothèque*

|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THESE

Pour l'obtention du Diplôme de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE PARIS 7
SPECIALITE : ACOUSTIQUE PHYSIQUE

Présentée et soutenue publiquement

Par

Sylvain YON

Le 8 octobre 2001

Titre :

CONTROLE DU CHAMP ACOUSTIQUE EN MILIEU REVERBERANT ET APPLICATIONS A LA COMMUNICATION

Directeur de thèse :

Mathias FINK

JURY

M. Pierre ALAIS	Président
M. Michel BRUNEAU	Rapporteur,
M. Vincent MARTIN	Rapporteur,
M. Jacques LEWINER	
M. Jean-François CARDOSO	
M. Philippe CASSARD	
M. Mathias FINK	

A ma femme

A mes parents

Remerciements

Mes premiers remerciements iront à la personne ayant initié ce travail de recherche. Mathias Fink m'a en effet proposé de commencer à travailler sur ce sujet pour mon stage de DEA, il y a plus de quatre ans. Il m'a depuis beaucoup apporté, aussi bien en me laissant énormément de liberté dans mon travail, qu'en m'apportant ses idées, son enthousiasme et son soutien pour initier de nouveaux axes de recherche.

Je souhaite également exprimer ma reconnaissance envers les membres de mon jury de thèse, en particulier à Michel Bruneau et à Vincent Martin, pour avoir bien voulu consacrer une partie de leur temps à rapporter ce travail. Leurs remarques et conseils me furent précieux. Merci également à Pierre Alais de bien avoir voulu présider ce jury, ainsi qu'à Philippe Cassard, Jean-François Cardoso, et Jacques Lewiner pour leur participation.

Le travail présenté dans ce manuscrit n'aurai pas pu aboutir sans les nombreuses collaborations qui ont pu se nouer au cours de ces trois dernières années. Au premier rang de celles-ci, l'aide qu'a pu m'apporter Mickaël Tanter fut particulièrement précieuse, aussi bien pour son aspect scientifique, en particulier sur les aspects filtrage inverse, que pour son aspect personnel et amical, grâce à son soutien permanent dans mes travaux.

Merci également aux « deux Arnaud », Arnaud Derode et Arnaud Tourin, pour leur aide et les critiques lucides qu'ils ont su m'apporter pour tous les aspects traitant de communication numériques. Je sais qu'avec eux, le sujet est en de bonnes mains.

J'adresse également mes remerciements aux différents stagiaires avec qui j'ai eu l'occasion de travailler : Julien Porré, Stéphane Conti et Jean-Marc Allain ont permis à ce travail d'avancer efficacement au cours de ces trois années.

Je tiens également à remercier Jean-Michel Hasquenoph pour l'aide qu'il m'a apporter au début de la thèse dans la compréhension des systèmes électroniques qu'il a conçu pour le laboratoire.

Enfin, tout ceci ne serait rien sans l'ambiance débridée du laboratoire, et je remercie sincèrement l'ensemble des membres du LOA ; stagiaires, thésards et permanents , qui font de ce lieu bien plus qu'un lieu de travail.

Table des Matières

TABLE DES MATIERES 7

INTRODUCTION 11

I FOCALISATION PAR RETOURNEMENT TEMPOREL 13

I.A INTRODUCTION 14
I.B ASPECTS THEORIQUES DE LA FOCALISATION EN ENVIRONNEMENT REVERBERANT 15
I.A.1 FOCALISATION PAR LOI DE RETARDS 15
I.B.2 FOCALISATION PAR RETOURNEMENT TEMPOREL 21
I.C FOCALISATION DANS UNE PIECE REVERBERANTE 28
I.C.1 CONFIGURATION EXPERIMENTALE 28
I.C.2 FOCALISATION SPATIALE 33
I.C.3 COMPRESSION TEMPORELLE ET CONTENU SPECTRAL 45
I.C.4 ROBUSTESSE DU PROCEDE 48
I.D FOCALISATION AU TRAVERS D'UN MUR 50
I.D.1 FOCALISATION SPATIALE 53
I.D.2 QUALITE TEMPORELLE ET SPECTRALE 55
I.D.3 AMELIORATION DU RETOURNEMENT TEMPOREL 56
I.E CONCLUSION 59
I.F REFERENCES 61

II FILTRAGE INVERSE 63

II.A INTRODUCTION 64
II.B ASPECTS THEORIQUES DU FILTRAGE INVERSE 65

II.B.1 ETAT DE L'ART – METHODES DE REGULARISATION 66
II.B.2 FILTRAGE INVERSE PAR SELECTION DES VALEURS SINGULIERES DE L'OPERATEUR DE PROPAGATION 68
II.B.3 APPORT DES PIECES REVERBERANTES 70
II.C RESULTATS EXPERIMENTAUX : PROPAGATION DANS UNE PIECE 74
II.C.1 OPERATEUR DE PROPAGATION 75
II.C.2 INVERSION DE L'OPERATEUR DE PROPAGATION 80
II.C.3 QUALITE DE FOCALISATION SPATIALE 82
II.C.4 PERFORMANCES TEMPORELLES ET SPECTRALES 90
II.C.5 ROBUSTESSE 94
II.D PROPAGATION AU TRAVERS D'UN MUR 95
II.D.1 PERFORMANCES TEMPORELLES 97
II.D.2 FOCALISATION SPATIALE 99
II.E CONCLUSION 101
II.F REFERENCES 102

III COMMUNICATIONS NUMERIQUES 103

III.A INTRODUCTION 104
III.B METHODES UTILISEES 105
III.C SYSTEMES A ANTENNES MULTIPLES EN EMISSION ET RECEPTION 107
III.C.1 CAPACITE DE TRANSMISSION 108
III.C.2 COMMUNICATION EN MILIEU REVERBERANT 111
III.C.3 ETAT DE L'ART : ANTENNES INTELLIGENTES ET ALGORITHMES DE DETECTION 114
III.C.4 COMMUNICATION SUR DES CANAUX FOCALISES 118
III.D CARACTERISATION D'UN CANAL DE RETOURNEMENT TEMPOREL OU DE FILTRE INVERSE 121
III.D.1 CONFIGURATION EXPERIMENTALE 121
III.D.2 GRANDEUR MESUREE 125
III.D.3 RESULTATS 127
III.E CONCLUSION 134
III.F BIBLIOGRAPHIE 134

IV SPATIALISATION SONORE 137

IV.A INTRODUCTION 138
IV.B ETAT DE L'ART – RESTITUTION D'UNE SCENE SONORE. 139
IV.B.1 REPRODUCTION BINAURALE 140

IV.B.2 HOLOPHONIE (*WAVE FIELD SYNTHESIS*) 141
IV.B.3 CONTROLE DU CHAMP SONORE 143
IV.C UTILISATION DES TECHNIQUES DE CONTROLE DU SON POUR LA CREATION D'UN ENVIRONNEMENT SONORE 144
IV.C.1 PRESENTATION DU DISPOSITIF 145
IV.C.2 RESULTATS OBTENUS 147
IV.D PERSPECTIVES 152
IV.E BIBLIOGRAPHIE 153

CONCLUSION 154

ANNEXES 155

ANNEXE A : DISPOSITIF UTILISE POUR L'OBTENTION DES REPONSES IMPULSIONELLES EN CHAMP LIBRE 156

ANNEXE B : NOTIONS DE BASE SUR LES COMMUNICATIONS NUMERIQUES 160

Introduction

Le travail présenté dans ce manuscrit trouve son origine dans l'ensemble des recherches menées au laboratoire ondes et acoustique sur la technique du retournement temporel dans le cadre de l'acoustique ultrasonore. C'est dans le but d'appliquer cette technique à la gamme des fréquences audibles que j'ai tout d'abord effectué un stage de DEA, puis ma thèse, sous la direction de Mathias Fink.

Une des principales propriétés du retournement temporel est de permettre d'obtenir une focalisation de bonne qualité même lorsque le milieu est complexe, comme cela est le cas par exemple lorsque la propagation est perturbée par un grand nombre de réflexions. Pour cette raison, la première motivation de ces travaux était de concevoir un système capable d'émettre des messages sonores, de parole ou de musique, focalisés spatialement. Ce genre de système aurait par exemple permis d'envoyer des messages dans des langues différentes à différents endroits, serait capable de fonctionner dans des pièces réverbérantes, comme peuvent l'être la plupart des lieux de conférence ou de travail.

Malheureusement, les caractéristiques physiques des signaux rencontrés dans le monde de l'audio, qu'il s'agisse de parole ou de musique, rendent délicate, voire impossible, l'utilisation d'un tel système, comme nous pourrons le voir au cours des deux premiers chapitres. Cette observation nous a inspiré deux réflexions : tout d'abord, quelles applications pratiques peut-on trouver à une technique de focalisation en acoustique audible ; ensuite, ces techniques principalement étudiées à des fins d'imagerie dans le domaine ultrasonore, et pas du tout dans le but de transmettre de l'information. Notre deuxième réflexion sera alors de tenter de mesurer la capacité d'une technique de focalisation à transmettre de l'information, y compris dans un milieu complexe du point de vue de la propagation.

Le plan de ce manuscrit suit le déroulement de nos réflexions au cours de ces trois années. Le premier chapitre nous permettra de présenter les résultats obtenus au cours de la réflexion initiale sur le retournement temporel, fondée sur deux idées directrices : tout d'abord, la vérification du fait que les résultats obtenus dans le domaine ultrasonore peuvent être transposés à la gamme des fréquences audibles; ensuite, la mesure des performances résultant de l'utilisation du retournement temporel dans un système de transmission de messages.

Les problèmes posés par l'utilisation du retournement temporel dans le cadre particulier de l'acoustique audible nous ont incité à étudier les performances obtenues dans des circonstances identiques avec des techniques de type filtrage inverse, telles que celles proposées dans le domaine ultrasonore par Tanter et al., ou dans le domaine de l'audio par Nelson et al.

Dans la continuité des deux premiers chapitres, la troisième partie de ce manuscrit a pour but de faire le lien entre les éléments liés à la propagation des ondes dans le milieu, tels que la qualité de la focalisation, à la fois spatialement et temporellement, et la capacité de transmission qu'il est possible d'obtenir avec un tel système. Ce chapitre nous permettra également de présenter les applications découlant de cette relation.

Enfin, le dernier chapitre sera consacrée à la description d'un application possible du filtrage inverse ou du retournement temporel dans le domaine de l'acoustique audible : nous verrons que les techniques décrites permettent de contrôler le champ acoustique dans une zone relativement grande, et, par cet intermédiaire, de recréer une scène sonore virtuelle pour un auditeur.

I Focalisation par retournement temporel

I.A Introduction

Depuis la création du laboratoire ondes et acoustique, la possibilité de focaliser l'énergie acoustique à la fois temporellement et spatialement a toujours constitué un sujet d'étude important. En particulier, l'efficacité des techniques de retournement temporel a pu être démontrée dans un certain nombre d'applications traditionnelles de l'acoustique ultrasonore : Les premières expériences concernaient le contrôle non destructif, en particulier la détection d'inclusions dans des pièces métalliques ; depuis, les possibilités de ces techniques ont été (et sont toujours) largement étudiées dans les domaines de la thérapie et de l'imagerie médicale, ou dans le cadre de l'acoustique sous-marine.

Un des objectifs initiaux de la thèse était donc de vérifier la faisabilité de l'application de la technique de retournement temporel dans le domaine de l'acoustique audible d'une façon générale, en insistant en particulier sur les possibilités offertes en acoustique des salles et en transmission de la parole ou de signaux musicaux. Bien que le retournement temporel ait largement fait ses preuves dans le domaine ultrasonore, le passage à l'acoustique audible est moins évident qu'il n'y paraît :

- Tout d'abord, du fait du domaine fréquentiel considéré, la bande passante relative à prendre en compte est beaucoup plus grande que dans le cas de la focalisation ultrasonore : En imagerie médicale ou en Contrôle non-destructif, les bande passantes à –6 dB sont de l'ordre de 50 à 80%. Dans notre cas, le domaine audible de 20 Hz à 20 kHz donne une bande de fréquences s'étendant sur quatre décades.
- Du fait des transducteurs utilisés et de la largeur fréquentielle à prendre en considération, la densité spectrale de puissance émise par nos éléments d'antenne ne peut pas être considérée comme constante avec la fréquence, et ne suit pas non plus une évolution de type gaussienne.
- L'environnement de propagation est de son côté très différent de ce qu'on rencontre en acoustique médicale ou en contrôle non destructif. En effet, dans une pièce donnée, la vitesse de propagation du son pourra être considérée comme uniforme. Ceci est différent du cas par exemple de l'acoustique médicale, où une des principales causes de distorsion de la focalisation est la différence de vitesse de propagation existant entre les différents tissus. Par contre, les principaux phénomènes gênants la focalisation sont les réflexions multiples des ondes

acoustiques sur les parois, et le mobilier présent dans la pièce. Ce problème n'est pas prépondérant en acoustique médicale ou en contrôle non-destructif. Il apparaît par contre en acoustique sous-marine, dans le cas de propagation sonore dans de faibles hauteurs d'eau (environnement petits fonds) ou lorsque les variations de température de la colonne d'eau sont telles qu'il existe un « chenal » concentrant l'énergie acoustique.

- Enfin, contrairement à un grand nombre de cas en acoustique ultrasonore, le milieu de propagation considéré en acoustique des salles peut varier assez fortement au cours du temps. Une des principales raisons de cette possible évolution est qu'une salle est un milieu réel, même lorsqu'elle est située dans un laboratoire de recherche : des personnes peuvent y travailler, éventuellement déplacer des objets ou être en plus ou moins grand nombre suivant les moments. Un des points importants de notre étude sera d'étudier la robustesse des systèmes de focalisation proposés, de façon à vérifier leur adaptation à une situation réelle.

Nous avons choisi de concentrer notre attention sur une bande de fréquences relativement étroite par rapport à la totalité du domaine audible : toutes les études présentées dans ce chapitre sont concentrées sur la bande 500 Hz – 4000 Hz. Deux raisons viennent justifier ce choix : tout d'abord il s'agit à peu de chose près de la bande utilisée en téléphonie, et donc de la bande dans laquelle se concentre l'essentiel du signal de parole. Ensuite, les contraintes techniques sont telles qu'il n'a pas été possible d'explorer l'extérieur de ce domaine : la fréquence d'échantillonnage du système électronique utilisé (20 kHz) impose la limite haute de 4000 Hz, et la bande passante des haut-parleurs la limite basse de 500 Hz.

Après un bref rappel sur la technique de focalisation « classique » par formation de voies, nous introduirons le retournement temporel d'un point de vue théorique, avant de montrer les performances obtenues dans différents cas pratiques : pièces plus ou moins réverbérantes, focalisation au travers d'une paroi. Ceci nous permettra tout à la fois de voir les qualités de cette technique lorsqu'elle est appliquée au domaine des fréquences audibles, ainsi que ses limites.

I.B Aspects théoriques de la focalisation en environnement réverbérant

I.A.1 Focalisation par loi de retards

La technique la plus classique utilisée pour focaliser une onde sonore ou ultrasonore dans un milieu consiste à simuler de façon électronique le fonctionnement d'une lentille par

l'intermédiaire d'une loi de retards, et à émettre le résultat à l'aide d'un réseau de transducteurs. Cette méthode est utilisée systématiquement dans les systèmes d'imagerie médicale, dans les systèmes de contrôle non destructif et dans les antennes de sonars sous-marins.

Les résultats obtenus de cette manière nous serviront de référence pour évaluer les performances de la focalisation par retournement temporel, et celles de la focalisation par filtrage inverse dans le chapitre suivant. Il est nécessaire de rappeler ici les bases de cette méthode, en étendant la discussion au cas des pièces réverbérantes.

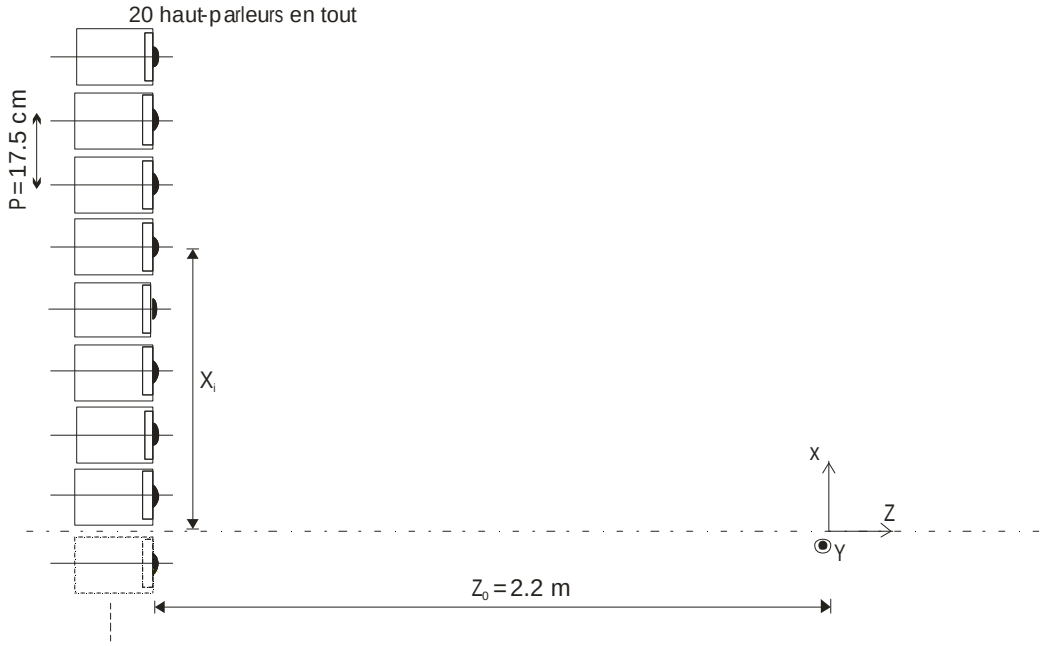


Figure I-1 : configuration utilisée pour l'approche théorique en espace libre. (seule la partie x>0 est représentée, le modèle étudié est symétrique par rapport à l'axe z)

I.B.1.a Loi de retard en espace libre

Le cas de la focalisation de l'énergie acoustique en espace libre constitue un cas d'école bien connu. Dans la configuration décrite (Figure I-1), correspondant à une antenne linéaire, les signaux obtenus autour du point focal peuvent être calculés analytiquement.

Les retards à appliquer pour chacune des voies sont calculés de façon à ce qu'il y ait interférence constructive au point focal souhaité. Pour cela on suppose que la vitesse du son est uniforme dans le milieu et connue : on prendra c=340 $m.s^{-1}$ (air à 25°C). Dans ce cas, en utilisant les notations de la Figure I-1, on peut définir une loi de retards cylindrique :

$$dt_i = -\frac{\sqrt{z_0^2 + x_i^2}}{c} \tag{I.1}$$

Où x_i est la position du centre du i-ème transducteur d'émission. Dans tous les cas pratiques étudiés dans ce chapitre et le suivant, les haut-parleurs utilisés comme transducteurs d'émission sont de faible diamètre devant la longueur d'onde, ce qui permet de négliger les phénomènes de diffraction impulsionnelle [1] liés aux transducteurs individuels[1]. Le signal obtenu au point $\vec{r}$ correspond alors à la convolution du signal émis avec la loi de propagation jusqu'à ce point [2] :

$$s(\vec{r},t) = sig(t) * \sum_{i=1}^{N} h_i^{EA}(t) * d(t + dt_i) * d\left(t - \frac{\sqrt{z_0^2 + \left\|\vec{x}_i - \vec{r}\right\|^2}}{c}\right) \tag{I.2}$$

Où *sig(t)* est le signal auquel sont appliquées les lois de retard (signal que l'on souhaite émettre), et les $h_i^{EA}(t)$ représentent les réponses impulsionnelles de chacun des haut-parleurs. * correspond à l'opération de convolution par rapport à la variable temps. Pour simplifier le calcul, on considérera ici que les réponses impulsionnelles $h_i^{EA}(t)$ sont identiques pour tous les haut-parleurs. Dans ce cas, les champs acoustiques issus des différents haut-parleurs n'interfèrent constructivement que lorsque $\vec{r} = 0$, c'est à dire au niveau du point focal. Partout ailleurs, les temps d'arrivées sont différents, correspondant à une puissance acoustique plus faible. Pour quantifier ce fait, on étudiera tout au long des deux premiers chapitres l'allure de diagrammes de focalisation impulsionnelle, définis par la relation suivante :

$$D(\vec{r}) = \max_{(t)}\left(s(\vec{r},t)\right) \tag{I.3}$$

Bien entendu, cette définition n'a de sens que lorsque le signal émis *sig(t)* est court dans le temps. Dans certains cas, en particulier lorsqu'on voudra étudier la qualité de focalisation de signaux complexes tels que de la parole ou de la musique, on s'intéressera plutôt à la focalisation de la racine carrée de l'énergie acoustique :

$$D_{RMS}(\vec{r}) = \sqrt{\left\langle s(\vec{r},t)^2 \right\rangle_{t\in T}} \tag{I.4}$$

[1] Cette hypothèse revient à considérer les transducteurs comme ponctuels. Elle sera bien vérifiée en pratique avec des diamètre inférieurs au dixième de la longueur d'onde.

où T est un intervalle de temps bien choisi, correspondant à la réception effective d'un signal. Dans les deux cas exposés ci-dessus, les diagrammes seront représentés sur une échelle logarithmique.

A partir de l'équation (I.2), le signal obtenu dans l'espace de propagation, dans la configuration exposée dans la Figure I-1, peut être simulé dans un logiciel de traitement de signal comme *MATLAB*. Pour cela, les réponses impulsionnelles des haut-parleurs $h_i^{EA}(t)$ sont considérées identiques d'un haut-parleur à l'autre et identiques à celle mesurée dans la chambre anéchoïque de l'IRCAM[2]. Le diagramme de focalisation peut alors être obtenu pour tout signal d'entrée *sig(t)*. La Figure I-2 représente ce diagramme dans le cas de l'émission d'une arche de sinusoïde de largeur 0.1 ms, couvrant le spectre 0-10 kHz.
Dans le cas de l'émission d'une fréquence pure, le diagramme de diffraction suit une loi de type sinus cardinal, et la largeur à mi-hauteur de la tache focale est donnée par la relation [3] :

$$L_{-6dB} = 1.2 \cdot l \, \frac{F}{D} \qquad \text{(I.5)}$$

où F est la distance entre l'antenne et le point focal, et D la largeur de l'antenne d'émission. Dans le cas d'une émission large bande comme celle utilisée pour la Figure I-2, la largeur de la tache focale est liée à la fréquence la plus basse contenue dans le spectre. D'après le spectre d'émission des haut-parleurs (cf. Figure I-3), la largeur mesurée dans notre cas correspond en fait à la fréquence de résonance des haut-parleurs. Cette observation traduit le fait que cette fréquence émise 5dB plus fort que le reste du spectre concourt d'autant plus à la focalisation, et détermine en pratique la largeur de la tache focale.

[2] Les mesures on été effectuées avec un élément d'antenne tel que ceux décrits au paragraphe I.C.1. Le microphone utilisé est placé à 2 mètres de la membrane du haut-parleur, et des mesures sont effectuées tous les 5 degrés entre 0 et 90° par rapport à l'axe du transducteur. Pour simplifier les calculs, la réponse impulsionelle utilisée lors de la simulation est celle enregistrée sur l'axe.

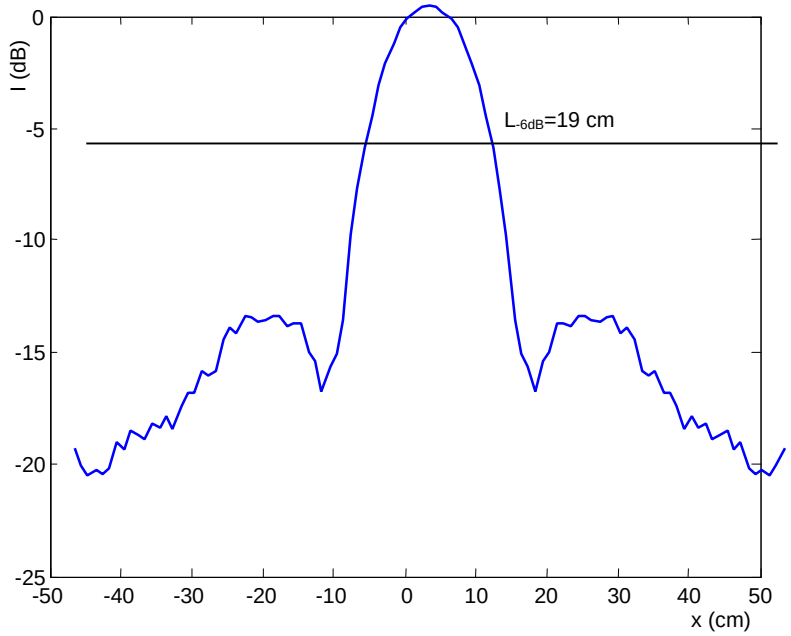


Figure I-2 : Diagramme de focalisation impulsionelle obtenus grâce à une loi de retard en espace libre

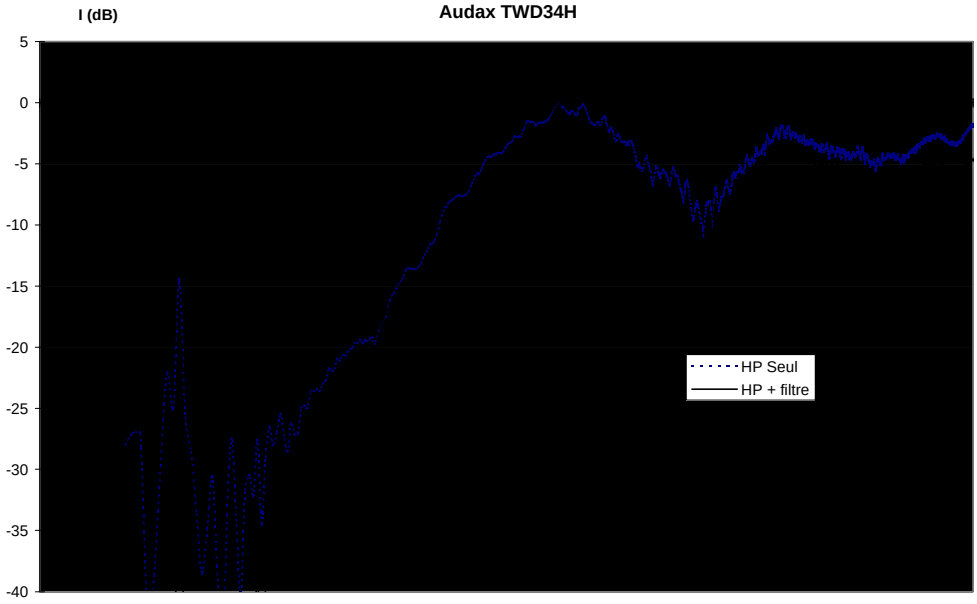


Figure I-3 : Amplitude de la fonction de transfert des haut parleurs utilisés (la méthode d'obtention de cette courbe est détaillée en annexe A)

La Figure I-2 permet de vérifier cette hypothèse, avec le cas d'une antenne composée de 20 transducteurs espacés de 17,5 cm, et une distance focale de 2,2. La largeur à –6 dB mesurée correspond à la fréquence de résonance des haut-parleurs utilisés, située au alentours de 1500 Hz.

I.B.1.b Cas d'une pièce

Si l'utilisation d'une loi de retard permet l'obtention d'une qualité de focalisation correcte en espace libre, à l'intérieur d'une pièce réverbérante les résultats sont de moins bonne qualité. En effet, les signaux émis se réfléchissent sur les parois et viennent perturber la tache focale, provoquant une remontée du niveau des lobes secondaires, et même dans certains cas une défocalisation (le point où l'intensité est la plus forte n'est pas le point focal souhaité).
La simulation de la propagation dans une pièce réverbérante est une opération compliquée. Comme notre but ici est simplement de montrer les phénomènes provoquant cette dégradation de qualité pour la focalisation, le modèle décrit dans le paragraphe précédent est simplement complété par l'ajout des premières réflexions sur les murs latéraux ; on retrouve donc ici le cas d'une propagation dans un guide d'onde. Le signal obtenu autour du point focal, toujours en utilisant les notations de la Figure I-1, s'écrit :

$$s(\vec{r},t) = sig(t) * h_i^{EA}(t) * \sum_{i=1}^{N} \sum_{n_R=0}^{R} d(t - dt_i) * d\left(t - \frac{\sqrt{d_{n_R}^2(\vec{x}_i,\vec{r}) - z_0^2}}{c} \right) \qquad \text{(I.6)}$$

Où $d_{n_R}(\vec{x}_i,\vec{r})$ représente la distance parcourue par l'onde pour la réflexion d'ordre n_R entre l'émetteur $\vec{x}_i$ et le point $\vec{r}$. Cette distance est calculée géométriquement à partir des indications de la Figure I-4. Dans cette configuration, on obtient un diagramme de focalisation tel que celui de la Figure I-5 (obtenu avec les mêmes conditions géométriques que celui de la Figure I-2, pour un guide d'onde de largeur 3.5 m). Cette figure montre d'ores et déjà les limites d'une approche par loi de retard dans une pièce : le niveau des lobes secondaires de focalisation remonte considérablement, du fait de la non compensation des réflexions.

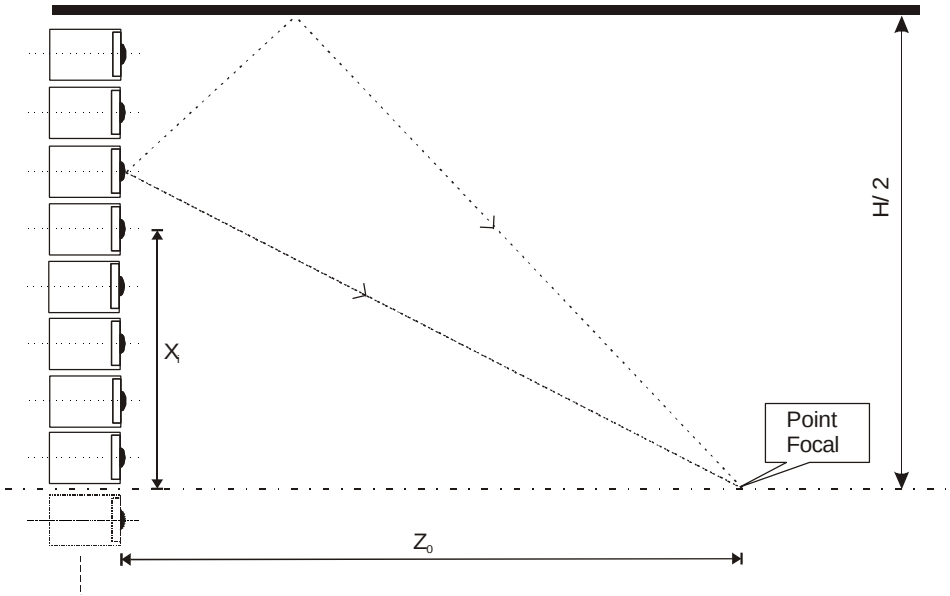


Figure I-4 : Configuration utilisée pour la simulation du comportement dans une pièce réverbérante.

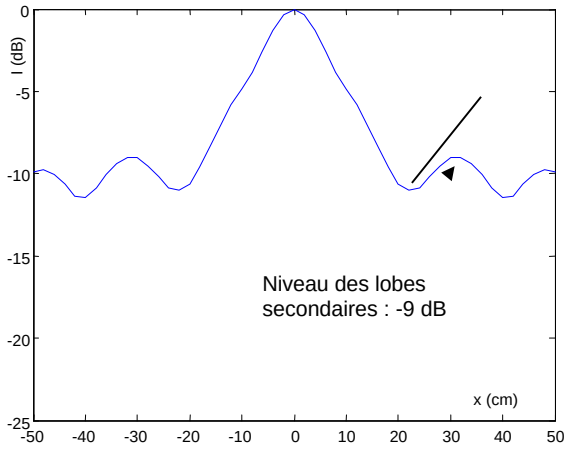


Figure I-5 : Diagrammes de focalisation impulsionnelle obtenus par une loi de retard

I.B.2 Focalisation par retournement temporel

Le principe de la focalisation par retournement temporel repose sur l'invariance par renversement du temps de l'équation des ondes acoustiques dans un milieu non dissipatif ([4], [5]):

$$r(\vec{r})\Delta\left(\frac{1}{r(\vec{r})}\vec{\nabla}p\right)-\frac{1}{c(\vec{r})^2}\frac{\partial^2}{\partial t^2}p=0 \qquad \text{(I.7)}$$

Cette invariance signifie que lorsqu'un champ de pression acoustique $p(\vec{r},t)$ est solution de l'équation (I.7), $p(\vec{r},-t)$ est également une solution de cette équation. Cette onde duale a une forme similaire à la première, mais se propage en direction inverse, comme si le temps s'écoulait à l'envers. Pour comprendre l'intérêt de cette onde, intéressons-nous à la situation suivante : une source ponctuelle génère une onde sphérique et divergente $p(\vec{r},t)$, qui est éventuellement déformée par le milieu au cours de sa propagation (Figure I-6 (a)). L'onde duale $p(\vec{r},-t)$ correspond alors exactement à l'onde qui parcourrait à l'envers le chemin suivi par l'onde divergente (Figure I-6 (b)). Cette onde duale a donc pour propriété fondamentale d'être convergente vers le point d'émission initial, et ce, quelle que soit la complexité du milieu de propagation considéré, tant que celui-ci n'est pas dissipatif.

La technique du retournement temporel (RT) a pour but de réussir à créer une approximation aussi bonne que possible de ce champ renversé $p(\vec{r},-t)$, à partir de la connaissance du champ direct $p(\vec{r},t)$. Le problème est moins simple qu'il n'y paraît au premier abord. En effet, pour que le champ direct ait un sens physique, il faut que ce dernier soit causal. Cette condition implique que le champ renversé soit à priori anti-causal, donc n'ait pas de sens physique. Pour cette raison, on considérera tout au long de ce chapitre qu'on a affaire à des signaux finis : il existe un temps T_0 tel que $p(\vec{r},t)=0$ pour t>T_0. De cette façon, le champ $p(\vec{r},T_0-t)$ est également causal, et les deux solutions ont un sens physique. Dans le but de simplifier les calculs, ce décalage temporel indispensable de T_0 sera implicite dans les expressions impliquant le champ renversé.

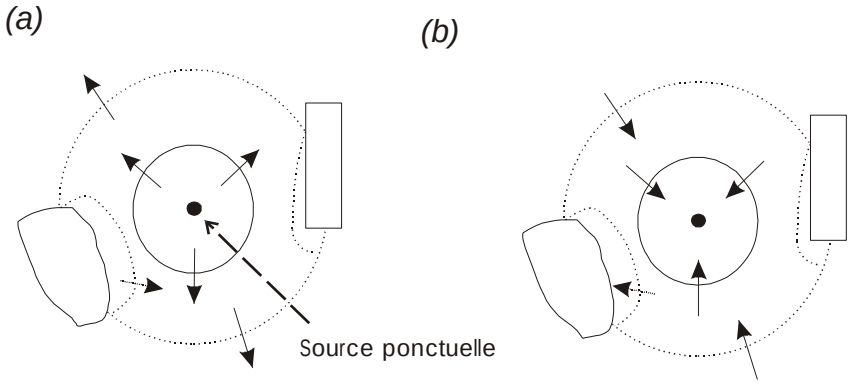


Figure I-6 : retournement temporel autour d'une source ponctuelle : l'onde directe diverge depuis le point source (a), l'onde duale converge vers ce même point.

I.B.2.a Principe de la cavité et du miroir à retournement temporel

Bien que l'onde duale puisse avoir une existence physique, le principal problème auquel doit répondre la technique du retournement temporel est de réussir à générer cette onde. En pratique, il est impossible de générer le champ renversé dans tout le volume, puisque cela nécessiterait la présence d'un très grand nombre de transducteurs dans le milieu. Même un échantillonnage spatial de type $\lambda/2$, qui suffirait à représenter précisément le champ [3], donnerait un nombre de transducteurs immense, impossible à mettre en œuvre pratiquement.

Heureusement, il n'est pas nécessaire de connaître le champ pour tous les points du volume considéré. En effet, le principe de Huygens nous fournit une méthode permettant de réduire de manière considérable la quantité d'information nécessaire à la réalisation du retournement temporel : si on connaît le champ sur une surface fermée, ainsi que les conditions initiales à l'intérieur de cette surface, alors le champ est complètement déterminé dans l'ensemble du volume délimité par la surface de contrôle.

Cette idée est à la base du concept de cavité à retournement temporel [6] : on considère que l'ensemble du volume d'étude est entouré par une surface tapissée de transducteurs fonctionnant en émission-réception. Dans une première phase, une source acoustique émet à l'intérieur du volume considéré le champ initial qu'on souhaite retourner. L'onde se propage dans le milieu et finit par traverser la surface constituant les limites de la cavité, où elle est mesurée. Cette étape dure aussi longtemps que nécessaire, c'est-à-dire tant que le champ n'est pas nul à l'intérieur de la surface. Dans un deuxième temps, la source initiale reste passive ; l'ensemble des transducteurs placés à la surface émet le signal reçu auparavant, mais retourné temporellement. Du fait du principe de Huygens, l'onde créée ainsi est effectivement l'onde renversée qui se propage dans le milieu à rebours, pour aller focaliser à la position du point source initial.

Ce système permet d'obtenir exactement le champ souhaité, tout au moins lorsque le système est ouvert. Toutefois, même après cette réduction du nombre de transducteurs à utiliser, le dispositif reste difficilement réalisable en pratique : Le nombre de transducteurs nécessaire peut être très grand, et dans un certain nombre de cas (comme en acoustique médicale, ou en contrôle non destructif) , on peut ne pas être capable d'entourer complètement le milieu d'étude. Pour cette raison, les expériences de retournement temporel sont la plupart du temps réalisées avec un miroir à retournement temporel (MRT, voir Figure I-7). Dans ce cas, seule une petite partie de la surface de la cavité décrite précédemment est recouverte par des transducteurs ; et on obtient simplement une approximation du champ acoustique souhaité.

Plusieurs travaux ont montré que cette approximation était dans la plupart des cas pratiques suffisante pour permettre une bonne focalisation [8],[9],[10].

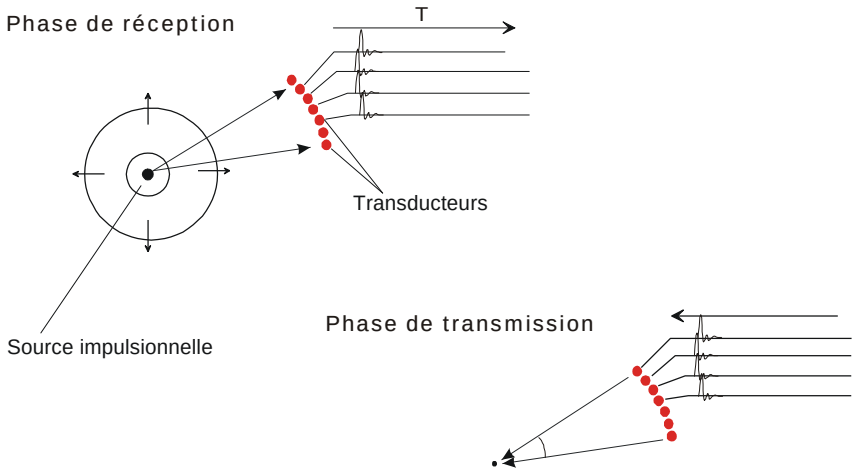


Figure I-7 : Miroir à retournement temporel en espace libre.

Dans le cadre de l'acoustique des salles, la situation est un peu différente de celle évoquée plus haut. En effet, de la même façon que précédemment, le nombre de transducteurs utilisables est limité (50 au maximum), mais notre principale situation d'étude concerne une pièce close, dans laquelle les réflexions des ondes acoustiques contre les parois sont nombreuses. Cette configuration peut être rapprochée de cas déjà étudiés : Carsten Draeger s'est intéressé au cours de sa thèse [11] au cas de la cavité bidimensionnelle constituée par un wafer de silicium ; Philippe Roux s'est pour sa part intéressé au cas de la propagation et de la focalisation dans un guide d'onde acoustique [12]. Ces deux situations ont montré qu'un milieu de propagation limité par des parois réfléchissantes était très intéressant pour une focalisation par retournement temporel, puisque cette technique est capable d'utiliser au mieux les différentes réflexions présentes pour créer l'équivalent de transducteurs virtuels venant participer à la focalisation de la même façon que les transducteurs de l'antenne.

Dans le cas extrême d'une cavité très réverbérante, Carsten Draeger a été en mesure de montrer qu'un seul transducteur suffisait à obtenir une focalisation de bonne qualité. Ce cas est extrême puisqu'il nécessite d'avoir très peu de pertes pendant la propagation et lors des réflexions, mais un des buts de nos expériences sera tout de même de montrer que l'on peut profiter des phénomènes de réverbération pour utiliser un nombre plus faible de transducteurs, tout en gardant une bonne qualité de focalisation.

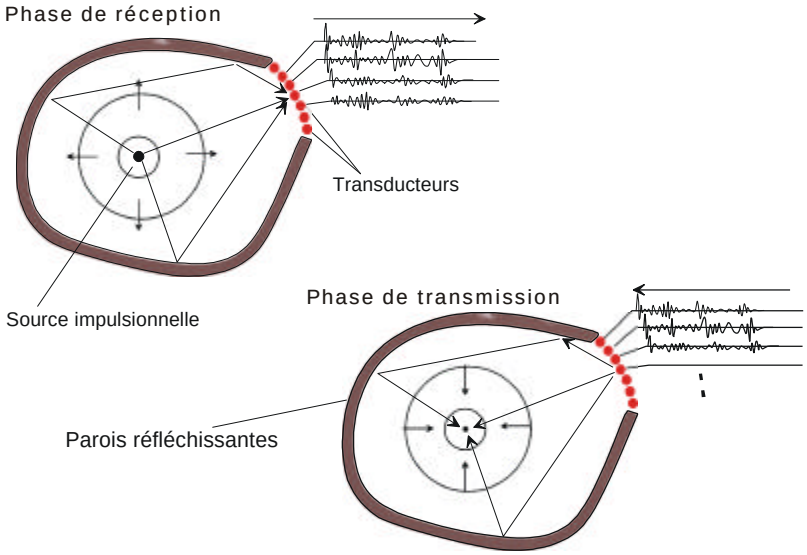


Figure I-8 : Retournement temporel dans une cavité réfléchissante

I.B.2.b Que ce passe-t-il au moment du collapse de l'onde retournée ?

Le retournement temporel permet dans un cas idéal d'apporter une réponse exacte à la question de créer une onde se propageant en sens inverse de l'onde divergente initiale. Même dans ce cas parfait, un problème se pose au moment de l'arrivée de l'onde retournée au point focal : en effet, si l'équation (I.7) est effectivement symétrique par rapport à la variable temps, la génération du champ initial $p(\vec{r},t)$ n'a pu se faire qu 'en introduisant des sources dans le milieu. Il se pose donc un problème à partir du moment où l'onde retournée arrive au point focal : l'énergie de celle-ci n'est pas dissipée au point focal, et l'onde continue son chemin après avoir passé le point focal.

On peut donc observer autour du point focal un phénomène d'interférence entre l'onde convergente liée directement au retournement temporel et l'onde divergente correspondante : ce phénomène va entraîner l'apparition d'une tache focale dont la taille est au mieux de l'ordre de la demi longueur d'onde, limite classique pour la largeur d'une tache de diffraction [6].

Cette tache de largeur non nulle est la conséquence de l'absence dans notre modèle d'un objet correspondant au retourné temporel d'une source acoustique. Même si ce cas correspond bien à nos applications pratiques, il faut noter ici que Julien de Rosny a pu au cours de sa thèse [7] construire cet objet correspondant au retournement temporel d'une source acoustique. Grâce a ce « puits acoustique », ce dernier a pu obtenir des taches focales ayant des largeurs de l'ordre

de $l/1000$; ceci est lié au fait qu'en présence du puits, il n'y a pas d'onde divergente et donc disparition du phénomène d'interférence.

I.B.2.c Opération de retournement temporel

Le retournement temporel a été abordé ci-dessus dans le cadre d'une explication basée sur la propagation des ondes. Au cours de cette thèse, le retournement temporel (tout comme le filtre inverse dans le chapitre suivant) sera souvent considéré comme une opération de traitement du signal. En effet, toutes les opérations considérées sont linéaires, et les deux opérations décrites précédemment peuvent s'écrire sous la forme d'une combinaison de convolutions et de sommes entre signaux. Pour cela, on pose le problème de la façon suivante :

On s'intéresse à la propagation entre un nombre ***M*** de transducteurs constituant l'antenne du miroir à retournement temporel, et un ensemble ***J*** de « points de contrôle », c'est-à-dire soit de points sources soit de points focaux suivant la phase considérée du retournement temporel. Ecrite en termes de signaux électroniques, la réponse impulsionnelle entre un transducteur *(m)* et un point de contrôle *(j)* se met sous la forme :

$$h_{j,m}(t) = h_{AE}^{j}(t) \underset{t}{*} G(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_j, t) \underset{t}{*} h_{EA}^{m}(t) \tag{I.8}$$

où $G(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_j, t)$ est la fonction de Green correspondant à la propagation dans le milieu entre le point $\mathbf{r}_m$ (position du transducteur de l'antenne), et le point $\mathbf{r}_j$ (position du point de contrôle). $h_{AE}^{j}(t)$ est la réponse acousto-électrique du transducteur placé au point de contrôle, et $h_{EA}^{m}(t)$ la réponse électroacoustique du transducteur de l'antenne (haut parleur). $\underset{t}{*}$ représente l'opération de convolution par rapport à la variable temporelle t. On considérera dans l'ensemble des applications que la relation suivante est respectée :

$$h_{m,j}(t) = h_{j,m}(t) \tag{I.9}$$

C'est à dire que la réponse impulsionnelle d'une émission depuis un point source vers un transducteur du miroir est identique à celle d'une émission depuis le transducteur du miroir vers le transducteur placé au niveau du point source initiale. Ce point est généralement vérifié dans les cas « simples » en acoustique ultrasonore : les transducteurs étant symétriques en émission et en réception, la seule cause pouvant modifier cette relation de réciprocité est le fait que la fonction de Green elle même ne soit pas réciproque. Cette situation est très rare, et correspond à des milieux bien particuliers, tels que des milieux en mouvement [13].

Dans notre cas, les milieux seront stationnaires, et les fonctions de Green toujours réciproques. Par contre, en acoustique audible, la réciprocité des transducteurs n'est pas vérifiée : pour des raisons de sensibilité, il est nécessaire d'utiliser un système différent à l'émission à la réception. Ce point sera détaillé dans la partie expérimentale ; nous considèrerons ici que cette réciprocité est vérifiée dans la suite de ce paragraphe.

La matrice $h_{j,m}(t)$ sera dénommée « opérateur de propagation » entre l'antenne (miroir à retournement temporel) et l'ensemble des points de contrôle. A partir de cet opérateur, les signaux reçus sur chaque élément du miroir lors la phase d'enregistrement du retournement temporel peuvent s'écrire sous la forme :

$$r_m(t) = \sum_{j=1}^{\mathbf{J}} h_{j,m}(t) \underset{t}{*} s_j(t) \tag{I.10}$$

où $s_j(t)$ correspond aux signaux émis par les sources présentes au niveau des points de contrôle. Cette formule correspond à un cas très général. Bien souvent, on cherche à obtenir une focalisation vers un seul point de contrôle ; l'expression précédente peut alors s'écrire :

$$r_m(t) = h_{j_0,m}(t) \underset{t}{*} s_{j_0}(t) \tag{I.11}$$

Une écriture plus simple des expressions précédentes est obtenue en prenant les transformées de Fourier temporelles de chacun des termes, avec une notation matricielle, comme par exemple :

$$TF_t\{h_{j,m}(t)\} = \mathbf{H}(w) \tag{I.12}$$

où **H**(ω) est la matrice des *M* x *J* fonctions de transfert. Avec cette notation, et en utilisant la réciprocité, les relations (I.10) et (I.11) deviennent, respectivement :

$$\mathbf{R}(w) = {}^{t}\mathbf{H}(w).\mathbf{S}(w) \tag{I.13}$$

dans le cas général, et dans le cas d'une seule source :

$$\mathbf{R}(w) = {}^{t}\mathbf{H}(w).\Delta_{j_0}.S(w) \tag{I.14}$$

où Δ_{j_0} est le vecteur ${}^{\mathrm{T}}[0,\cdots 0,1,0,\cdots 0]$, nul partout sauf en j_0, et S(ω) la transformée de Fourier du signal émis par la source. La deuxième étape du retournement temporel consiste à ré-émettre après renversement du temps les signaux $r_m(t)$ mesurés par le miroir. Dans le domaine de Fourier, ce retournement se traduit par une opération de conjugaison, donc le

vecteur émis s'écrit $\mathbf{R}(w)^*$. La propagation de l'onde émise par le miroir vers les points de contrôle devient alors :

$$\mathbf{F}(w) = \mathbf{H}(w).\mathbf{R}^*(w) \tag{I.15}$$

Où **F** est la transformée de Fourier temporelle des signaux mesurés par les différents points de contrôle. L'injection dans cette dernière expression de la formule (I.14) nous donne :

$$\mathbf{F}(w) = \mathbf{H}(w).\mathbf{H}^\dagger(w).\Delta_{j_0}.S^*(w) \tag{I.16}$$

Où l'opérateur † correspond à l'opération de conjugaison hermitienne. Cette relation peut être séparée en deux parties : d'un côté le terme $\Delta_{j_0}.S^*(w)$ qui correspond aux signaux émis par les sources retournés temporellement, de l'autre l'opérateur $\mathbf{H}.\mathbf{H}^\dagger$, traduisant l'opération de retournement temporel proprement dite. Cet opérateur, connu sous le nom d'opérateur de retournement temporel [14], permet de décrire complètement l'opération de retournement temporel. Les expériences décrites dans les paragraphes qui suivent ont pour but de caractériser cet opérateur, à la fois temporellement et spatialement.

I.C Focalisation dans une pièce réverbérante

I.C.1 Configuration expérimentale

Deux pièces différentes ont été utilisées pour les expériences. La première, qui sera dénommée « pièce blanche » dans la suite, est une pièce vidée de tout mobilier avec des parois soit peintes (pour les murs et le plafond), soit carrelées (pour le sol). La deuxième pièce utilisée est par contre volontairement choisie comme « quelconque » ; ce n'est ni une pièce anéchoïque, ni une pièce vide. Elle correspond à une pièce de travail normale, encombrée par du mobilier et du matériel, et dans laquelle des personnes circulent. Ce milieu sera donc utile pour étudier la robustesse des différentes techniques de focalisation.

La pièce encombrée (cf Figure I-9) est une pièce parallélépipédique de dimensions 4.7m x 5.9m x 3.1m. Le système électroacoustique utilisé est constitué de 50 haut-parleurs répartis autour de la pièce. Toutefois, les premières expériences seront menées avec une partie seulement de cette antenne, constituée de 16 haut-parleurs alignés (voir Figure I-11) ; de cette façon on retrouve une configuration similaire à celle étudiée en théorie, en particulier, la géométrie est la même que celle proposée dans la Figure I-1.

La pièce vide est également parallélépipédique, de dimensions 5.75 m x 3.45 m x 3.1 m. C'est cette dernière qui sera utilisée pour les mesures, sauf indication contraire. En effet, les

mesures obtenues sont plus répétables dans cette situation, et le très grand temps de réverbération permettra de mieux montrer les avantages relatifs des deux techniques.

Les mesures du champ de pression sont effectuées à l'aide d'un microphone à électret translaté le long de l'axe $\mathbf{x_0}$. Le système de mesure est volontairement simple : le déplacement du microphone est assuré par un système de fils en nylon ; ceci permet d'assurer qu'il n'y a pas de perturbation du champ provoqué par le système de mesure, du fait de la petite taille de l'ensemble mobile (moins de 10 mm x 5 mm) par rapport aux longueurs d'onde considérées (qui sont de l'ordre de la dizaine de centimètres). L'émission et la réception sont gérées dans cette série d'expériences par une électronique multicanaux de 50 voies travaillant à une fréquence d'échantillonnage de 20 kHz ; chaque canal est composé des éléments suivants

- préamplificateur et convertisseur analogique/numérique 12 bits en réception
- 128 kMots de mémoire
- convertisseur numérique/analogique et amplificateur de puissance en émission.

Dans toutes les expériences présentées, on cherche à obtenir un phénomène d'interférences constructives en un point donné. Ceci implique une bonne précision de la phase des signaux émis, qui ne peut être obtenue que pour des fréquences inférieures au quart de la fréquence d'échantillonnage [3]. De ce fait, la bande des fréquences utilisables s'étend entre 0 et 5 kHz.

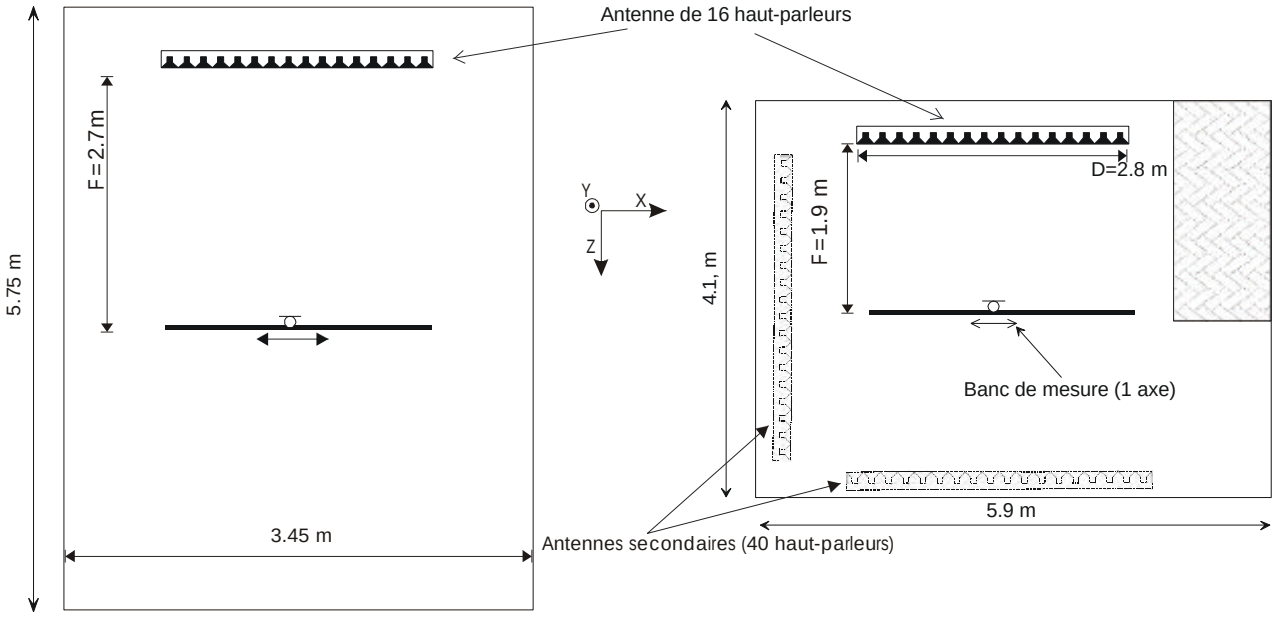


Figure I-9 : Configuration expérimentale pour les pièces blanche et encombrée.

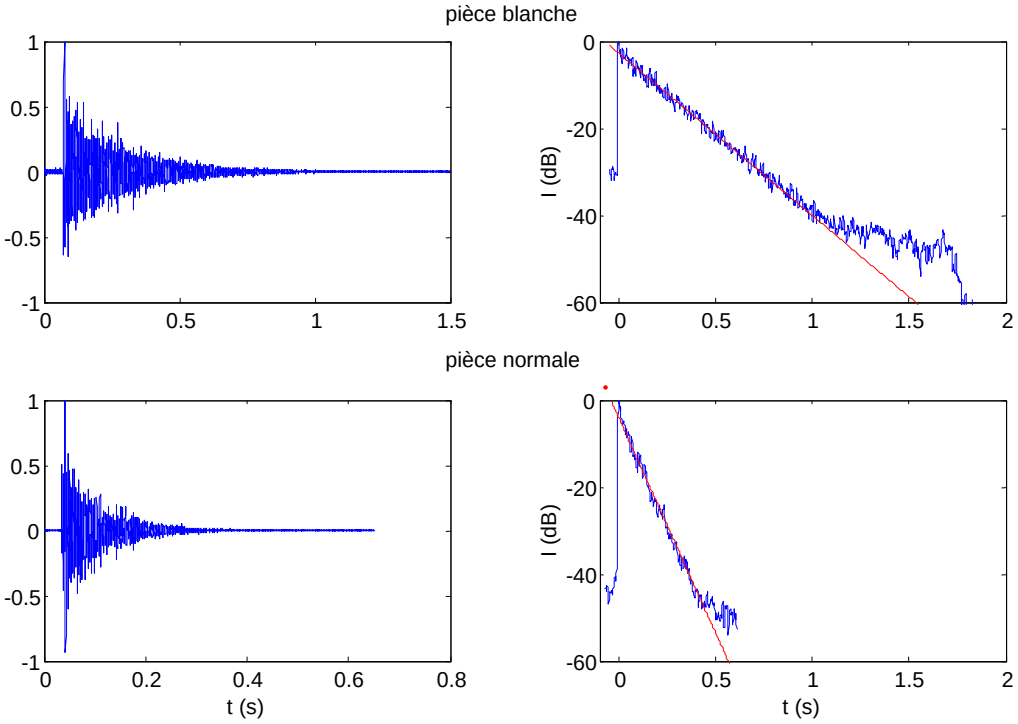


Figure I-10 : Réponse impulsionnelle dans les deux pièces et mesure du temps de réverbération correspondant.

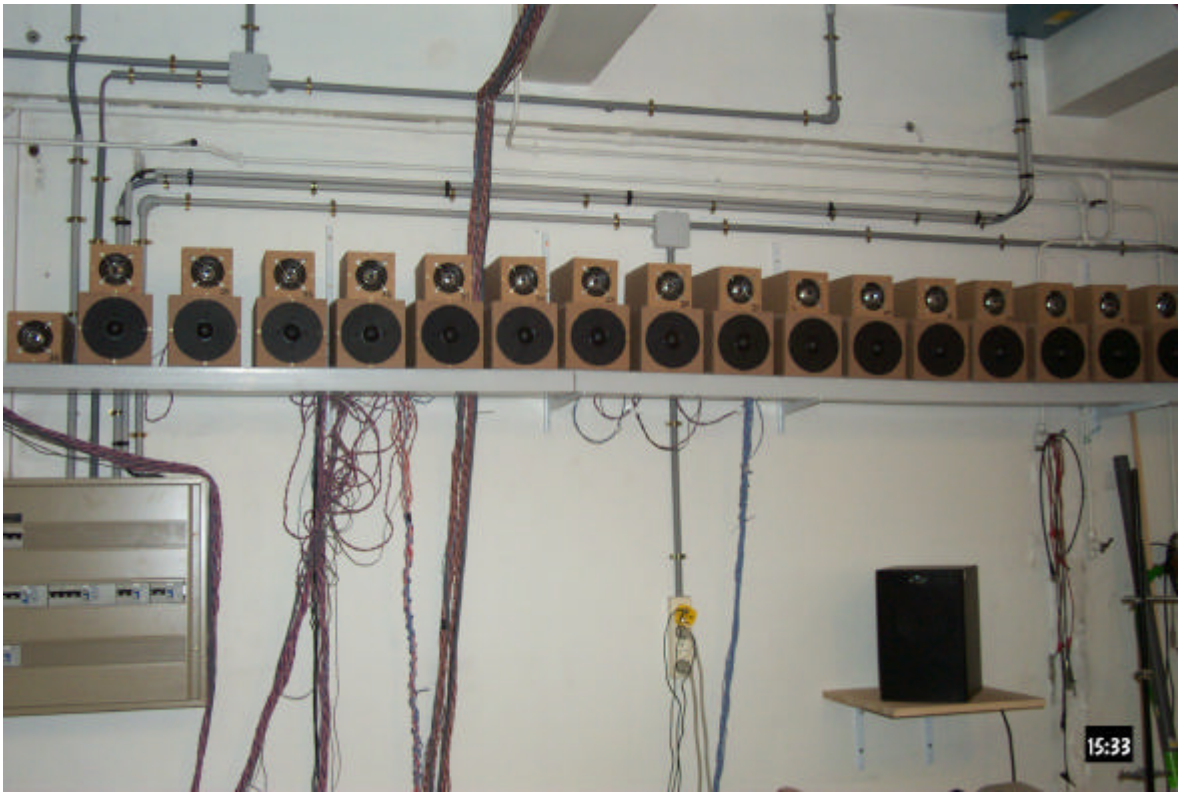


Figure I-11 : Antenne utilisée dans la pièce encombrée

Le but de la série d'expériences présentée ici est de comparer les performances relatives obtenues par les deux techniques de focalisation par loi de retards et par retournement temporel. Les conditions de travail sont un peu différentes de celles présentées dans la partie théorique : le fait de travailler dans le domaine des fréquences audibles impose de prendre un certain nombre de précautions :

- il n'y a pas de source au point focal désiré. En effet, un haut-parleur est un objet encombrant, qui gênerait le déplacement du microphone d'acquisition pendant la phase de ré-émission, et il est impossible de le retirer entre les deux phases puisqu'on introduirait une modification du milieu. Pour pouvoir obtenir le jeu de réponses impulsionnelles $h_{m,j_0}(t)$ reliant chaque transducteur de l'antenne et le point focal, on supposera que la réciprocité du milieu est vérifiée. En terme de fonctions de Green, cette réciprocité se traduit par la relation $G(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_{j_0}, t) = G(\mathbf{r}_{j_0}, \mathbf{r}_m, t)$; ceci nous permet donc d'acquérir les réponses impulsionnelles en faisant émettre les éléments de l'antenne individuellement, et en acquérant le signal à l'aide du microphone de mesure placé au point focal. On évite par la même occasion une configuration compliquée et lourde à mettre en œuvre avec des transducteurs d'antenne constitués d'un couple haut-parleur / microphone monté coaxialement.
- Comme les expériences sont menées le plus souvent dans des pièces encombrées et utilisées, il est difficile de mesurer de façon précise les distances entre chaque transducteur et le point focal ; d'autant plus que ce genre de mesure est sensible au fait qu'on déplace un transducteur ou le banc de mesure. Pour cette raison, la mesure des temps de retard à appliquer est effectuée acoustiquement, par détection du front d'onde direct sur les fonctions de Green. Cette méthode est plus souple qu'une mesure manuelle, puisqu'elle peut être répétée avec chaque acquisition, et ainsi supprimer l'incertitude liée à la valeur exacte de la vitesse de propagation dans les conditions d'une mesure donnée.

En acoustique audible, il est impossible de négliger la réponse des transducteurs, en particulier pour les haut-parleurs. Les réponses impulsionnelles entre un élément i de

l'antenne et le point focal sont mesurées grâce à l'émission d'un chirp[3] de largeur de bande 100 – 4100 Hz par le m^{ème} haut-parleur, et la réception du signal obtenu au futur point focal. Les signaux mesurés ainsi, après corrélation avec le chirp initial, peuvent se mettre sous la forme :

$$h_{m,j_0}(t) = h_{AE}^m(t) \underset{t}{*} G(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_{j_0}, t) \underset{t}{*} h_{EA}^m(t) \tag{I.17}$$

où $h_{EA}(t)$ est la réponse impulsionnelle électro-acoustique du m^{ième} haut-parleur (on considérera par la suite que les réponses impulsionnelles sont identiques d'un haut-parleur à l'autre[4]), $\mathbf{r}_m$ est la position du m^{ème} haut-parleur, $h_{AE}^m(t)$ est la réponse électro-acoustique du microphone et de l'électronique associée, et $\underset{t}{*}$ représente l'opération de convolution temporelle. Du fait de la linéarité du problème, la réponse impulsionnelle du système électronique et des deux transducteurs peut être considérée comme un seul bloc, noté $h_E^m(t)$. Ainsi :

$$h_{m,j_0}(t) = G(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_{j_0}, t) \underset{t}{*} h_E^m(t) \tag{I.18}$$

Après retournement temporel, ces réponses impulsionnelles sont ré-émises dans le milieu avec la même électronique ; le signal reçu en un point **x** proche du point focal peut donc s'écrire :

$$h_{RT}(\mathbf{x}, t) = \sum_{m=1}^{M} G(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_{j_0}, -t) \underset{t}{*} G(\mathbf{r}_m, \mathbf{x}, t) \underset{t}{*} h_E^m(t) \underset{t}{*} h_E^m(-t) \tag{I.19}$$

Dans le cas particulier de l'observation au point focal $\left(\mathbf{x} = \mathbf{r}_{j_0}\right)$, on retrouve l'effet expliqué dans la partie théorique : le retournement temporel agit comme un filtre adapté, et ce à

[3] Tout au long de ces travaux, il sera constamment fait appel à des chirps linéaires définis comme $ch(t) = \sin\left[2p\left(f_{\min} + \frac{f_{\max} - f_{\min}}{2T}t\right)t\right]$; où f_{max} et f_{min} sont les fréquences extrêmes, et T la durée du chirp. Corrélé à lui même, ce chirp donne avec une bonne approximation d'une impulsion limitée à la bande de fréquence [f_{min} f_{max}], ce qui permet d'obtenir une réponse impulsionnelle avec un bien meilleur rapport signal à bruit que celui obtenu par émission d'une impulsion simple, forcément limitée en énergie.

[4] Cette approximation est un peu forte par rapport à la réalité : dans la pratique, deux haut-parleurs, même produits en série, ont des réponses impulsionnelles assez différentes. Toutefois, l'essentiel de cette différence concerne la phase de la fonction de transfert, qui sera compensée dans l'étape de retournement temporel.

plusieurs niveaux : il y a filtrage adapté temporel de la réponse impulsionnelle du système électronique et des transducteurs, ainsi que filtrage adapté spatial et temporel de la réponse impulsionnelle de propagation [16].

I.C.2 Focalisation spatiale

D'après les résultats obtenus dans la partie décrivant la théorie du retournement temporel, on s'attend à ce que cette technique permette d'améliorer à la fois la qualité de la compression temporelle, et la qualité de la focalisation spatiale. Pour étudier cette dernière, la solution retenue va consister à comparer des diagrammes de focalisation dans différentes situations. Pour cela, toute série d'expériences commence par la mesure du jeu des réponses impulsionnelles $h_{m,j_0}(t)$ entre les transducteurs et le point focal. La loi de retards temporels est alors calculée en utilisant la position du maximum de corrélation entre $h_{m,j_0}(t)$ et $h_E(t)$ [5]. Dans le cas de la pièce encombrée décrite précédemment, on obtient alors les diagrammes de la Figure I-12. L'avantage du retournement temporel sur une loi de retard apparaît immédiatement sur cette figure : la tache focale est plus étroite, et le niveau des lobes secondaires est plus bas de 7 à 10 décibels.

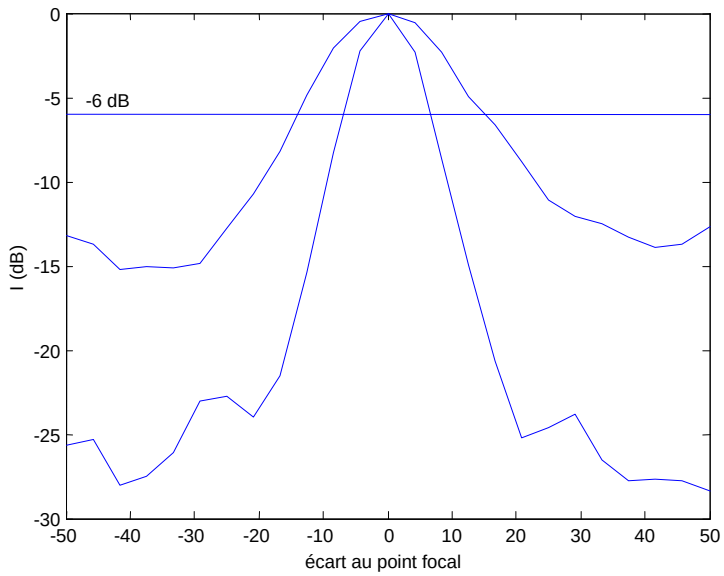


Figure I-12 : Diagramme de focalisation impulsionnelle obtenus par une loi de retard et par retournement temporel.

[5] La réponse impulsionnelle $h_E(t)$, correspondant à l'ensemble du système de transduction, à pu être mesurée avec un bonne précision grâce à l'utilisation de la chambre source de l'IRCAM. La méthode d'obtention et les résultats sont présentés dans l'annexe A

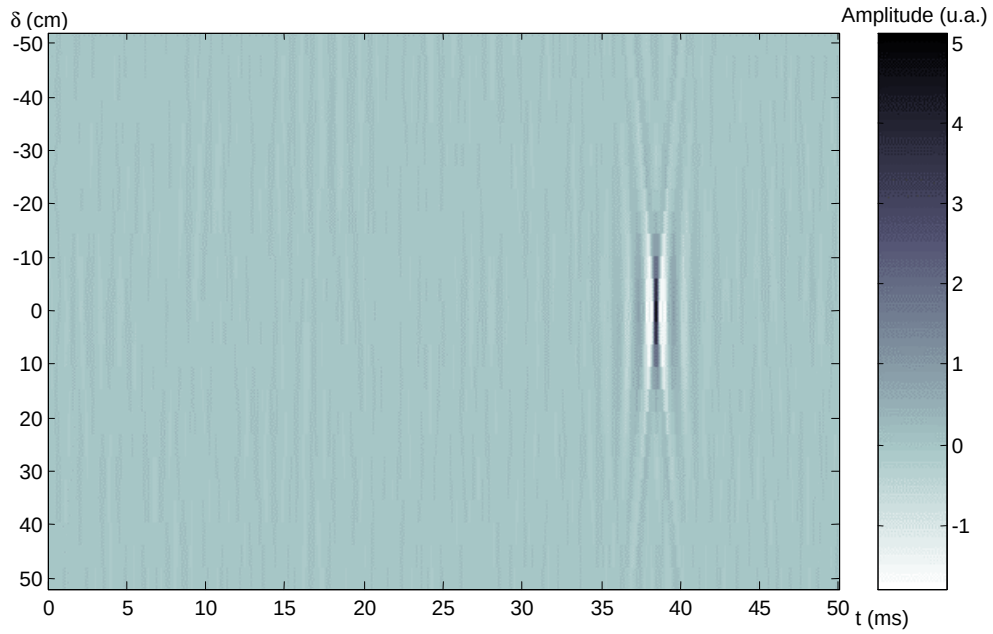


Figure I-13 : Bscan autour du point focal, après retournement temporel dans la pièce blanche

I.C.2.a Largeur de la tache focale

La Figure I-14 nous montre les diagrammes de focalisation correspondant aux cas de la propagation en espace libre et dans la pièce vide. Ceci permet d'observer clairement l'apport de la focalisation par retournement temporel par rapport à une loi de retard : dans le cas d'une propagation en espace libre (courbes rouges) la qualité de focalisation obtenue est identique avec les deux techniques. Les fait de se placer dans un milieu réverbérant a par contre un effet très différent suivant la technique de focalisation : dans le cas d'une loi de retard, le niveau des lobes secondaires remonte sur les côtés du fait de la non compensation des réflexions. L'effet inverse est observé pour une focalisation par retournement temporel : la compensation des différentes réflexions permet d'obtenir un résultat quasiment idéal en terme de diffraction : la largeur de la tache focale à –6 dB est de l'ordre de 18 cm. Les calculs menés dans la partie théorique dans le cas d'une focalisation monochromatique montrent que la largeur de la tache focale est égale à $\lambda/2$, où λ est la longueur d'onde correspondant à la fréquence choisie. Dans le cas qui nous intéresse, il n'y a pas à proprement parler de fréquence d'émission, puisque que l'impulsion émise couvre la bande 100-4100 Hz. Malgré cela, la largeur de la tache focale est tout de même liée à une demi longueur d'onde : celle ci

correspond en fait à la fréquence de résonance du haut-parleur, c'est à dire la fréquence émise avec le plus d'intensité (cf. Figure I-3).

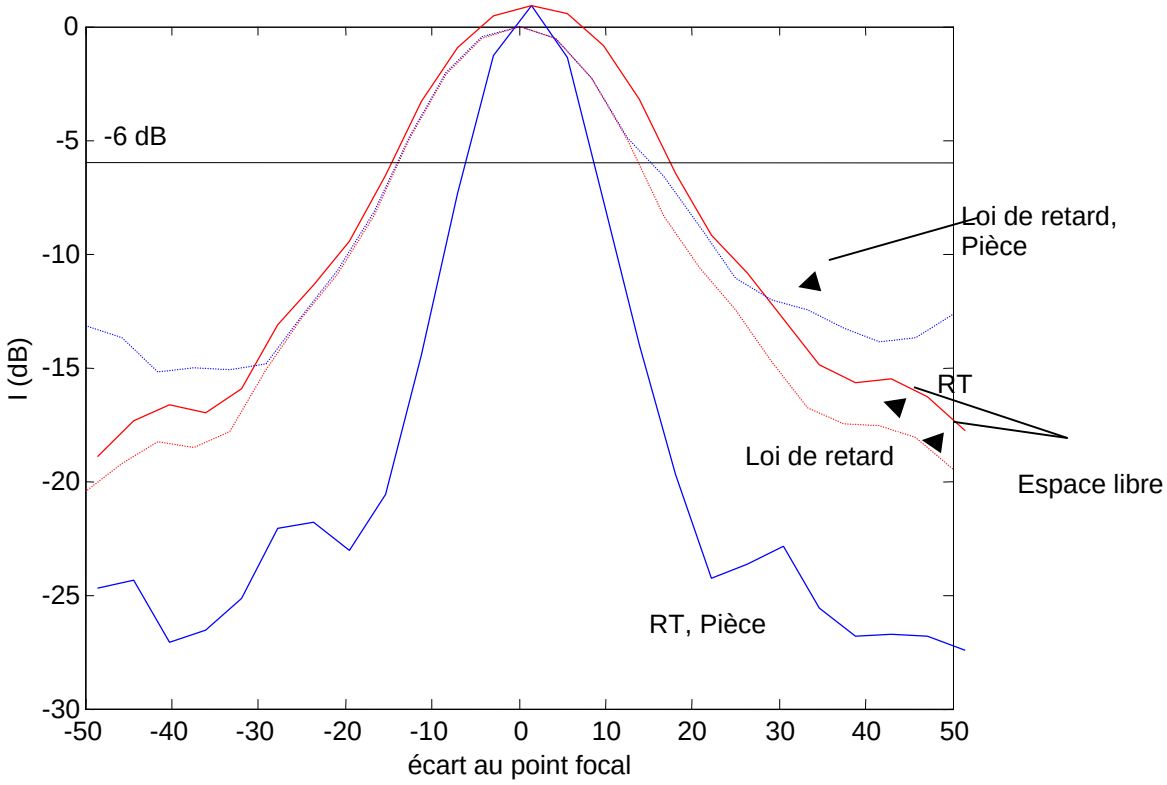


Figure I-14 : Diagrammes de focalisation obtenus dans les conditions suivantes : Loi de retards en espace libre et dans la pièce vide(courbes en pointillés) Retournement temporel en espace libre (continu, rouge) et dans la pièce vide (continu, bleu)

La focalisation par retournement temporel semble donc suivre le comportement décrit dans la partie théorique : la tache focale a une largeur égale à λ/2, où λ correspond à la longueur d'onde de la plus basse fréquence « significative » du spectre d'émission. Cette relation devrait être vraie pour toutes les situations de propagation dans une pièce réverbérante, et ce quelle que soit la taille et la position de l'antenne utilisée. La Figure I-15 nous permet de vérifier la réalité de cette affirmation, ainsi que ses limites : la largeur à –6 dB de la tache focale suit, que ce soit dans le cas d'un propagation par loi de retards ou pour le cas du retournement temporel en espace libre, une évolution de type $d = l\,F/D$, comme celle décrite dans la partie théorique. D'un autre côté, dans le cas du retournement temporel en pièce réverbérante, la largeur de la tache focale est constante, sauf pour des antennes de petites

dimensions. Cette augmentation observée pour des rapports F/D faibles peut être expliquée à la lumière des travaux de Philippe Roux et al. sur le guide d'onde [12]; ainsi qu'en observant la Figure I-16 : pour obtenir une focalisation de largeur identique, le fait d'utiliser un petit miroir implique l'utilisation d'un nombre plus grand de réflexions contre les parois de la pièce. Deux phénomènes viennent alors limiter les possibilités de focalisation : tout d'abord chaque réflexion provoque une atténuation de l'onde transmise, non compensée par la technique de retournement temporel ; ensuite, le fait d'impliquer un grand nombre de réflexions correspond également à des émissions dans des directions très écartées de l'axe des haut-parleurs. Comme ceux-ci ne sont pas omnidirectionnels, les rayons correspondants ne peuvent être émis avec une intensité suffisante pour contribuer efficacement à la focalisation (cf. annexe A pour plus de détails sur la directivité des haut-parleurs utilisés).

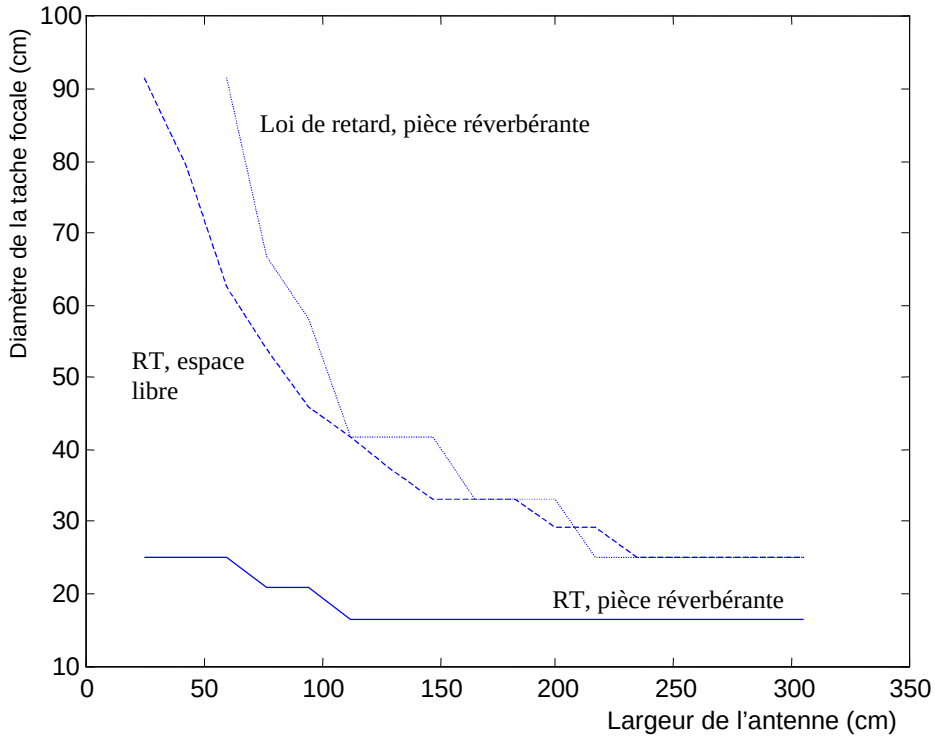


Figure I-15 : Evolution de la largeur à –6 dB de la tache focale

I.C.2.b Niveau des lobes secondaires

L'un des buts de cette étude est d'être capable de transmettre de l'information dans une zone donnée d'une pièce, donc à un utilisateur donné, tout en limitant le niveau sonore dans les

autres endroits de la pièce. Pour cette raison, notre système doit à la fois être capable d'envoyer un signal compréhensible au point focal (ce point sera abordé dans le paragraphe suivant), et de minimiser le niveau sonore partout ailleurs qu'au point focal. Une première constatation, apportée par la Figure I-17, est de remarquer que le niveau moyen des lobes secondaires obtenus dans la pièce réverbérante et dans la pièce encombrée sont différents. Nous allons voir que ce point est lié aux nombre de réflexions disponibles et donc à la durée du signal utilisable pour la focalisation.

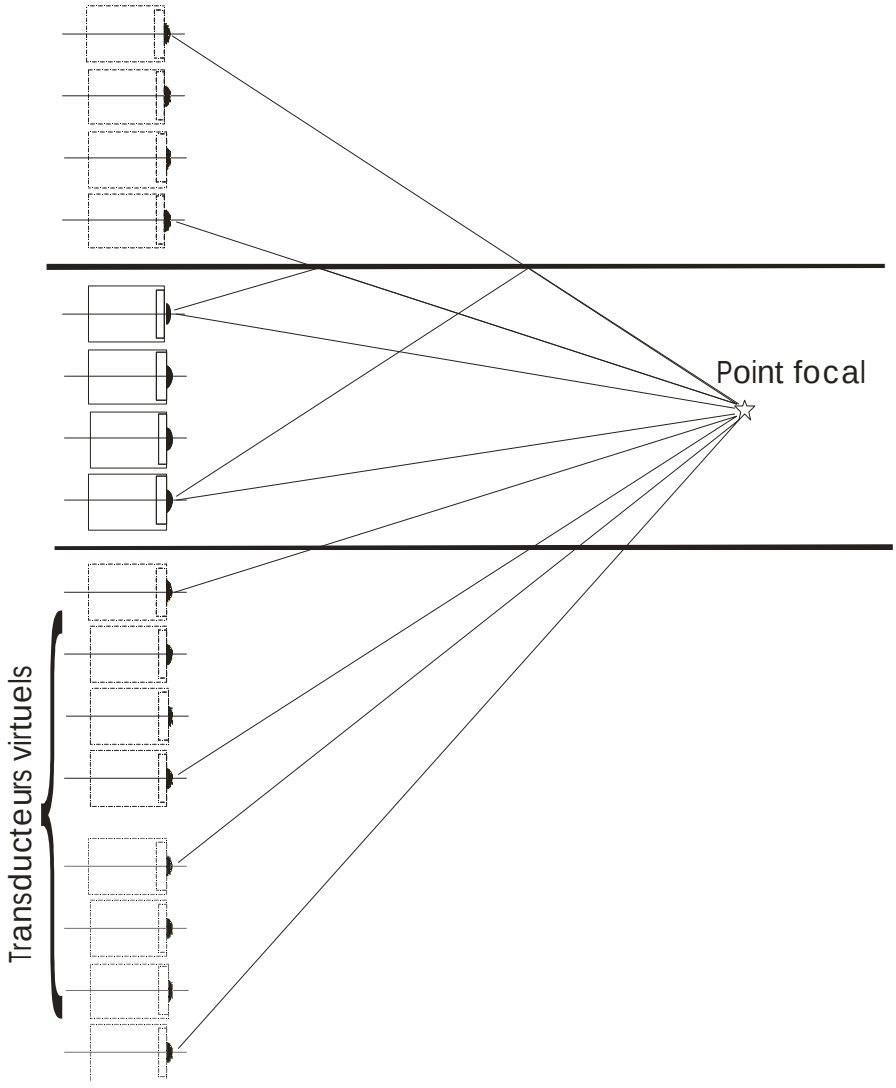


Figure I-16 : Augmentation de la largeur de l'antenne vue depuis le point focal grâce aux réflexions, lors d'une focalisation par retournement temporel.

Philippe Roux s'est intéressé à un problème similaire dans le cadre de l'étude des guides d'ondes bidimensionnels en ultrasons [10]. Il avait pu montrer que le niveau des lobes secondaires évoluait avec l'épaisseur du guide d'onde et le nombre de transducteurs utilisés.

Dans le cas de la focalisation dans une salle, les paramètres qui nous intéressent sont différents : la pièce va être considérée comme une donnée initiale du problème, à laquelle il va falloir nous adapter. Par contre, certains paramètres peuvent évoluer : comme en ultrasons, on peut faire varier le nombre de transducteurs, et il faut également tenir compte de la largeur de la bande de fréquences « utilisée », c'est à dire la largeur de la bande de fréquence contribuant effectivement à la focalisation. Pour étudier l'influence de ces paramètres, il nous faut définir une mesure du niveau de ces lobes secondaires qui soit représentative de la sensation auditive que l'on cherche à caractériser : on veut caractériser le niveau moyen d'énergie sonore présente ailleurs qu'au point focal. Le niveau des lobes secondaires peut donc s'écrire sous la forme :

$$SL_{(dB)} = \left\langle 20\log_{10}\left[\frac{D_{RMS}(y)}{D_{RMS}(0)}\right]\right\rangle_{Y_{\min}<y<Y_{\max}} \qquad \text{(I.20)}$$

Où D_{RMS} est un diagramme de focalisation tel que défini par la relation (I.4). Les valeurs de Y_{min} et Y_{max} doivent être choisies en fonction du diagramme de focalisation, de façon à effectuer la moyenne en dehors de la zone focale. Les résultats présentés ci-dessous correspondent à $Y_{\min} = l_0/2$ et $Y_{\max} = 2l_0$, avec l_0 correspondant à la fréquence de résonance des haut-parleurs.

La Figure I-18 représente l'évolution du niveau des lobes secondaires pour la pièce réverbérante, en fonction des deux paramètres *N* (nombre de haut-parleurs utilisés pour la refocalisation) et *BW* (étendue de l'intervalle des fréquences excitées). Pour comprendre l'évolution observée sur la Figure I-18, il est nécessaire d'étudier les différents cas limites de la fonction *SL(N,BW)* :

- Dans la zone centrale de la figure, le niveau des lobes secondaires évolue de façon bilinéaire avec $1/\sqrt{N}$ et $1/\sqrt{BW}$. L'évolution avec *N* est due au fait que l'opération de focalisation implique une sommation cohérente des signaux au point focal, et incohérente en dehors de la zone focale. Lorsque les transducteurs sont placés de façon à ce qu'ils n'y ait pas de corrélation spatiale entre eux, on obtient un rapport proportionnel à $\sqrt{N}$ entre l'amplitude au point focal et le niveau des lobes.

De la même façon, le niveau des lobes est proportionnel à $1/\sqrt{BW}$, puisque chaque fréquence du spectre contribue de façon cohérente à la focalisation au point souhaité, et de façon incohérente ailleurs. De plus, comme il est expliqué plus loin dans ce paragraphe, il n'y a pas de corrélation entre les différentes fréquences contribuant à la sommation.

Au final, le niveau de lobes secondaires peut donc s'écrire :

$$SL_{(dB)} = -10\left(\log_{10}(N) + \log_{10}(BW)\right) + C \qquad \text{(I.21)}$$

Cette relation simple traduit bien l'existence d'un morceau de plan dans la Figure I-18. Il nous faut maintenant expliquer les raisons de l'existence de comportements plus exotiques dans un certain nombre de cas particuliers.

- Lorsque la bande de fréquences disponibles devient faible, on retrouve le cas classique d'une focalisation monochromatique : le diagramme de focalisation s'écrit sous la forme $d(y) = \frac{\sin(2p\ l/D\ y)}{2p\ l/D\ y}$. Du fait de la longueur des signaux réverbérés, de l'ordre d'une seconde, le niveau des lobes secondaires atteint la limite de –13 dB dès que la bande utile *BW* est inférieure au Hertz, et que le nombre de transducteur utilisés est suffisant.
- A l'opposé, on peut remarquer un phénomène de saturation du niveau des lobes secondaires lorsque *BW* devient trop important : on atteint simplement dans ce cas la limite en bande passante du dispositif électronique (et en particulier des haut-parleurs). L'excitation effective du système ne s'effectue plus sur la totalité de *BW*, mais sur l'intersection entre la bande de fréquences émises et la bande passante.
- Lorsqu'un seul transducteur est utilisé, contrairement à ce que pourrait laisser croire l'expression (I.21), même pour les faibles valeurs de *BW*, SL n'augmente plus, et vient atteindre un maximum de –4 dB. Ce résultat correspond à celui obtenu par simulation de la focalisation en espace libre par une antenne infinie, sous-échantillonnée spatialement (avec pour pas la largeur de la pièce). Cette focalisation minimale est donc liée à la compensation des réflexions sur les parois par le retournement temporel.

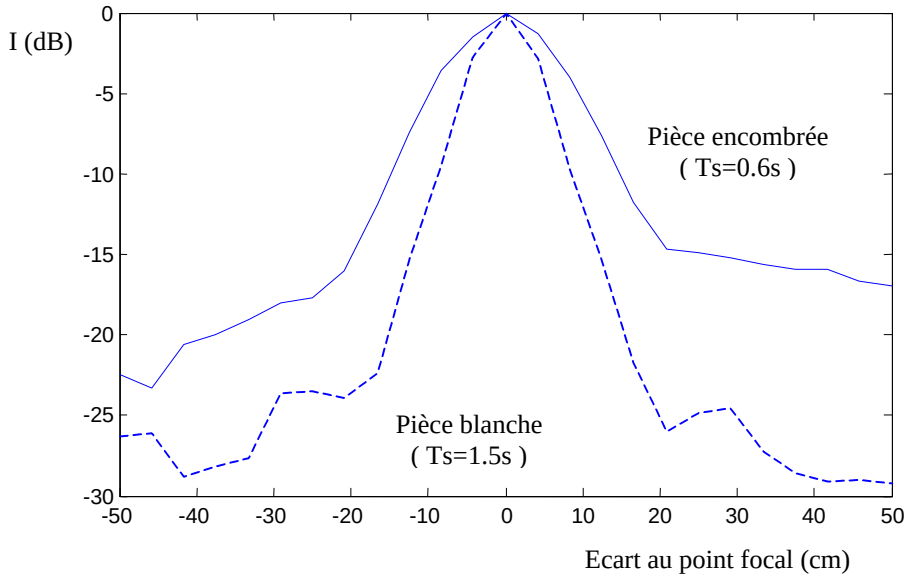


Figure I-17 : Diagrammes de focalisation impulsionnelle obtenus dans les pièces blanche et encombrée

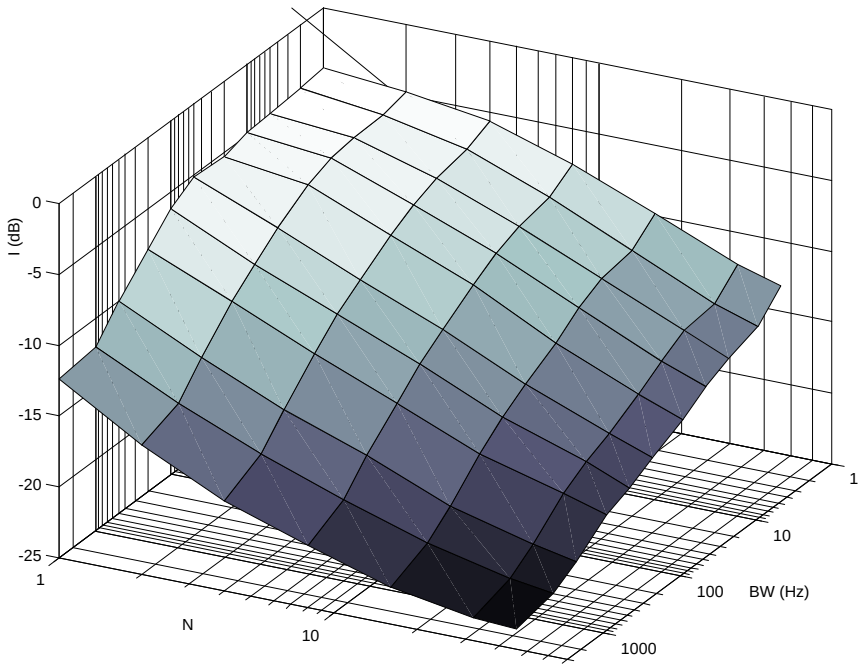


Figure I-18 : Niveau des lobes secondaires en fonction de la bande de fréquences et du nombre de transducteurs utilisés, pour une focalisation par retournement temporel

Une application des points présentés ci-dessus est exposée Figure I-19 : au lieu d'émettre des impulsions comme c'était le cas jusqu'à présent, on essaye de focaliser deux types de signaux longs : un signal de parole, correspondant à la phrase « As tu vu ce fameux lapin » ; et un signal de musique percussive (« clap » émis par deux plaques de bois frappées l'une sur l'autre). Comme on s'intéresse à la perception de la focalisation que peut avoir un utilisateur présent dans l'espace de mesure, la Figure I-19 représente des diagrammes de focalisation au sens de l'énergie acoustique, tels que définis par la relation (I.4).

On constate alors sur les courbes proposées deux phénomènes, directement liés à la diffraction et aux contenu spectral des signaux (représenté Figure I-20) :

- La tache focale est plus large, du fait de l'importante composante basse fréquence présente dans chacun des spectres. La fréquence de résonance des haut-parleurs n'est donc plus la fréquence la plus importante du spectre. Ce problème assez général sera étudié plus en détail dans le prochain chapitre ; on voit déjà toutefois qu'un des problèmes posés de la focalisation est que la largeur de la tache dépend de la fréquence.
- En accord avec les résultats présentés par la Figure I-18, on peut également constater que le niveau des lobes secondaires observés avec un signal de type parole remonte considérablement, et le diagramme de focalisation ressemble beaucoup à celui d'une fréquence pure (sinus cardinal). Ceci est lié au contenu spectral des sons parlés, et d'une façon plus générale de tous les sons musicaux : le spectre est à un instant donné constitué simplement de quelques fréquences caractéristiques (les formants pour la voix, ou les harmoniques dans le cas de la musique) ; de ce fait, le nombre total de modes excités est relativement faible, et on retrouve à peu de choses près la focalisation qui serait obtenue avec une excitation monochromatique.

  Ce problème est assez rédhibitoire pour une utilisation où on souhaiterait envoyer un message audible à une personne dans une pièce, sans que les personnes autour ne l'entendent. En effet, du fait des propriétés de la diffraction, les premiers lobes secondaires, situés à une quarantaine de centimètres du point focal, ont un niveau situé typiquement 13 décibels en dessous du niveau sonore au point focal. Cette valeur n'est pas suffisante par rapport à la sensibilité de l'oreille qui, rappelons-le, est logarithmique.

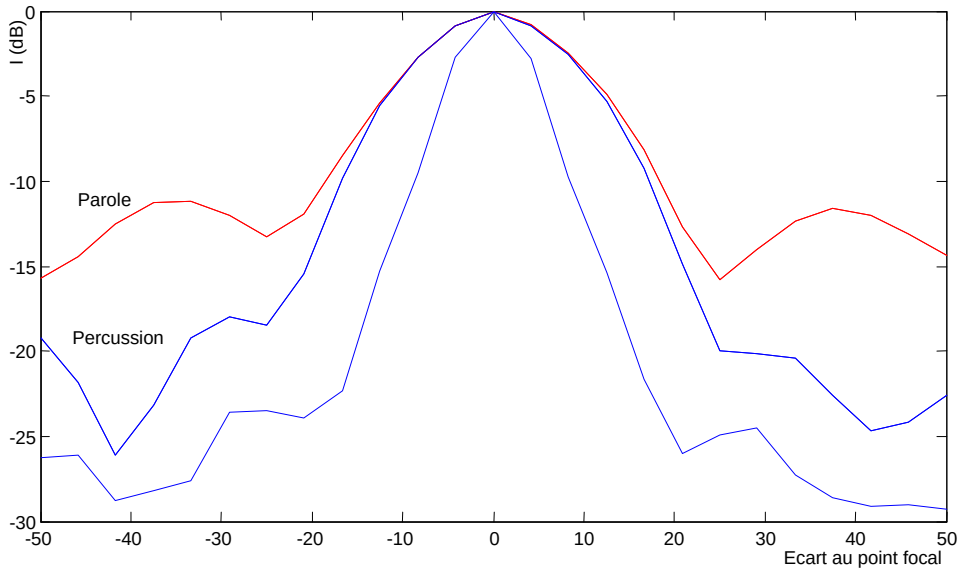


Figure I-19 : Focalisation en fonction du contenu spectral

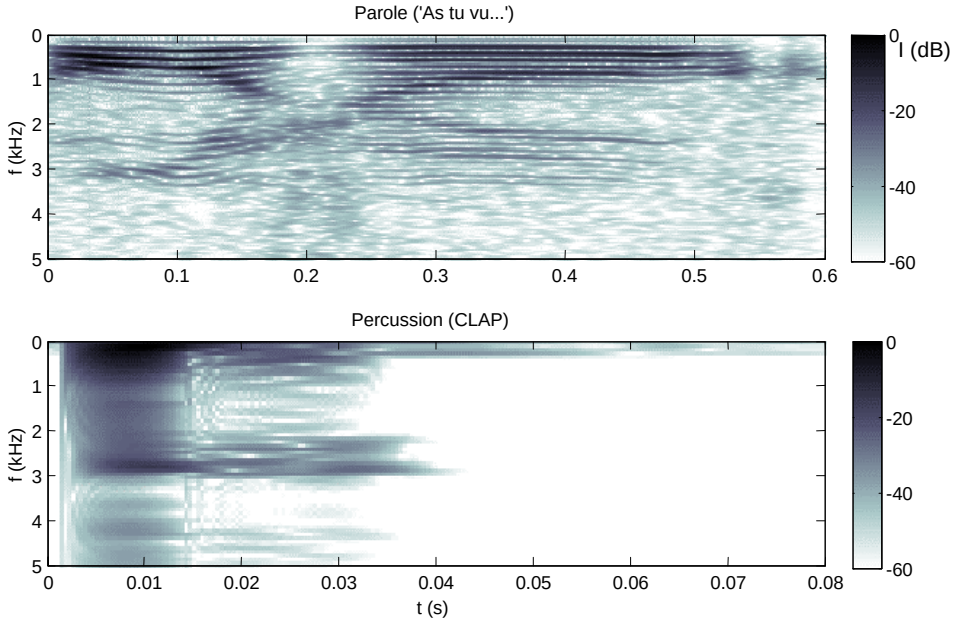


Figure I-20 : Spectrogramme des signaux utilisés pour l'obtention de la figure précédente

Pour tous les résultats présentés jusqu'ici, le signal utilisé en ré-émission par retournement temporel correspondait à l'ensemble du signal reçu. Dans la pratique, il sera rarement possible d'utiliser un signal aussi long, pour des raisons techniques d'implémentation des filtres : dans l'état actuel de la technologie, l'utilisation d'un système de focalisation à retournement temporel passe par l'intermédiaire d'une implémentation sous forme de filtrage temps réel sur

des processeurs dédiés (DSP) ; or la puissance de calcul de ces processeurs permet d'implémenter des filtres FIR ayant dans les meilleurs des cas actuels 1024 à 2048 « pads » pour une fréquence d'échantillonnage de 48 kHz. En effet, le calcul de chaque échantillon nécessite autant d'opérations qu'il y a d'éléments dans le filtre à réponse finie, ce qui rend rapidement prohibitif le coût de tels systèmes.

Comme l'a montré Carsten Draeger[15], il existe une limite ultime en terme de focalisation lorsque la propagation a lieu dans une cavité réverbérante. En effet, comme on a pu le voir plus haut, chaque fréquence de la bande passante utilisée contribue a abaisser le niveau des lobes secondaires, à la condition qu'elle soit décorrélée de sa plus proche voisine. Cette condition est vérifiée en espace libre, lorsque le temps d'acquisition est infini. Par contre, dans une cavité comme une pièce, il existe une résolution fréquentielle minimale, puisque les conditions aux limites imposent l'existence d'un certain nombre de modes. Le nombre de fréquences séparables est donc lié à la densité modale pour la pièce considérée, donnée par la formule [18]:

$$\frac{\partial N}{\partial f} = 4p\,\frac{f^2 V}{c^3} + p\,\frac{Sf}{2c^2} + \frac{L}{2c} \qquad \text{(I.22)}$$

où N est le nombre de modes entre 0 et f , V, S et L respectivement le volume, la surface et le périmètre de la cavité (soit : $V=def$; $S=2(de+ef+df)$; $L=4(d+e+f)$ dans le cas d'une cavité rectangulaire de côtés d, e ,f).

Le nombre de fréquences séparées que l'on peut distinguer est par ailleurs lié au temps passé à l'enregistrement : si la fenêtre d'acquisition a une largeur ΔT, alors il est impossible de résoudre des fréquences plus précisément qu'avec un pas de $1/\Delta T$. Le problème est qu'il faut également qu'il y ait de l'information disponible sur tout l'intervalle ΔT pour que cette résolution ait un sens. Comme on l'a vu dans la Figure I-10, le temps de réverbération n'est pas infini, et impose une limite à la résolution spectrale.

Si on prend le cas de la pièce réverbérante, la densité de modes maximale mesurable est de l'ordre de grandeur du temps de Sabine, soit 1,6 s ou plus exactement 1,6 modes.Hz^{-1}. L'application de la formule (I.22) aux dimensions de cette pièce permet de voir que pour toutes les fréquences supérieures à 250 Hz, la résolution modale est limitée par l'atténuation du signal, plus que par les conditions imposées par la cavité elle-même.

La Figure I-21 nous montre l'évolution mesurée du niveau des lobes secondaires, avec la taille δT de la fenêtre utilisée pour le retournement temporel, et donc du nombre de réflexions

prises en compte. L'évolution observée pour des petites largeurs de fenêtres temporelles est conforme au comportement prévu : le niveau des lobes secondaires décroît avec la racine du nombre de fréquences différentes excitées. Lorsque la fenêtre utilisée est plus grande que 200 ms, le niveau des lobes secondaires sature manifestement autour d'une valeur de – 28 dB. D'après les résultats précédents, nous savons que cette saturation n'est due ni à une limite modale, ni à une limite imposée par l'atténuation dans la pièce. Il semble donc que le principal facteur limitant la dynamique de focalisation soit simplement le bruit à la fois électronique et acoustique.

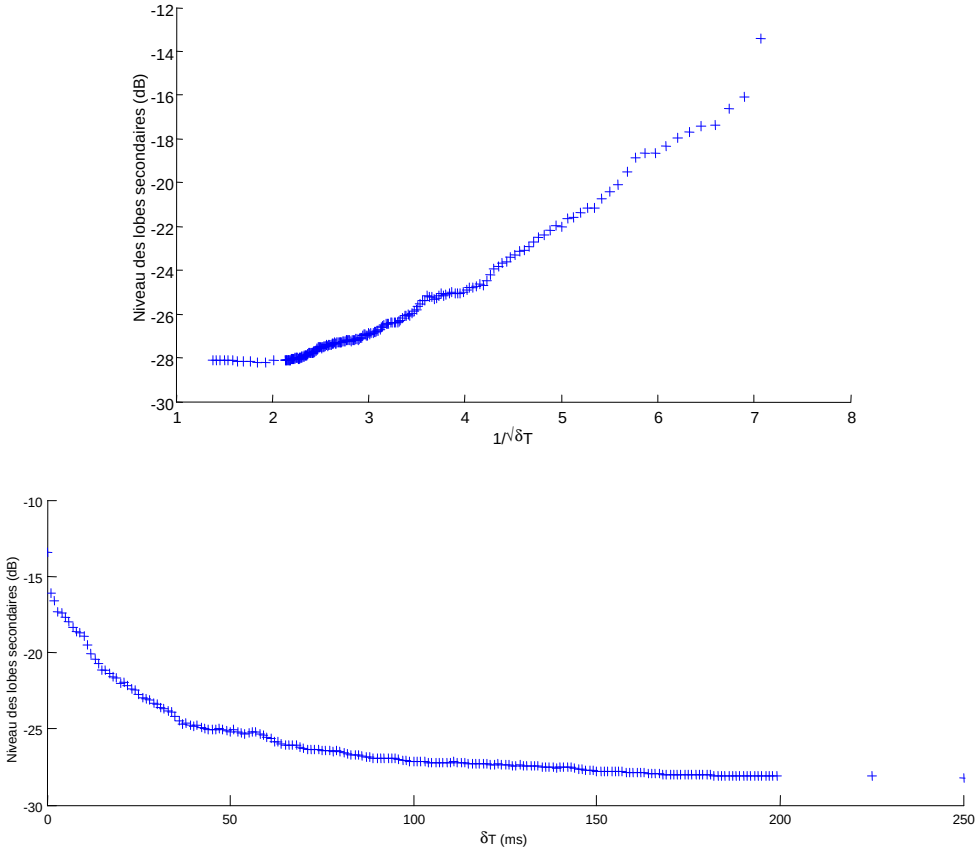


Figure I-21 : évolution de la qualité de focalisation avec la taille de la fenêtre de retournement temporel. La représentation du haut montre la proportionnalité avec $1/\sqrt{dT}$

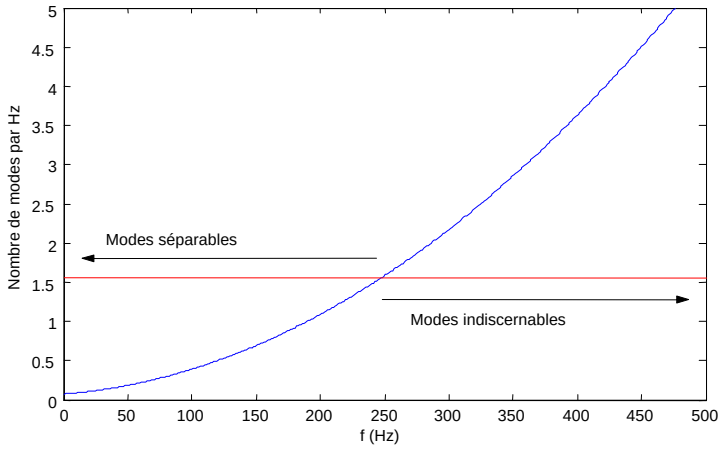


Figure I-22 : densité modale en fonction de la fréquence, pour la pièce réverbérante (cf eq. (I.22)). La limite rouge correspond au temps de Sabine mesuré.

I.C.3 Compression temporelle et contenu spectral

Après avoir exploré les aspects spatiaux de l'utilisation du retournement temporel dans une pièce réverbérante, nous regardons maintenant les effets de la focalisation dans le domaine temporel. Pour toutes les applications visées, il est important de pouvoir obtenir une réponse impulsionnelle suffisamment étroite, et avec un bon alignement des phases. En effet, que se soit pour des applications audio ou de type communications numériques, il faut dans la mesure du possible que le signal obtenu au point focal soit le moins distordu possible, à la fois en terme de densité spectrale et de phase.

Les résultats obtenus sont présentés sur les trois figures suivantes. Ils montrent clairement les avantages et les défauts respectifs du retournement temporel et de la focalisation par loi de retard. Par construction, le retournement temporel agit comme un filtre adapté à la fois spatial et temporel. Les conséquences de ce fonctionnement dans le domaine temporel apparaissent clairement sur la fonction de transfert au point focal, Figure I-23. L'équation (I.16) nous montre que le signal obtenu au point focal est filtré par un filtre de la forme $H(w)H^*(w)$, et donc que la fonction de transfert du système a une phase proche de zéro. Par contre, l'amplitude du spectre est élevée au carré lors de l'opération. Ces deux résultats apparaissent clairement dans la Figure I-23 et résument les avantages et les défauts du retournement temporel en tant qu'opérateur de traitement de signal : la compensation de la phase donne de très bons résultats, mais parallèlement, l'élévation au carré de l'amplitude implique d'utiliser des systèmes possédant un spectre d'émission très plat, afin de minimiser les phénomènes de filtrage.

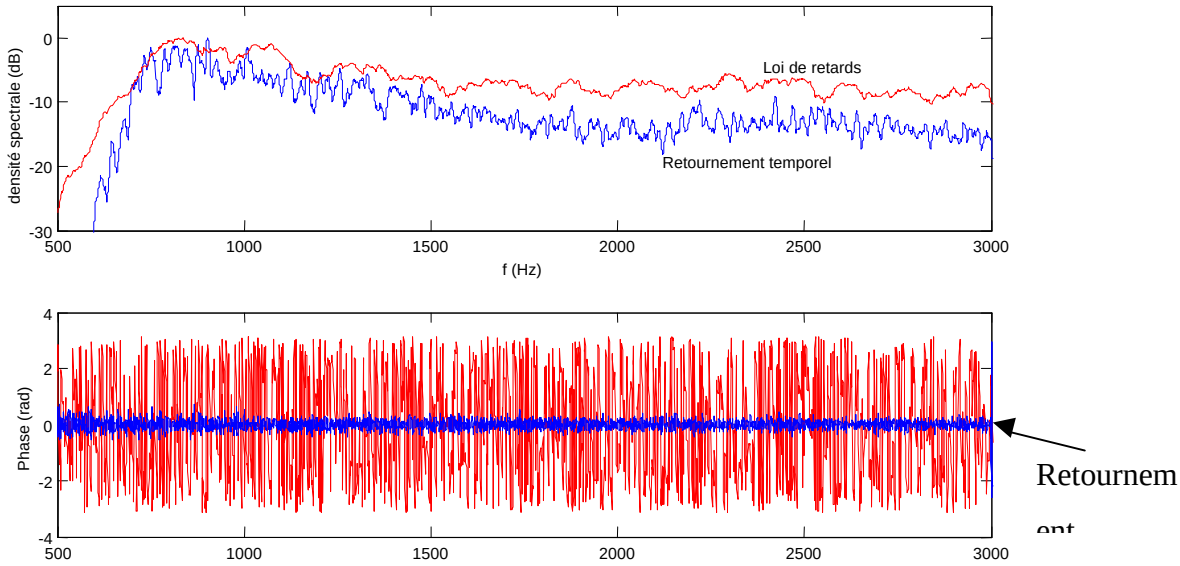


Figure I-23 : Densité spectrale et phase au point focal, pour une loi de retard et pour le retournement temporel

Les figures 24 et 25 représentent toujours la réponse impulsionnelle obtenue au point focal pour le retournement temporel et la focalisation par loi de retard, mais avec une représentation temporelle qui permet de mieux mettre en avant les avantages de la technique étudiée : le retournement temporel permet d'obtenir une excellente compression du signal, avec une réponse impulsionnelle proche d'une impulsion de Dirac. De plus, le bruit résiduel (lobes secondaires temporels) est réduit de plus de 15 décibels par rapport au niveau obtenu avec une focalisation par loi de retards. En revanche, l'organisation du signal autour de l'instant d'arrivée de l'impulsion est très différente : dans le cas de la focalisation par loi de retard, le pic principal arrive en premier et est suivi de l'ensemble des signaux liés aux nombreuses réflexions sur les parois de la pièce. Dans le cas du retournement temporel, l'allure est très différente puisque le signal est par construction symétrique au point focal.

Si cette structure symétrique du signal ne pose pas de problèmes particuliers dans les applications ultrasonores d'imagerie ou de traitement, le cas de l'audible est plus complexe, du fait des phénomènes liés à la perception acoustique : l'oreille peut être très sensible et perturbée par des répliques du signal qui arrivent avant le signal à proprement parler. En effet, le cerveau humain tend à accorder plus d'importance à un son qui arrive quelques millisecondes avant un deuxième de niveau équivalent, donnant typiquement l'impression d'un phénomène de pédale 'wah-wah' appliquée au signal de parole. Ces phénomènes,

connus sous le nom d'effet de précédence [17], imposent de vérifier que les réponses impulsionnelles sont le plus possible causales.

Pour illustrer ces propos, on utilise les techniques proposées pour transmettre le message parlé '1,2,3,4…'. Pour cela, les signaux normalement retransmis directement par chaque haut-parleur sont au préalable convolués avec le signal correspondant au message ; les signaux obtenus ainsi sont alors transmis, et on écoute le son présent au point focal. Les sons correspondant aux descriptions des lignes qui suivent sont disponible sur internet à l'adresse suivante :

http://www.loa.espci.fr/loa/sylvain

A l'écoute, on peut constater que le signal obtenu avec une focalisation par loi de retards présente une 'réverbération' importante, encore plus importante que celle du signal émis directement dans la pièce. Ceci est dû au nombreuses réflexions parasites, et rend le signal difficilement compréhensible.

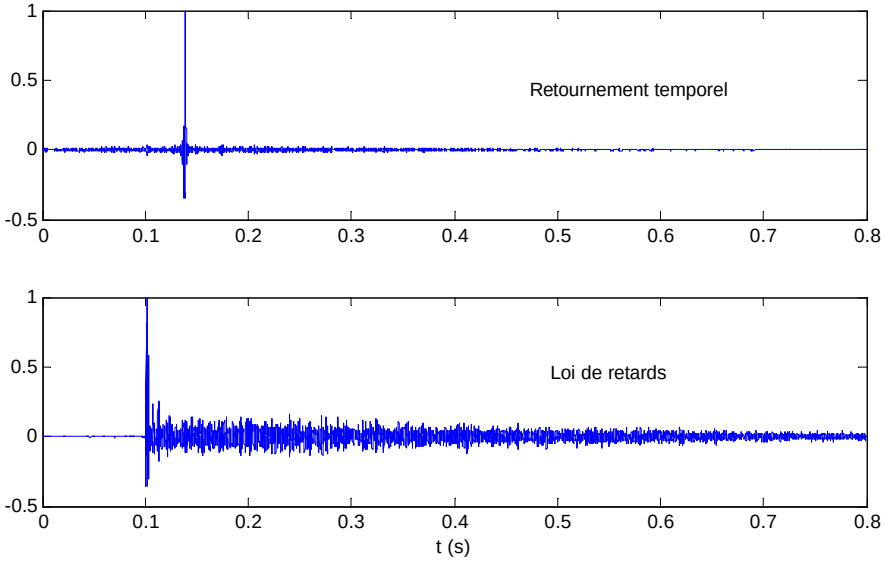


Figure I-24 : réponses impulsionnelles au point focal, pour une focalisation par loi de retards et par retournement temporel

Par retournement temporel, le son obtenu est très différent : les cas de la pièce blanche et de la pièce encombrée sont présentés ; on peut constater que les phénomènes de précédence, liés à la symétrie des réponses impulsionnelles, rendent le son difficilement compréhensible dans la pièce blanche, même si la réverbération a été effectivement supprimée. En revanche, dans la pièce encombrée, le son est dé-réverbéré et reste compréhensible. Ceci est dû essentiellement au fait que les réverbérations sont moins importantes, et donc plus faciles à compenser.

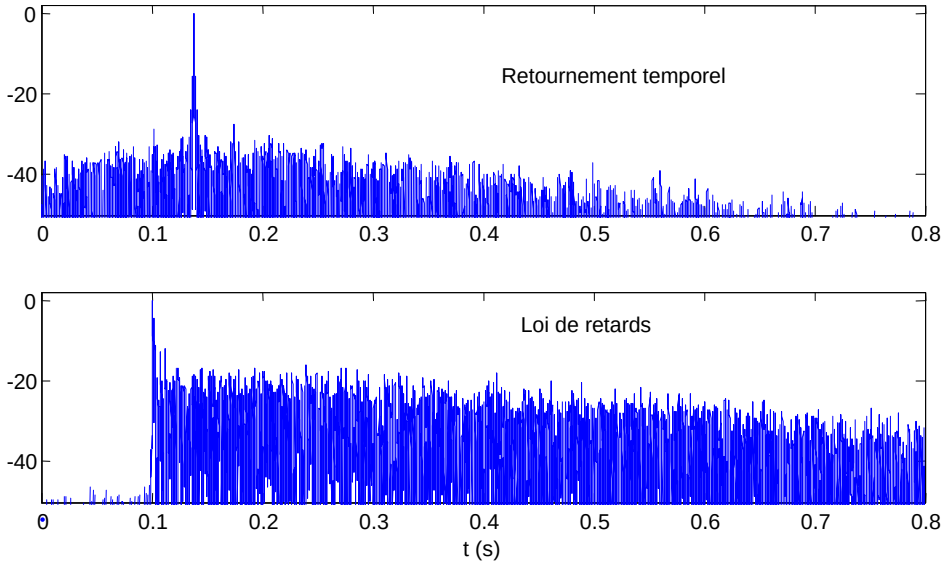


Figure I-25 : Niveau des lobes secondaires temporels, représentation logarithmique

I.C.4 Robustesse du procédé

Nous avons vu que le retournement temporel était un moyen efficace de concentrer l'énergie acoustique dans des milieux complexes. Avant de pouvoir conclure sur son utilité pour l'acoustique audible, il faut vérifier l'adéquation du système avec l'environnement dans lequel il pourrait être utilisé : au vu des propriétés énoncées, de nombreuses applications peuvent être imaginées pour des lieux de volume important, où de nombreuses personnes se déplacent, et ou éventuellement des objets de taille non négligeable peuvent être déplacés. On pense ici par exemple à des halls de gare ou d'aéroport, ou encore à des salles de conférence.
Dans ce cadre, il nous faut nous assurer que la qualité de focalisation n'évolue pas de façon importante avec les modifications du milieu décrites ci-dessus. Pour cela, l'expérience suivante a été réalisée :

- Au temps t=0, on effectue une acquisition de l'opérateur de propagation, et les signaux de retournement temporel sont calculés à partir de cet opérateur.
- Toutes les quinze minutes pendant 48 heures, ces signaux sont émis dans la pièce, et un diagramme de focalisation impulsionnelle est calculé. On relève alors le niveau des lobes secondaires spatiaux et la largeur de la tache focale. Pendant cette période de 48 heures, la pièce est utilisée de façon normale : des personnes (entre 0 et 6) travaillent, parlent, se déplacent. Des objets sont également déplacés, et pendant la durée d'une nuit, une fenêtre reste ouverte

Les résultats présentés sur la Figure I-26 illustrent la grande robustesse du retournement temporel face à de telles conditions de travail : le niveau des lobes secondaires reste pratiquement constant malgré toutes les modifications du milieu. Seul un paramètre fait varier de façon réversible le niveau des lobes secondaires : la température joue en effet un rôle non négligeable puisqu'elle fait varier la vitesse de propagation des ondes sonores, et retire ainsi une partie de la cohérence du signal au point focal. On voit cette évolution sur la Figure I-26 ; Dans la même période, la largeur de la tache focale à –6 dB reste parfaitement constante à 1 cm près.

La qualité de focalisation semble donc avant tout sensible aux variations de la vitesse de propagation des ondes. Dans l'optique d'une application pratique, on peut très bien imaginer de remédier à ce problème en utilisant une banque de signaux différents à utiliser en fonction des conditions de propagation (température, pression). De plus les résultats de la Figure I-26 montrent que l'on peut se contenter d'un nombre de cas assez réduit, puisque dans le cas de la pièce étudiée, un jeu de signaux va être valable sur une plage de 3 à 4 degrés.

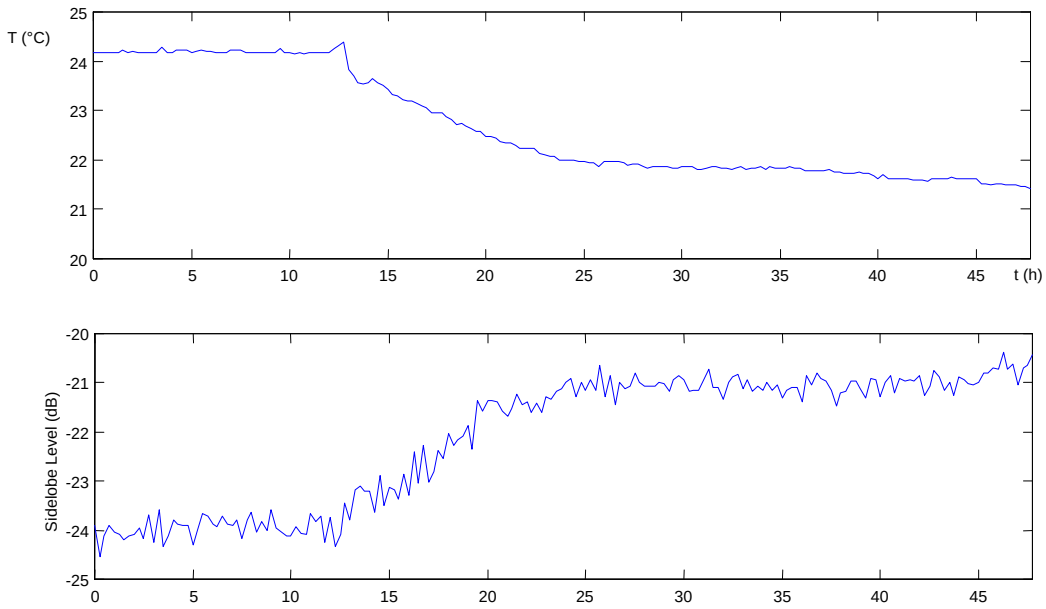


Figure I-26 : Evolution du niveau des lobes secondaires avec la température dans la pièce de propagation.

I.D Focalisation au travers d'un mur

Dans la partie précédente, on a pu voir la capacité du retournement temporel à focaliser l'énergie acoustique, à la fois dans le temps et dans l'espace, et ce avec une qualité d'autant meilleure que le temps de réverbération est grand. Un milieu tel qu'une pièce réverbérante est compliqué, du fait des nombreux phénomènes de réflexion et de diffraction se produisant autant sur les murs que sur les objets ; mais, pour le retournement temporel, cette situation ne pose pas de problèmes particuliers, puisque la propagation a lieu dans des conditions non ou très faiblement dissipatives, et donc respectant bien la condition d'existence de l'onde duale.

Dans la série d'expériences proposées ici, la technique de focalisation par retournement temporel va être confrontée à une situation a priori beaucoup plus défavorable que celle du chapitre précédent. Au lieu de chercher à focaliser l'énergie acoustique à l'intérieur de la pièce, on va tenter d'obtenir cette focalisation dans une pièce voisine, de façon à recréer un message compréhensible dans une pièce à l'intérieur de laquelle il n'y a aucune source acoustique active. Pour cela, le même système électro-acoustique que celui décrit dans le paragraphe précédent sera utilisé, avec une disposition différente détaillée dans la Figure I-27.

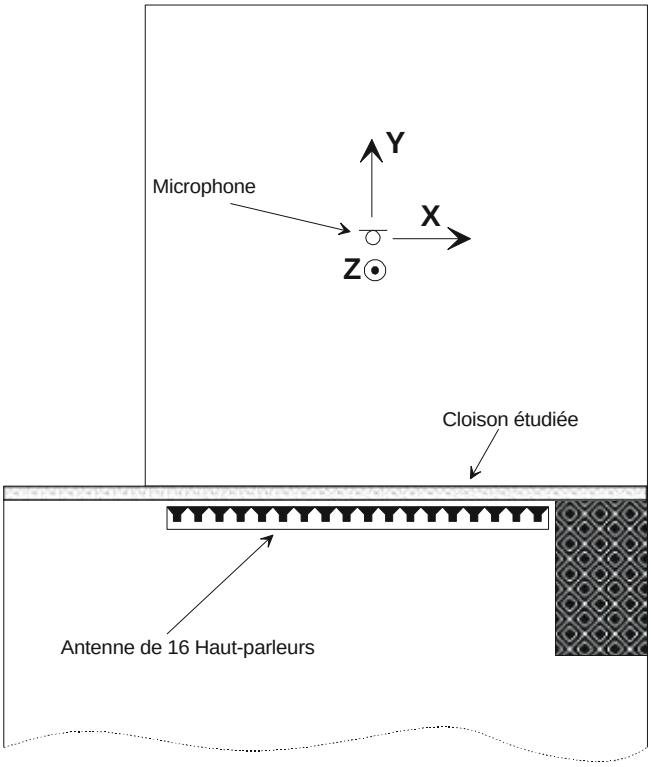


Figure I-27 : configuration utilisée pour les expériences de focalisation au travers d'un mur.

La propagation de l'énergie acoustique entre deux pièces est un phénomène complexe, parce que différents types de propagation entrent en jeu :

- Tout d'abord, une partie de l'énergie se propage directement au travers de la paroi médiane, par une conversion d'énergie sur les deux interfaces de la paroi entre les ondes de pression aériennes et celles interne à la paroi. Ce système a été étudié en détail dans le cadre de l'acoustique architecturale, puisqu'il est à la base de tous les systèmes d'isolation phonique [18]. Dans la pratique, cela revient à considérer la cloison comme une lame atténuante. Dans le cadre de la configuration étudiée, où la cloison est une paroi de plâtre et de briques creuses de 8 cm d'épaisseur, ce type propagation correspond à une atténuation de plus de 40 dB [19]; on va donc voir que ceci est complètement négligeable vis-à-vis des autres phénomènes entrant en jeu.
- Une autre partie de l'énergie émise est transformée en ondes de plaque (de type ondes de Lamb) au contact de la paroi. Ces ondes peuvent alors se propager le long de tous les murs, et ré-émettre une partie de leur énergie sous forme d'ondes de pression dans la pièce où on souhaite obtenir la focalisation.
- Enfin, le dernier phénomène, non négligeable du fait que l'on travaille dans des pièces réelles, est une propagation de l'énergie complètement aérienne, via des « fuites » ; celles-ci sont liées dans notre cas à la présence de portes et de fenêtres dans les deux pièces, qui permettent une transmission non négligeable de l'énergie acoustique.

L'ensemble de ces possibilités de transmission amène dans notre configuration d'étude une atténuation acoustique mesurée entre les deux pièces $D_T = 20 \pm 3$ dB[6]. De plus, cette atténuation varie de façon importante avec la fréquence, comme on peut le voir Figure I-28. Cette situation apparaît donc très délicate, et le fait d'obtenir une focalisation par retournement temporel n'est pas évident du tout, puisqu'on travaille dans un milieu très atténuant, ce qui rend l'équation de propagation non invariante par retournement du temps.

Comme on peut le voir sur la Figure I-29, le fait que la propagation ait essentiellement lieu par l'intermédiaire de fuites et d'ondes de plaque implique la disparition complète d'un éventuel front direct . On n'essayera donc pas d'obtenir une focalisation par loi de retards, puisqu'il sera à la fois impossible d'obtenir cette loi de façon acoustique, et que même si une

[6] L'atténuation acoustique D_T est définie par la relation $D_T=L_1-L_2$ [19], où L_1 et L_2 sont les niveaux acoustiques (SPL) dans chacune des pièces, mesurés pour un bruit blanc

loi de retard géométrique pouvait être mesurée (ce qui est rendu compliqué par la présence du mur), l'allure du B-Scan de la Figure I-29 nous assure une très mauvaise qualité de focalisation.

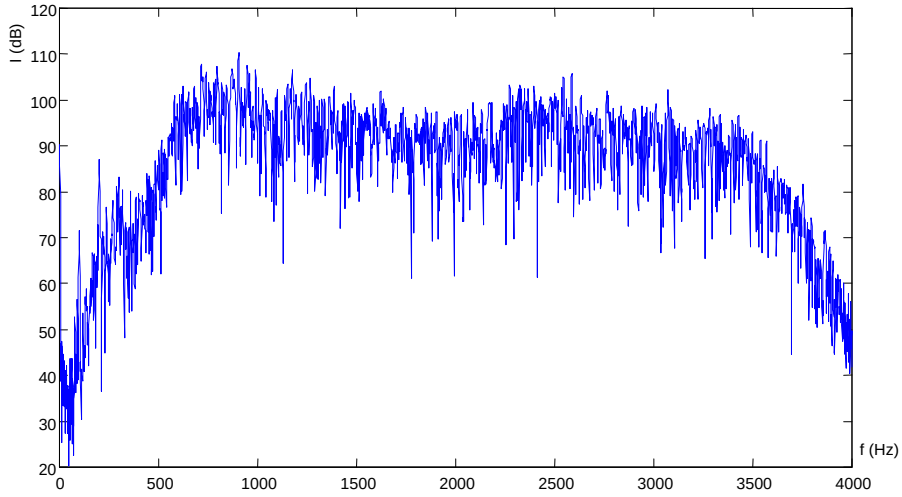


Figure I-28 : Réponse impulsionnelle et spectre correspondant pour la propagation entre un haut-parleur et le futur point focal

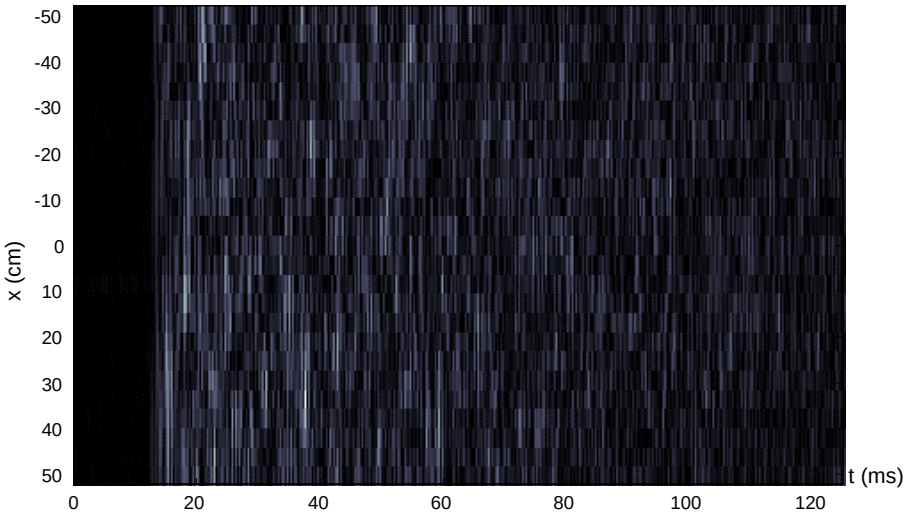


Figure I-29 : B-Scan[7] mesuré sur l'axe x pour l'émission du haut-parleur numéro 8

[7] Il s'agit de l'image obtenue en représentant, pour chaque position de réception, l'amplitude du signal au cours du temps suivant un code de couleur. Ici, le noir correspond à l'amplitude nulle, et le blanc à l'amplitude maximale sur la plage de temps considérée.

I.D.1 Focalisation spatiale

Malgré la médiocre qualité des signaux mesurés au travers de la cloison, ceux–ci sont suffisamment intenses pour que l'opération de retournement temporel puisse avoir lieu. En utilisant le même protocole que pour mesurer la focalisation de l'énergie sonore dans une pièce, on peut dans cette situation obtenir un diagramme de focalisation impulsionnelle tel que celui de la Figure I-30. On peut constater immédiatement qu'il est possible dans de telles conditions d'obtenir une focalisation de qualité tout à fait honorable. En particulier, la tache focale centrale à une largeur strictement équivalente à celle mesurée dans la pièce.

Il faut toutefois noter que le niveau des lobes secondaires , de l'ordre de –17 dB, est bien plus élevé que celui mesuré dans la pièce. Les résultats de la Figure I-31 montrent clairement ce fait : pour obtenir une focalisation même médiocre, il faut à la fois une bande de fréquences suffisamment large, et plusieurs transducteurs. Comme on pouvait s'y attendre, une partie de l'information nécessaire à la focalisation est donc perdue lors de la double traversée du mur. Malgré cela, la technique du retournement temporel permet d'obtenir une focalisation correcte, prouvant ainsi sa robustesse même lorsque les conditions de propagation sont telles que les hypothèses de départ ne sont plus vérifiées.

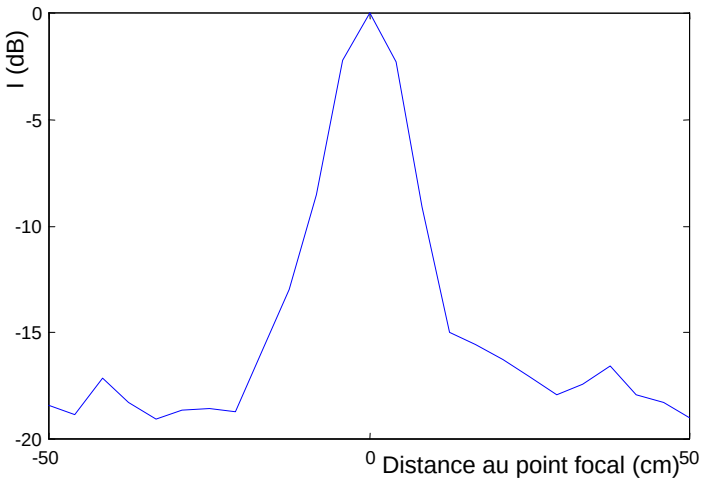


Figure I-30 : diagramme de focalisation impulsionnelle mesuré parallèlement à l'antenne

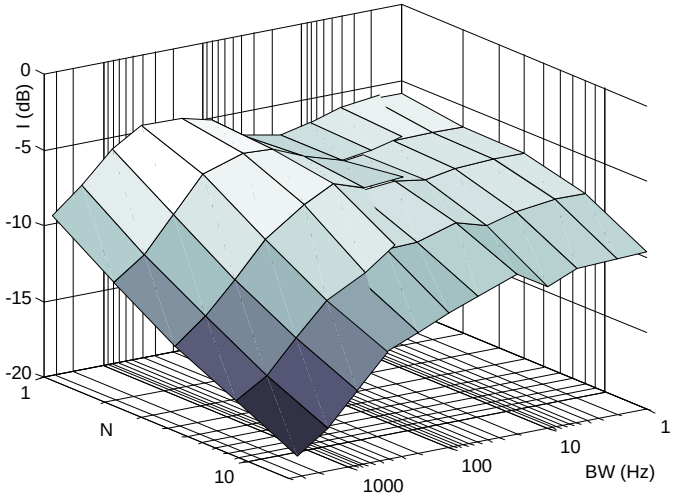


Figure I-31 : Niveau des lobes secondaires en fonction de la bande de fréquences et du nombre de transducteurs utilisés.

Jusqu'ici, la qualité de la focalisation a toujours été étudiée sur un axe parallèle à celui de l'antenne ; celui-ci est en effet un axe naturel d'étude puisque l'on sait qu'avec des techniques classiques, c'est suivant cette direction que la focalisation sera la meilleure. Mais dans le cadre de l'utilisation d'une technique de retournement temporel dans un environnement où les réflexions sont nombreuses, nous avons vu dans la partie théorique que la focalisation devrait avoir la même qualité suivant toutes les directions. Comme on peut le voir sur la Figure I-32, ce résultat est vérifié à peu près correctement, au moins sur l'axe perpendiculaire à l'antenne. Dans le cas de l'axe longitudinal Y, la focalisation est de moins bonne qualité, trahissant probablement le fait que les ondes nécessaires à produire la focalisation suivant cet axe sont trop atténuées, parce qu'elles n'interviennent qu'indirectement après au moins une réflexion sur une paroi. En effet, suivant cet axe, la focalisation provient d'interférences entre les ondes 'directes', et celles s'étant réfléchies sur le mur du fond de la pièce. L'atténuation de ces dernières implique un mauvais contraste de la tache focale.

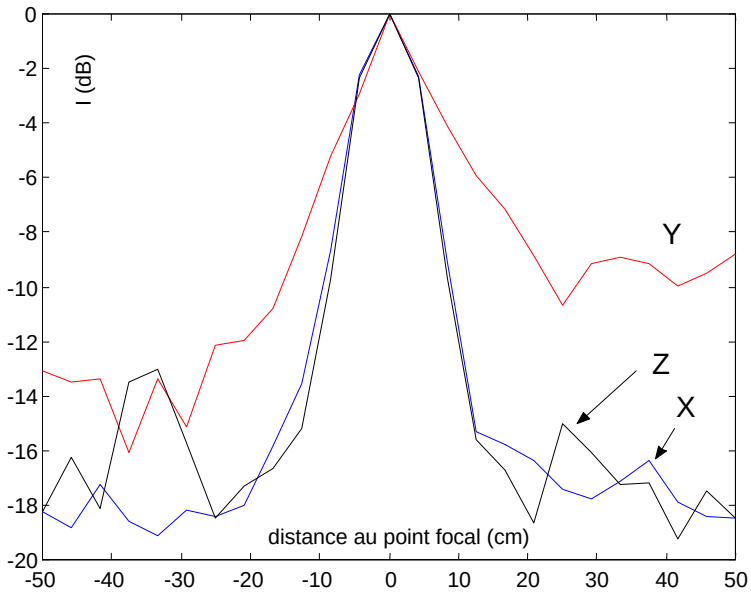


Figure I-32 : Diagrammes de focalisation impulsionnelle obtenus le long des trois axes X,Y,Z.

I.D.2 Qualité temporelle et spectrale

Une des principales conséquences de la propagation du son au travers d'un mur est de modifier complètement le spectre émis par les transducteurs, avec deux caractéristiques notables : tout d'abord une atténuation d'autant plus forte que la fréquence est élevée ; ensuite on peut constater l'apparition de raies significatives dans le spectre, liées à l'épaisseur du mur. Dans des circonstances telles que celles-ci, le retournement temporel ne peut pas être très efficace, puisque l'amplitude du spectre est élevée au carré dans l'opération ,pour donner le résultat de la Figure I-33. On peut constater que les variations d'amplitude portent sur plus de 20 décibels, ce qui correspond à des distorsions majeures du signal, rendant par exemple un signal de parole très peu compréhensible, et empêchant complètement la transmission d'un signal musical.

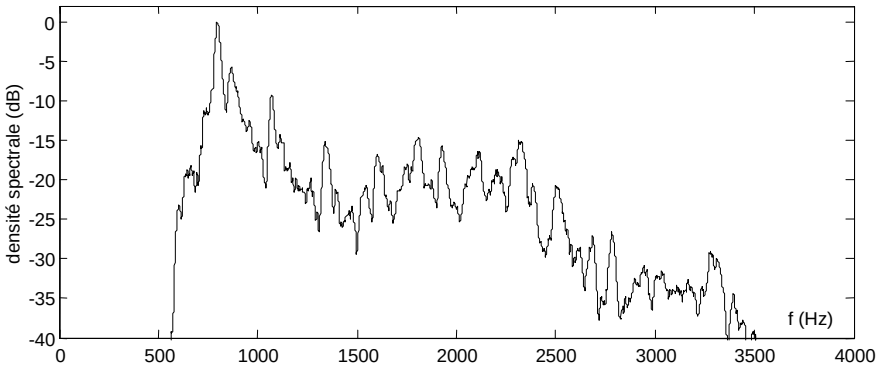


Figure I-33 : Fonction de transfert mesurée au point focal après retournement temporel.

Par ailleurs, comme on peut le voir sur la Figure I-34, la réponse impulsionnelle au point focal est symétrique, avec un niveau de lobes secondaires encore plus important que dans le cas de la pièce. On peut donc s'attendre à ce qu'un signal transmis au travers d'un mur à l'aide de cette technique soit très peu intelligible. De la même façon que l'expérience a été menée à l'intérieur de la pièce, on essaie de nouveau de transmettre le message au travers du mur par la technique proposée. Les résultats peuvent être écoutés via internet à l'adresse suivante :

http://www.loa.espci.fr/loa/sylvain

On peut faire les constatations suivantes :

- Le son transmis directement au travers du mur est difficilement compréhensible, en particulier à cause de la déformation spectrale (vue sur la Figure I-33) et de la durée de la « réverbération », telle qu'observée sur la Figure I-35.
- Le son obtenu grâce à l'algorithme de retournement temporel n'est pas compréhensible : la déformation spectrale est encore plus forte que dans le cas précédent, et les attaques ne sont pas du tout marquées. D'autre part le niveau de bruit est élevé du fait de la double traversée.

En conclusion, la technique du retournement temporel n'est pas adaptée telle quelle dans ce genre de circonstances : bien qu'il soit possible d'obtenir une focalisation spatiale correcte, la réponse impulsionnelle du système est trop éloignée d'une impulsion de Dirac pour pouvoir espérer obtenir un son correct au point focal.

I.D.3 Amélioration du retournement temporel

Comme on vient de le voir, si la technique du retournement temporel est très adaptée dans le cas de la propagation dans une pièce, celle-ci fonctionne très mal lorsque l'on cherche à transmettre un message au travers d'une cloison. Il apparaît clairement (Figure I-34) que le

mauvais fonctionnement de la technique dans ce cas est lié à la propriété du retournement temporel d'élever au carré l'amplitude de la fonction de transfert au point focal. A partir de ces observations, une première idée simple pour améliorer la qualité de transmission consiste à corriger l'enveloppe spectrale du signal émis, de façon à obtenir après retransmission une fonction de transfert au point focal ayant une amplitude approximativement constante sur la bande de fréquence utile du système.

On procède donc de la façon suivante :

- A partir de l'opérateur de propagation mesuré $h_{mj}(t)$, l'enveloppe du module $A_m(f)$ des fonctions de transfert entre chaque haut-parleur et le point focal est calculée. Cette enveloppe est obtenue par moyenne glissante sur le module obtenu pour chaque fréquence
- Les signaux émis pour obtenir la focalisation sont alors $F_m(f) = H^*_{mj_0}(f).\left[\tilde{A}_m^{-1}(f)\right]^2$ où $\tilde{A}_m^{-1}$ est défini de la façon suivante[8] :

$$\begin{cases} \tilde{A}_m^{-1}(f) = 1 \big/ A(f) & pour\ A(f) > S \\ \tilde{A}_m^{-1}(f) = 0 & pour\ A(f) \le S \end{cases}$$

La valeur de seuil S est choisie de manière à éviter de chercher à compenser du bruit. La Figure I-36 montre qu'une valeur de –30 dB est bien adaptée à ce problème particulier.

Les résultats obtenus avec cette technique de compensation d'amplitude sont présentés sur les figures I-34 à I-37. En terme de focalisation spatiale, cette technique donne des résultats identiques à ceux du retournement temporel simple, qui ne sont pas présentés ici. Pour ce qui concerne la qualité temporelle et spectrale du dispositif, la Figure I-37 montre que le système proposé est relativement efficace, sans bien entendu constituer une solution idéale : les grandes variations du spectre sont en partie compensées, mais les oscillations restent fortes.

Du point de vue purement temporel, cette technique apporte visiblement un léger mieux en terme de lobes secondaires (Figure I-35), avec une réduction de l'ordre de 5 décibels. De la même façon que précédemment, le véritable arbitre quand à l'intérêt d'une telle technique est plus subjectif : il s'agit de l'intelligibilité d'un message transmis par l'intermédiaire de ce dispositif. On essaye donc de nouveau de transmettre le message « 1, 2, 3,4 » avec ce système

[8] Dans la pratique, on utilise pour toutes les voies la fonction de transfert entre un haut-parleur central (n°8) et le point focal pour effectuer la compensation d'amplitude. En effet, les résultats obtenus de cette façon sont très similaires à ceux obtenus avec des compensations différentes pour toutes les voies.

(les sons correspondants peuvent être écoutés au format mp3 à l'adresse suivante : http://www.loa.espci.fr/loa/sylvain).

L'écoute des sons obtenus montre que les sons sont désormais presque intelligibles ; toutefois la distorsion reste très forte, et les attaques, même si elles sont bien mieux marquées que dans le cas du retournement temporel simple, restent très floues.

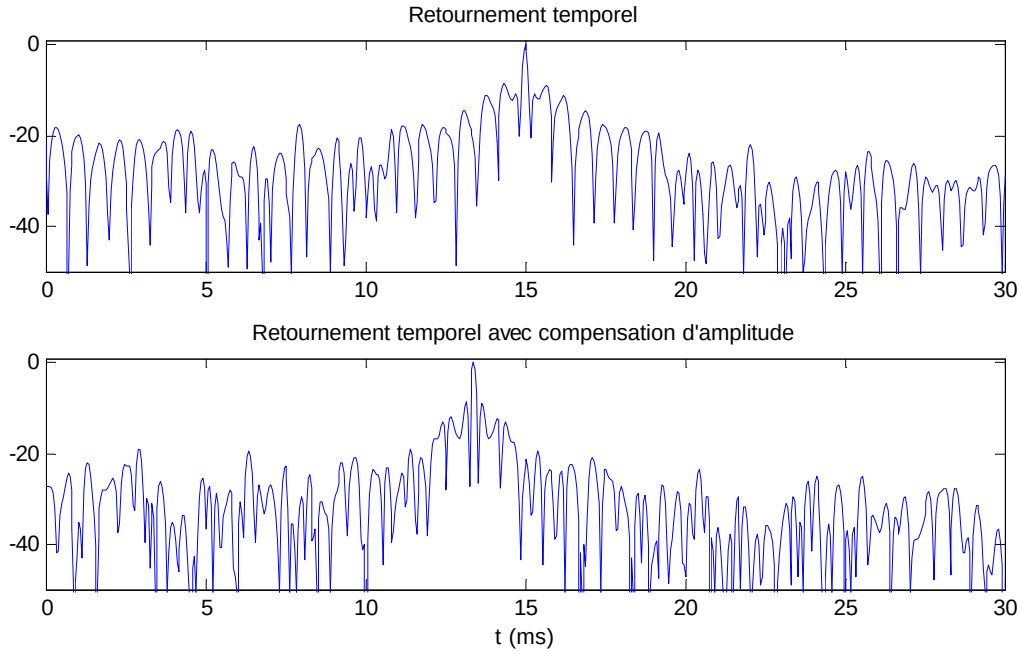


Figure I-34 : Lobes secondaires temporels au point focal

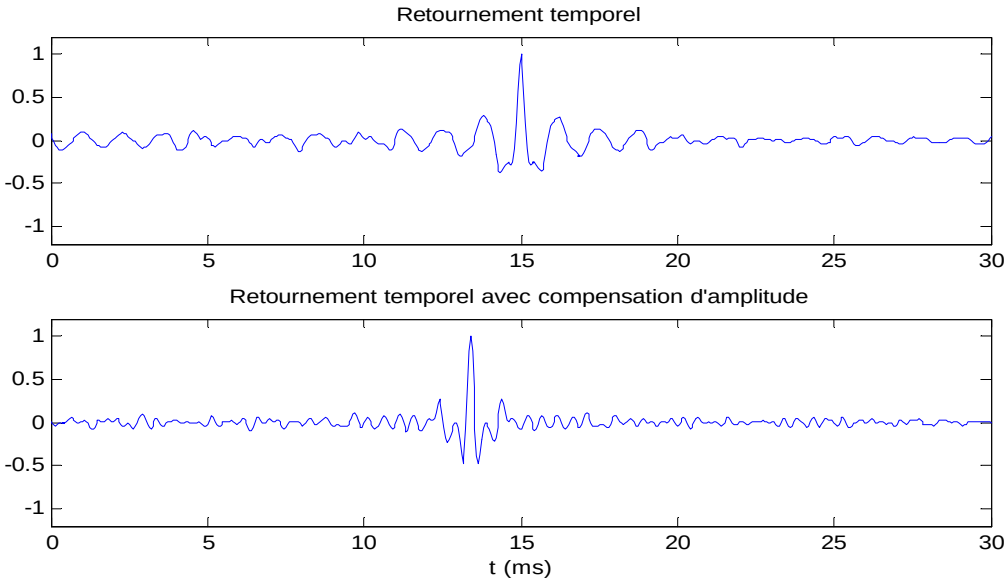


Figure I-35 : impulsions recrées après retournement temporel, avec et sans compensation d'amplitude

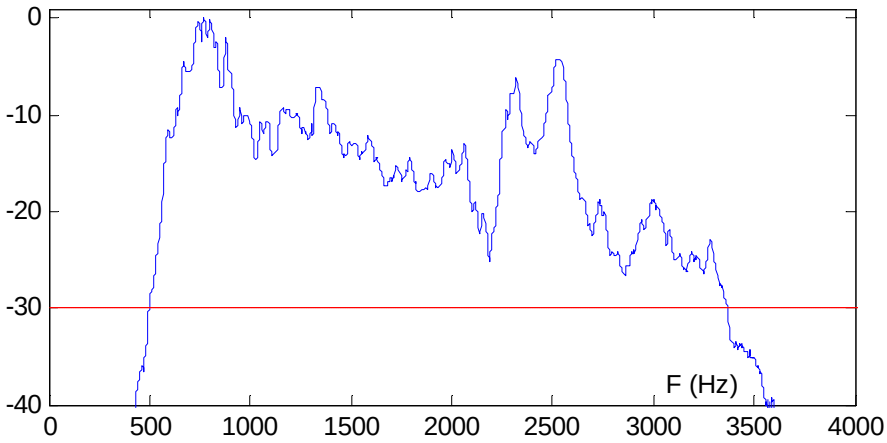


Figure I-36 : Fonction de transfert mesurée au point focal (utilisée pour la compensation d'amplitude), et seuil d'inversion choisi.

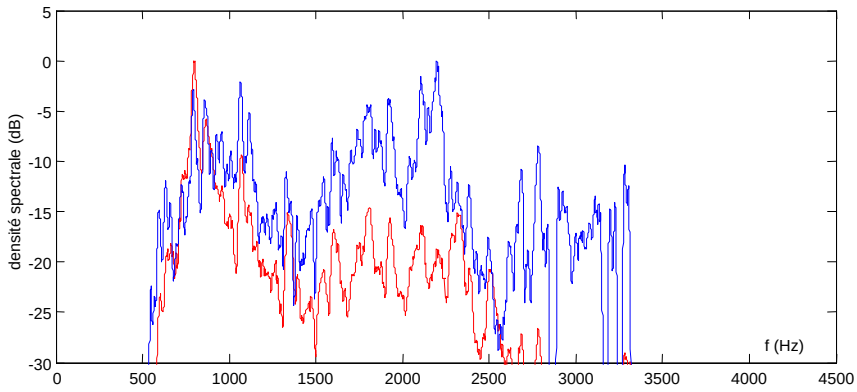


Figure I-37 : fonction de transfert au point focal pour les deux techniques retournement temporel (en rouge) et retournement temporel avec compensation d'amplitude (en bleu)

I.E Conclusion

Le retournement temporel est une technique issue du domaine des ultrasons. Ce chapitre nous a permis de montrer que cette dernière était suffisamment robuste pour pouvoir s'appliquer aussi dans le cadre de l'acoustique audible. Il s'agit même d'un domaine où celle-ci peut s'exprimer pleinement, puisque dans ce cadre, les milieux de propagation sont très souvent des pièces ou des halls où les réverbérations sont nombreuses. Dans ce cas, le retournement temporel montre clairement sa supériorité par rapport aux techniques de lois de retard, et

permet un contrôle du son de très bonne qualité dans une zone donnée du milieu de propagation.

En revanche, si le retournement temporel fonctionne très bien dans le domaine ultrasonore parce que les bandes de fréquences considérées sont étroites, le cas de l'audible est plus complexe : la bande de fréquences à considérer est large de plusieurs décades, et les systèmes utilisés ont en général des fonctions de transfert présentant des variations d'amplitude importantes. De ce fait, si les résultats obtenus spatialement sont de très bonne qualité sur le plan de la physique, et assez similaires entre les différentes configurations étudiées, la qualité de recompression temporelle est beaucoup plus variable suivant les situations, puisque l'opération de retournement temporel élève au carré l'amplitude du spectre.

Le prochain chapitre va nous permettre de présenter une méthode de focalisation différente, dont le but sera justement de compenser les variations d'amplitude spectrale, tout en conservant, voire en améliorant la qualité de focalisation spatiale.

I.F Références

[1] P.R. Stephanishen, “Transient radiation from pistons in an infinite planar baffle”, *J. Acous. Soc. Am.*, **49** pp. 1629-1638 (1971)

[2] M. Fink, J.F. Cardoso, « Diffraction effects in pulse-echo measurement », *IEEE Trans. Sonics & Ultrasonics.* Vol **SU-31**(4), jul 1984

[3] J.W. Goodman, Introduction to Fourier optics 2nd edition, Mc Graw Hill, 1996.

[4] M. Fink, « Time reversal of ultrasonic fields, Part I : Basic principles », *IEEE Trans. Ultra. Ferroelec. Freq. Contr.* **39** pp. 555-567 (1992)

[5] F. Wu, J.L. Thomas, and M. Fink, « Time reversal of ultrasonic fields, Part II : Experimental results », *IEEE Trans. Ultra. Ferroelec. Freq. Contr.* **39** pp. 567-578 (1992)

[6] D. Cassereau, F. Wu, and M. Fink, « Time reversal of ultrasonic fields, Part III : Theory of the closed time reversal cavity », *IEEE Trans. Ultra. Ferroelec. Freq. Contr.* **39** pp. 579-593 (1992)

[7] J. de la Gorgue de Rosny, “Milieux réverbérants et réversibilité”, *Thèse de doctorat de l’université Paris VI*, oct. 2000.

[8] D. Cassereau, F. Wu, and M. Fink, « Limits of self-focusing using closed cavities and mirrors – Theory and experiments », *Proc. IEEE Ultras. Symp.* ; Hawaii, dec 1990 ; pp. 1613-1618.

[9] M. Tanter, J-L. Thomas and M. Fink, « Implementation of a time-reversal cavity using a time reversal confined in a waveguide channel », ASA, Philadelphie ; jun 1997.

[10] M. Fink, « Time Reversed Acoustics », *Physics Today*, pp 34-40, march 1997.

[11] Carsten Draeger, “Ondes élastiques et réversibilité”, *Thèse de doctorat de l’université Paris XI*, oct 1997.

[12] P. Roux and M. Fink, Time Reversal in a waveguide: study of the temporal and spatial focusing, *J. Acoust. Soc. Am.* **107**(5), 2418-2429 (2000)

[13] P. Roux and M. Fink, « Experimental evidence in acoustics of the violation of time-reversal inveriance induced by vorticity », *Eur Phys. Lett.*, **32**(1) pp 25-29, Oct 1995

[14] C. Prada, M. Fink, « Eigenmodes of the time reversal operator : a solution to selective focusing in multiple target media », *Wave Motion*, **20**, pp 151-163 (1994)

[15] C . Draeger, M. Fink, « One-channel time-reversal in chaotic cavities : Theoretical limits », *J. Acous. Soc. Am.*, 105(2) pp. 611-617 (1999)

[16] C. Dorme, M. Fink, „Focusing in transmit-receive mode through inhomogeneous media: The time reversal matched filter approach“, *J. Acous. Soc. Am.*, 98(2) pp. 1155-1162 (95)

[17] P.M. Zurek, „The precedence effect“, in Directionnal Hearing, W.A.Yost and G. Gourevitch, pp 85-105, Springer-Verlag, 1987.

[18] F. Fahy, « Foundations of engineering acoustics », *Academic Press*, 2001

[19] L. Hamayon, “Réussir l’acoustique d’un bâtiment”, Editions du moniteur.

II Filtrage Inverse

II.A Introduction

Le premier chapitre de ce manuscrit nous a permis de voir les avantages que la technique du retournement temporel peut apporter pour concentrer l'énergie acoustique. Nous avons également pu voir que cette technique avait deux limitations pour une utilisation dans l'audible : Si spatialement le retournement temporel permet d'obtenir une focalisation de bonne qualité quel que soit le milieu considéré, les résultats obtenus temporellement sont plus décevants, avec à la fois les problèmes de distorsion de l'amplitude spectrale, et de symétrisation de la réponse impulsionnelle qui entraîne l'apparition de précurseurs.

Ces défauts sont liés à la méthode de construction du retournement temporel : celle ci a originalement pour but d'envoyer le maximum d'énergie possible en un point donné, compte tenu de la dynamique du système utilisé. Cet objectif est bien adapté à un certain nombre de cas, en particulier pour les applications du retournement temporel en Contrôle Non Destructif ou pour l'hyperthermie ultrasonore. En acoustique audible, notre but est différent : il s'agit de transmettre un message de la façon la plus claire possible vers un point donné.

Notre système devrait pouvoir fonctionner de 20 Hz à 20 kHz ; or dans cette bande, même si le milieu est parfait (pas de pertes d'information), il est difficile de trouver des transducteurs ayant de très faibles distorsions d'amplitude spectrale. La solution semble donc passer par une compensation de ces variations au cours de traitement des signaux enregistrés.

Une première solution à ce problème a été évoquée dans le premier chapitre : il s'agit simplement de compenser globalement l'amplitude du spectre avec un égaliseur adapté. L'amélioration introduite par ce genre de système restant assez limitée, une nouvelle idée a été explorée. Au laboratoire, les mêmes problèmes se sont posés pour focaliser un faisceau d'ultrasons au travers de la paroi crânienne qui dissipe une partie de l'energie acoustique. L'invariance par retournement temporel n'étant plus vérifiée, Mickael Tanter a généralisé pendant sa thèse une méthode de filtre inverse proposée par E. Ebini en hyperthermie ultrasonore. Il s'agit d'optimiser les signaux à émettre sur chacun des transducteurs pour réaliser sur un ensemble de points de contrôle un profil spatio-temporel donné. Il s'agit donc d'effectuer un *filtrage inverse* du milieu de propagation considéré. Dans un premier temps, cette étude a été menée à une fréquence fixée, réalisant ainsi un filtrage inverse spatial [1]; Puis dans un deuxième temps, une étude plus complète a été menée sur une bande de fréquence large, introduisant la technique de filtre inverse spatio-temporel pour le domaine des ultrasons [3].

Dans le domaine de l'acoustique audible, ce genre de technique a déjà été largement décrit et employé, en particulier par l'équipe de Ole Kirkeby et Philip A. Nelson en Angleterre [4], ou par les travaux de John Morjopoulos [5]. Ces derniers ont montré la possibilité d'utiliser cette technique pour des applications de type atténuation active de bruit (ANR, [6]) ou pour permettre une localisation des sources en azimut [7]. Leur approche du problème sera présentée dans la partie théorique de ce chapitre ; cette dernière est très intéressante du point de vue applicatif puisqu'elle permet une implémentation en temps réel du calcul de l'opérateur inverse [8]. En revanche, nous cherchons ici a étudier le problème du point de vue de la propagation des ondes. Pour cette raison, nous verrons que la technique proposée par M. Tanter et J.-L. Thomas dans le domaine ultrasonore est plus adaptée à notre cas.
La partie expérimentale de ce chapitre nous permettra de comparer les performances relatives des deux techniques de filtrage inverse et de retournement temporel. De la même façon qu'au premier chapitre, des expériences seront menées dans des milieux avec peu d'atténuation telle qu'une pièce blanche, et au travers d'une paroi, situation beaucoup plus délicate du point de vue de la propagation. Ceci nous permettra de constater que les deux techniques sont plus complémentaires que réellement concurrentes pour les applications d'acoustique audible.

II.B Aspects théoriques du filtrage inverse

Nous avons défini dans le premier chapitre l'opérateur linéaire permettant de relier les ***M*** transducteurs de l'antenne utilisée à un ensemble ***J*** de points de contrôle situés dans le milieu étudié. Cet *Opérateur de propagation* permet de définir une relation linéaire entre les signaux $e_j(t),\ 1 \le j \le J$ émis par l'antenne et les signaux $f_m(t)$ reçus au niveau des points de contrôle.

$$f_m(t) = \sum_{j=1}^{M} h_{mj}(t) \underset{t}{*} e_j(t) \tag{2.1}$$

où $\underset{t}{*}$ représente l'opération de convolution temporelle. Dans cette équation, l'ensemble des fonctions $f_m(t)$ représente les paramètres, c'est à dire les signaux que l'on souhaite obtenir au niveau des chacun des points de contrôle, et le jeu des signaux à émettre $e_j(t)$ les inconnues du problème.

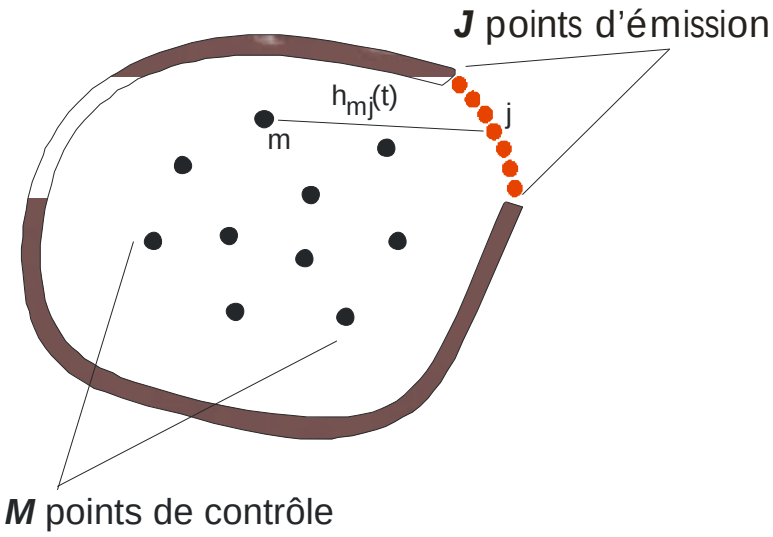


Figure II-1 : Milieu de propagation et notations

II.B.1 Etat de l'art – méthodes de régularisation

Comme la résolution du problème inverse posé par l'obtention de $e_j(t)$ en fonction de $f_m(t)$, tels que définis dans l'équation (2.1), est une approche classique dans des domaines tels que le contrôle actif de bruit ; il nous a semblé indispensable de rappeler la méthode la plus couramment utilisée dans ce cas, telle que proposée, par exemple, par Kirkeby et Nelson [4]. L'approche proposée ici est purement basée sur le traitement des signaux reçus, sans tenir compte de l'aspect propagation du problème.

Cet algorithme présente le grand avantage de pouvoir être implémenté en temps réel, à la différence de celui proposé dans le paragraphe suivant[9] ; de ce fait, la description de la technique peut être menée en temps (ce qui correspond à une implémentation temps réel du système, [8]), ou en fréquence. Pour plus de simplicité, et plus d'homogénéité dans les notations, la description sera effectuée dans le domaine de Fourier ; on cherche donc à obtenir le vecteur $\mathbf{E}(w)$ pour toutes les fréquences disponibles dans le spectre.

Le but de l'algorithme est de minimiser sur l'ensemble du spectre la fonction de coût définie par

$$J(w) = \mathbf{q}^{\dagger}(w)\mathbf{q}(w) + b\,\mathbf{e}^{\dagger}(w)\mathbf{e}(w) \qquad (2.2)$$

[9] Il est possible d'implémenter l'inversion de la matrice $\left[\mathbf{H}^{\dagger}\mathbf{H} + b\,\mathbf{I}\right]$ en temps réel, comme cela est détaillé dans [4], alors que la technique proposée plus loin fait appel à une étape de décomposition en valeurs singulières, beaucoup plus couteuse en termes de temps de calcul.

Où le signe † représente l'opération de conjugaison hermitienne, et $\mathbf{q}(w)$ représente le vecteur d'erreur entre les signaux mesurés sur les points de contrôle et les gabarits souhaités :

$$\mathbf{q}(w) = \mathbf{f}(w) - \mathbf{H}(w)\mathbf{e}(w) \tag{2.3}$$

La définition de la fonction de coût telle que donnée par l'équation (2.2) a deux objectifs : tout d'abord, on cherche bien entendu à obtenir au niveau des points de contrôle un signal aussi proche que possible du gabarit ; ensuite, on cherche également à empêcher que l'énergie des signaux à émettre ne soit trop importante. Le paramètre β permet de régler le poids relatif de chacun de ces deux termes lors de la résolution de l'algorithme. Lorsque β varie entre zéro et l'infini, la solution change donc graduellement entre une solution minimisant complètement le taux d'erreur (mais par construction très instable) et un solution minimisant l'énergie transmise (ce qui correspond trivialement à un champ émis nul).

La recherche du vecteur $\mathbf{e}_{opt}(\omega)$ est menée en injectant l'équation (2.3) dans (2.2) pour aboutir à la forme suivante de *J(w)*

$$J(w,\mathbf{e}) = \mathbf{e}^{\dagger}\left[\mathbf{H}^{\dagger}\mathbf{H} + b\,\mathbf{I}\right]\mathbf{e} - 2\mathrm{Re}\left(\mathbf{f}^{\dagger}\mathbf{H}\right)\mathbf{e} + \mathbf{f}^{\dagger}\mathbf{f} \tag{2.4}$$

Dans cette dernière équation, la variable ω a été omise pour simplifier les notations. On obtient donc une fonction de coût sous la forme quadratique suivante :

$$J(\mathbf{e}) = \mathbf{e}^{\dagger}\mathbf{R}\mathbf{e} - 2\mathbf{u}^{\dagger}\mathbf{e} + r \tag{2.5}$$

Dans le cas où la matrice **R** est une matrice réelle, symétrique et positive, *J* possède un et un seul minimum lorsque **e** vérifie la relation $\mathbf{Re} = \mathbf{u}$ ([9], annexe 7) ; l'identification de cette condition et de la relation (2.4) donne alors

$$\left[\mathbf{H}^{\dagger}\mathbf{H} + b\,\mathbf{I}\right]\mathbf{e}_{opt} = \mathrm{Re}\left(\mathbf{H}^{\dagger}\mathbf{f}\right) \tag{2.6}$$

et le vecteur de signaux à émettre est donné immédiatement par :

$$\mathbf{e}_{opt} = \left[\mathbf{H}^{\dagger}\mathbf{H} + b\,\mathbf{I}\right]^{-1}\mathrm{Re}\left(\mathbf{H}^{\dagger}\mathbf{f}\right) \tag{2.7}$$

Cette technique de résolution du problème inverse à la propagation fonctionne très bien, mais la validité de cette approche n'est pas clairement définie et elle ne repose pas sur un modèle physique. De plus, l'un des principaux problèmes posés par la technique exposée est qu'il n'existe pas de bonne méthode pour choisir β correctement. C'est la raison pour laquelle le

prochain paragraphe est consacré à la description d'une méthode faisant appel à la physique de propagation des ondes.

II.B.2 Filtrage inverse par sélection des valeurs singulières de l'opérateur de propagation

II.B.2.a Approche monochromatique : Filtrage inverse spatial

L'approche proposée au laboratoire, consiste à considérer que l'opérateur de propagation, tel que décrit précédemment, possède un certain nombre de degrés de libertés, lié à la disposition des transducteurs et aux caractéristiques physiques du milieu de propagation. A partir de cette constatation, on peut choisir de n' inverser que la partie principale de l'opérateur correspondant à ces degrés de liberté. Pour réussir à déterminer ces derniers, la méthode proposée s'inspire de celle utilisée par Claire Prada pour la décomposition de l'opérateur de retournement temporel [10] : Dans un premier temps, pour une fréquence donnée ?, l'opérateur de propagation **H** est décomposé en valeurs singulières, sous la forme :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^{\dagger} \tag{2.8}$$

où **U** et **V** sont deux matrices de changement de base, et **D** une matrice diagonale contenant les valeurs singulières de l'opérateur[10]. L'inversion proprement dite est alors effectuée sur la restriction de cette matrice au valeurs singulières ayant une signification physique. On obtient ainsi une version débruitée de l'opérateur inverse $\mathbf{H}^{-1}$, sous la forme :

$$\hat{\mathbf{H}}^{-1} = \mathbf{V}\hat{\mathbf{D}}^{-1}\mathbf{U}^{\dagger} = \mathbf{V}\begin{bmatrix} l_1^{-1} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & & \vdots \\ \vdots & 0 & l_{N(w)}^{-1} & & \vdots \\ \vdots & & & 0 & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix}\mathbf{U}^{\dagger} \tag{2.9}$$

où *N* correspond au nombre de valeurs singulières significatives à une fréquence donnée. L'opérateur $\hat{\mathbf{H}}^{-1}$ peut être facilement calculé dès que **H** a été mesuré expérimentalement. Pour un objectif de champ sonore donné $\mathbf{f_0}$, il est possible de calculer immédiatement l'ensemble des signaux monochromatiques à émettre **e** par la relation $\mathbf{e} = \hat{\mathbf{H}}^{-1}\mathbf{f_0}$. De cette façon, on obtient après propagation les signaux suivants sur les points de contrôle :

[10] La matrice **D** contient l'ensemble des valeurs singulières classées par ordre décroissant. Ceci permet de simplifier la sélection des valeurs ayant un poids suffisant.

$$\mathbf{f} = \mathbf{H}\hat{\mathbf{H}}^{-1}\mathbf{f_0} = \mathbf{U}\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & & & \vdots \\ \vdots & 0 & 1 & & & \vdots \\ \vdots & & & 0 & & \vdots \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix}\mathbf{U}^{\dagger}\mathbf{f_0} \qquad (2.10)$$

Le champ **f** obtenu de cette manière est la meilleure approximation de f_0 au sens des moindres carrés [11]. L'équation (2.10) montre également que le champ obtenu **f** correspond à la projection du champ souhaité $\mathbf{f_0}$ sur le sous-espace des vecteurs singuliers ayant une signification physique. Le champ souhaité sera donc d'autant plus facile à approcher que le nombre de valeurs singulières significatives est important. Le prochain paragraphe nous permettra d'étudier plus en détail l'évolution de ce nombre.

II.B.2.b Cas d'une bande large : Filtre Inverse Spatio-Temporel

Si la situation monochromatique présentée ci-dessus présente l'avantage de la simplicité, elle est très éloignée de la réalité dans notre cas : il nous faut impérativement tenir compte de toutes les variations de la fonction de transfert de la pièce avec la fréquence. Pour cela, l'opérateur de propagation $h_{mj}(t)$ est transformé en une matrice de propagation **H**(?) correspondant à la transformée de Fourier de chacune des lignes temporelles de l'opérateur de propagation. On obtient ainsi un ensemble de matrices de dimensions *M*x*J*, pour chacune des fréquences mesurées. Ensuite, l'opération décrite dans le précédent paragraphe est effectuée pour chaque fréquence de façon à reconstituer une matrice $\hat{\mathbf{H}}^{-1}(w)$ définie sur l'ensemble du spectre.

Pour que cette technique fonctionne dans de bonnes conditions, un seuil de coupure commun à toutes les fréquences est choisi pour l'opération de sélection des valeurs singulières (cf. équation (2.9)). Bien que le choix de cette valeur commune ne soit pas indispensable au fonctionnement de l'algorithme, celui-ci permet de répartir le bruit de manière uniforme sur l'ensemble de la bande passante effective du système. Tout autre choix conduit à des différences de niveau de bruit pour le champ obtenu **f**(*?*) suivant les fréquences. Ce fait peut être utile dans certaines conditions très particulières, mais l'analyse menée ici est faite exclusivement avec une valeur de seuil constante, commune à toutes les fréquences.

Le bon fonctionnement de l'opération de filtrage inverse temporel est dépendant de la précision de la mesure de l'opérateur de propagation et de sa représentation fréquentielle

H(*?*). Pour une acquisition de durée ? T, La matrice **H**(*?*) est définie avec une précision en fréquence égale à $df = 1/\Delta T$. Cette valeur doit être comparée à la fréquence maximale des oscillations du spectre de l'opérateur de propagation, liée, comme on a pu le voir au cours du premier chapitre, au temps de réverbération dans la pièce considérée. Le fait de réaliser l'acquisition sur une durée inférieure à ce temps va donc immanquablement dégrader la qualité des signaux reçus sur les point de contrôle, d'une manière assez similaire au comportement du retournement temporel dans une situation équivalente, comme cela a été présenté au paragraphe I.C.2.b.

II.B.3 Apport des pièces réverbérantes

Comme on a pu le constater au cours des paragraphes précédents, la possibilité de créer avec précision un champ acoustique donné au niveau des points de contrôle est avant tout liée au nombre de degrés de liberté disponibles pour chaque fréquence : plus le nombre de valeurs singulières ayant un sens physique est important, plus le champ souhaité pourra être recréé précisément. L'évolution de ce nombre *N* avec la fréquence est donc représentative, pour un milieu de propagation et un ensemble de transducteurs donnés, de la variété des champs acoustiques que le système sera capable de reproduire.

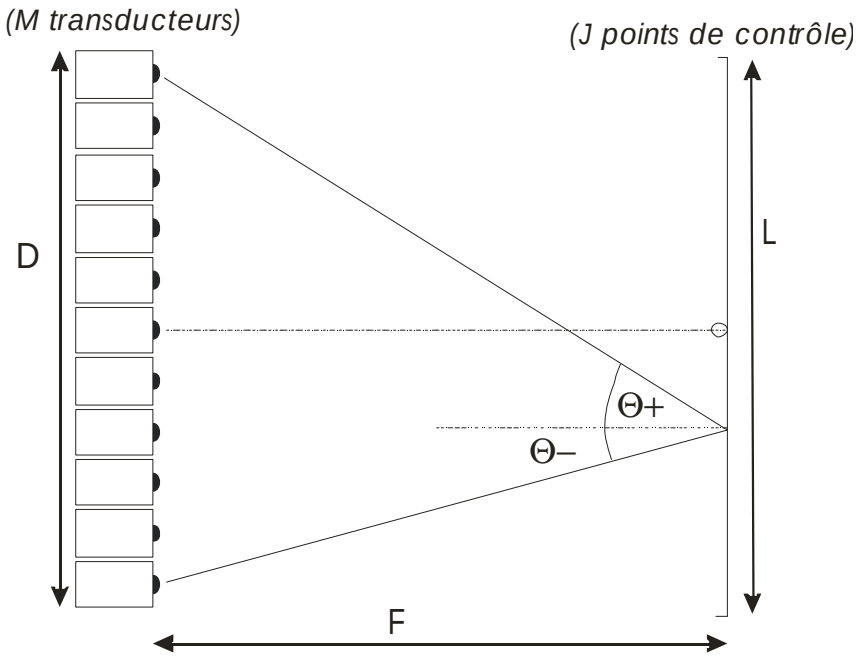


Figure II-2 : Géométrie basique du système émission-réception

L'évolution du nombre de valeurs singulières pour un système donné a été prédite et expliquée par Michael Tanter [1], dans le cas simple de la propagation entre deux plans, en espace libre. Dans ce cas, l'ouverture limitée de l'antenne d'émission restreint la quantité d'information qui peut arriver dans le plan de contrôle : en effet, dans le cas d'un espace libre, la décomposition en ondes planes du champ arrivant sur un point de contrôle donné donne un ensemble de directions d'arrivée incluses dans le cône d'ouverture de l'antenne (angles θ+ et θ- sur la Figure II-2). La bande passante en terme de fréquences spatiales, pour une fréquence c_0 / l donnée, est alors définie par la relation :

$$B = \frac{\sin q_+ - \sin q_-}{l}, \tag{2.11}$$

La bande passante spatiale la plus large est alors obtenue pour le point de contrôle situé sur la médiatrice de l'antenne d'émission ; dans ce cas B peut se mettre sous la forme :

$$B_{\max} = 2\frac{\sin q_0}{l} = 2\frac{\sin\left(\tan^{-1} D/2F\right)}{l}, \tag{2.12}$$

La meilleure résolution du système est alors obtenue au point focal, où elle vaut $1/B_{\max}$. Le nombre N de degrés de libertés nécessaire pour définir le champ le long de la droite de contrôle peut alors être majoré par le rapport entre cette résolution maximale et la largeur de la zone de contrôle ; soit :

$$N = B_{\max} L = 2\frac{L}{l}\sin\left(\tan^{-1}\frac{D}{2F}\right), \tag{2.13}$$

Deux cas limites sont intéressants pour cette dernière relation. Tout d'abord, en champ lointain ($D \ll F$), l'équation (2.13) se met sous la forme :

$$N = \frac{DL}{l\,F}, \tag{2.14}$$

Cette dernière relation correspond au cas d'une propagation en espace libre, pour deux antennes situées suffisamment loin l'une de l'autre. Dans le cas de la propagation dans une pièce, la situation est très différente. Comme on l'a vu au cours du premier chapitre, le fait qu'il existe de très nombreuses réflexions sur les murs et les différents objets présents à l'intérieur du volume se traduit par le fait que chaque point de contrôle voit une antenne virtuellement infinie en dimensions. On se trouve donc dans un cas de champ « infiniment proche », où la relation (2.13) devient, avec l'hypothèse ($D \gg F$) :

$$N = 2\frac{L}{l} \tag{2.15}$$

Cette dernière relation permet de retrouver le résultat évoqué dans le premier chapitre : quelle que soit la disposition des antennes d'émission et des point de contrôle dans une pièce réverbérante, on est capable de générer des taches focales d'une largeur de $l/2$; donc sur un segment de largeur *L* le champ se sépare en *N* degrés de libertés. Ce nombre, dépendant uniquement de la fréquence considérée constitue la limite ultime, imposée par la diffraction, et sans rapport avec la configuration géométrique des émetteurs ou du milieu de propagation, de la complexité du champ que l'on sera capable de recréer dans la zone de contrôle souhaitée.

Pour mieux se rendre compte du comportement de l'opérateur de propagation en espace libre et dans une pièce réverbérante, deux simulations simples peuvent être réalisées :

- La simulation de l'opérateur de propagation en espace libre peut être menée simplement à partir d'une configuration géométrique telle que celle décrite au premier chapitre (16 haut-parleurs, 25 points de contrôle, avec une disposition dans l'espace identique à celle utilisée pour la pièce réverbérante).
- Pour la modélisation de l'opérateur de propagation dans une pièce réverbérante, de nombreux algorithmes existent. Les résultats obtenus ci-après ont été obtenus par la méthode des images[11] (décrite par J.B. Allen et D.A. Berkley [12]). Celle-ci est bien adaptée au cas qui nous intéresse, puisque la pièce est rectangulaire et que les murs ont un coefficient de réflexion relativement important, aisément calculable à partir du temps de Sabine et des dimensions de la pièce.

Pour ces deux configurations, on peut à partir de l'opérateur de propagation obtenu, calculer l'espace des valeurs singulières de cet opérateur, et ce pour chaque fréquence. Ce calcul nous donne une surface permettant d'évaluer le nombre *N* de valeurs singulières significatives pour chaque fréquence. Les résultats présentés sur les deux figures II-3 et II-4 montrent que le nombre de degrés de libertés évolue en concordance avec les équations (2.14) et (2.15).

Au terme de cette approche théorique de la focalisation dans une pièce réverbérante, on voit donc bien l'avantage que peut présenter le fait de travailler dans une salle pour obtenir un

[11] Cette méthode très simple permet d'obtenir la réponse impulsionnelle entre deux points en représentant les différentes réflexions sous la forme de sources virtuelles présentes dans des volumes obtenus par symétrie par rapport aux différentes interfaces. Elle donne une bonne

contrôle précis du champ sonore. Toutes choses égales par ailleurs, c'est dans un espace clos et réverbérant qu'il sera possible d'obtenir la meilleure précision de reconstruction du champ. Ce dernier point rejoint les observations faites au cours du chapitre précédent, quant à la possibilité d'obtenir une focalisation dans un milieu réverbérant même sur un axe perpendiculaire à l'antenne : le nombre de degrés de libertés disponibles n'est pas lié à la configuration de l'antenne, mais uniquement à la géométrie de la position des points de contrôle et à la fréquence de travail.

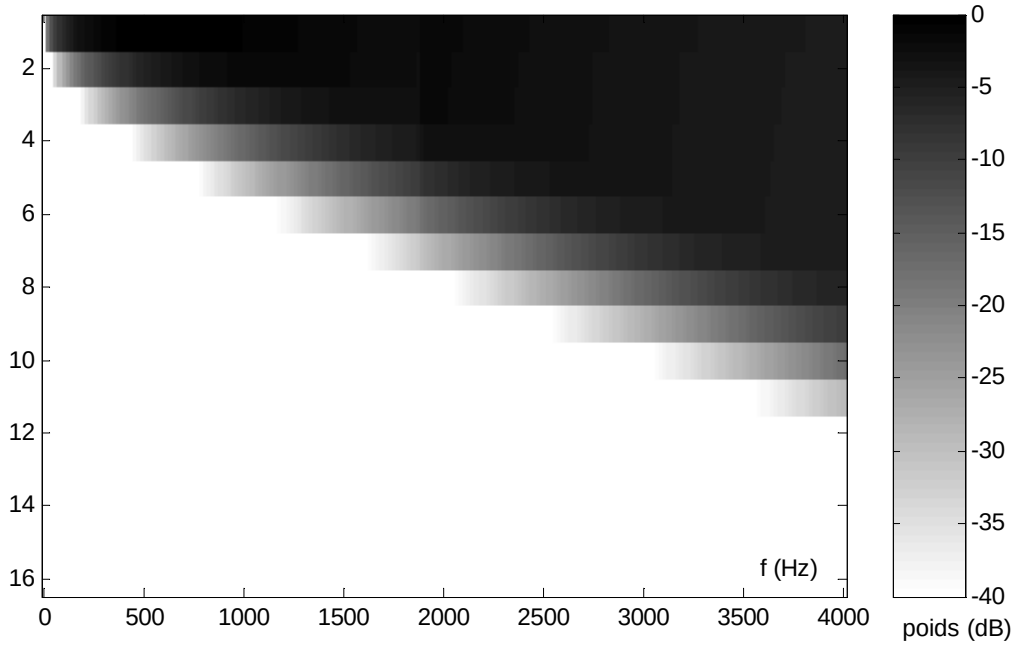


Figure II-3 : Espace des valeurs singulières pour une propagation dans un milieu infini. Les positions des sources et des récepteurs correspondent à la description de la Figure II-2.

correspondance avec la réalité tant que les points source et réception ne sont pas trop près des parois, ce qui est notre cas en pratique.

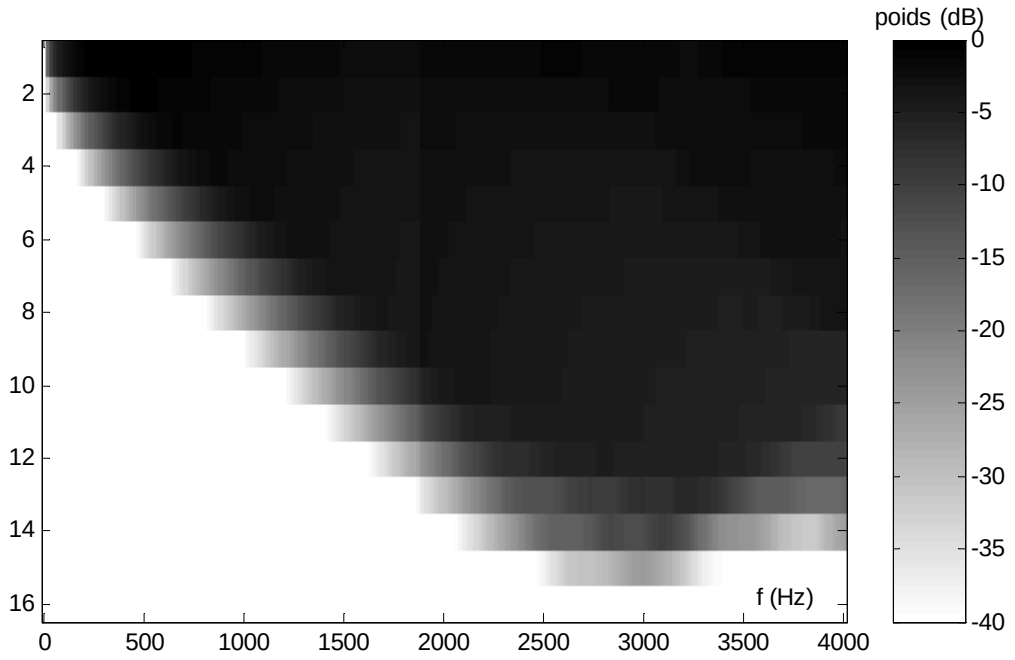


Figure II-4 : Espace des valeurs singulières pour une pièce parfaite de dimensions équivalentes aux dimensions de la pièce réverbérante.

II.C Résultats expérimentaux : propagation dans une pièce

La série d'expériences menées sur le filtrage inverse et présentées ici a essentiellement deux buts : tout d'abord montrer la correspondance entre l'expérience et les prévisions théoriques; permettre ensuite une comparaison entre cette technique de filtrage inverse et la technique de retournement temporel dans le cadre de l'acoustique des salles.

Les dispositifs expérimentaux utilisée pour les mesures sont identiques à ceux utilisés dans le premier chapitre pour les mesures de focalisation par retournement temporel. La photo de la Figure II-5 donne une idée de la pièce dans laquelle ont été réalisées la plupart des expériences présentées. Comme pour le retournement temporel, quelques expériences, en particulier concernant la robustesse du procédé, ont été menées dans la pièce encombrée présentée au chapitre I.

Dans tous les cas, l'électronique utilisée est la même que celle décrite dans la première partie, aussi bien au niveau du système d'acquisition que des haut-parleurs et des microphones. Les contraintes imposées par le système de mesure sont donc les mêmes que précédemment : la fréquence maximale de travail est de 5 kHz, du fait de la fréquence d'échantillonnage de 20 kHz, et l'emploi de haut-parleurs de type mid-tweeter impose une fréquence minimale de travail relativement élevée, de l'ordre de 400 Hz.

Le fait d'utiliser des configurations similaires à celles du premier chapitre va nous permettre de comparer les deux techniques de focalisation sous tous les aspects évoqués pour le retournement temporel : aspects spatiaux et temporels, et robustesse. Le fait de travailler directement avec l'opérateur de propagation nous impose toutefois de commencer par une étude plus détaillée de celui-ci.



Figure II-5 : Pièce réverbérante, avec le banc de mesure en position centrale

II.C.1 Opérateur de propagation

Cette première série d'expérience a pour but de vérifier les affirmations de la partie théorique concernant l'intérêt d'un environnement réverbérant pour obtenir un meilleur contrôle du champ sonore. Pour cela, l'expérience reprend exactement la configuration décrite au paragraphe B.3. : L'antenne de 16 haut-parleurs et le banc de mesure décrits dans le premier chapitre sont positionnés parallèlement l'un à l'autre, de façon identique aux expériences de retournement temporel (cf. Figure I-9).

Avec ce système de mesure, il est possible d'obtenir facilement l'opérateur de propagation pour le dispositif placé dans la pièce, en faisant tirer successivement chacun des haut-parleurs, et en acquérant la réponse impulsionnelle pour tous les points de contrôle. Pour montrer l'apport d'un environnement réverbérant, il faudrait pouvoir effectuer la même acquisition (avec des positions relatives identiques pour les émetteurs et les points de contrôle) en espace libre ou dans une chambre anéchoique.

Ce genre d'environnement étant difficile à obtenir dans notre laboratoire, l'obtention de l'opérateur de propagation en espace libre est effectuée différemment. On peut voir sur la Figure II-6 que la partie du signal due au front d'onde direct se détache assez nettement de la partie du signal due aux réflexions. L'opérateur de propagation en espace libre peut alors être calculé à partir de l'opérateur de propagation dans la pièce, par détection du front d'onde direct pour toutes les lignes, et extraction de celui-ci pour former un nouvel opérateur ne contenant que ce front. Cette technique présente l'avantage d'obtenir un opérateur correspondant précisément aux positions expérimentales des émetteurs et des microphones.

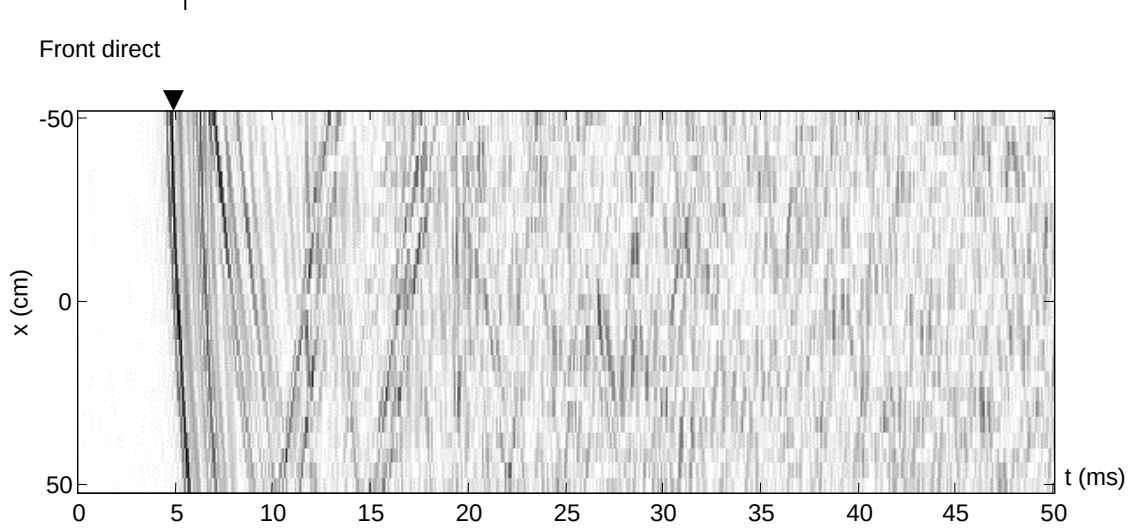


Figure II-6 : Colonne de l'opérateur de propagation dans une pièce, pour les positions d'émetteurs et de récepteurs décrites. Il s'agit de la réponse de diffraction d'un haut-parleur, vue par les différents point de contrôle.

La Figure II-7 propose une représentation des valeurs singulières pour les deux opérateurs de propagation décrits ci-dessus. Celles-ci sont calculées pour toutes les fréquences ; et classées par ordre de poids décroissant. Les effets décrits dans la partie théorique sur l'apport en

termes de degrés de liberté d'un environnement réverbérant sont clairement visibles sur cette dernière figure : L'espace des valeurs singulières est beaucoup plus riche dans le cas de la pièce que dans le cas de la propagation en espace libre. Les hypothèses données dans la partie théorique sur les raisons de l'augmentation du nombre de degrés de libertés semblent également vérifiées : le nombre total de degrés de liberté disponibles pour une fréquence suit avec une bonne précision la relation de l'équation (2.13), dont l'application aux deux cas qui nous intéressent donne les deux droites représentées sur la Figure II-7. L'augmentation du nombre de degrés de liberté dans une pièce réverbérante est donc directement liée à la présence de réflexions et au fait que celles-ci créent un ensemble de sources virtuelles. Le nombre maximum de degrés de libertés disponibles est alors lié à la diffraction : même en champ très proche, la résolution ne peut être meilleure que $l/2$.

Pour fournir une confirmation des résultats précédents, on s'attache dans la Figure II-8 à observer le comportement de l'opérateur de propagation à une fréquence donnée, pour les deux cas précédemment évoqués. En plus de la représentation du poids des valeurs singulières à la fréquence f_0=1500 Hz, la figure représente la transformée de Fourier spatiale de la matrice des vecteurs singuliers permettant de passer de l'espace des vecteurs d'émission à celui des valeurs singulières (matrice **V** de la relation (2.8)). La transformation de Fourier de chacun des vecteurs de la matrice nous donne accès aux fréquences spatiales correspondant à chacune des valeurs singulières.

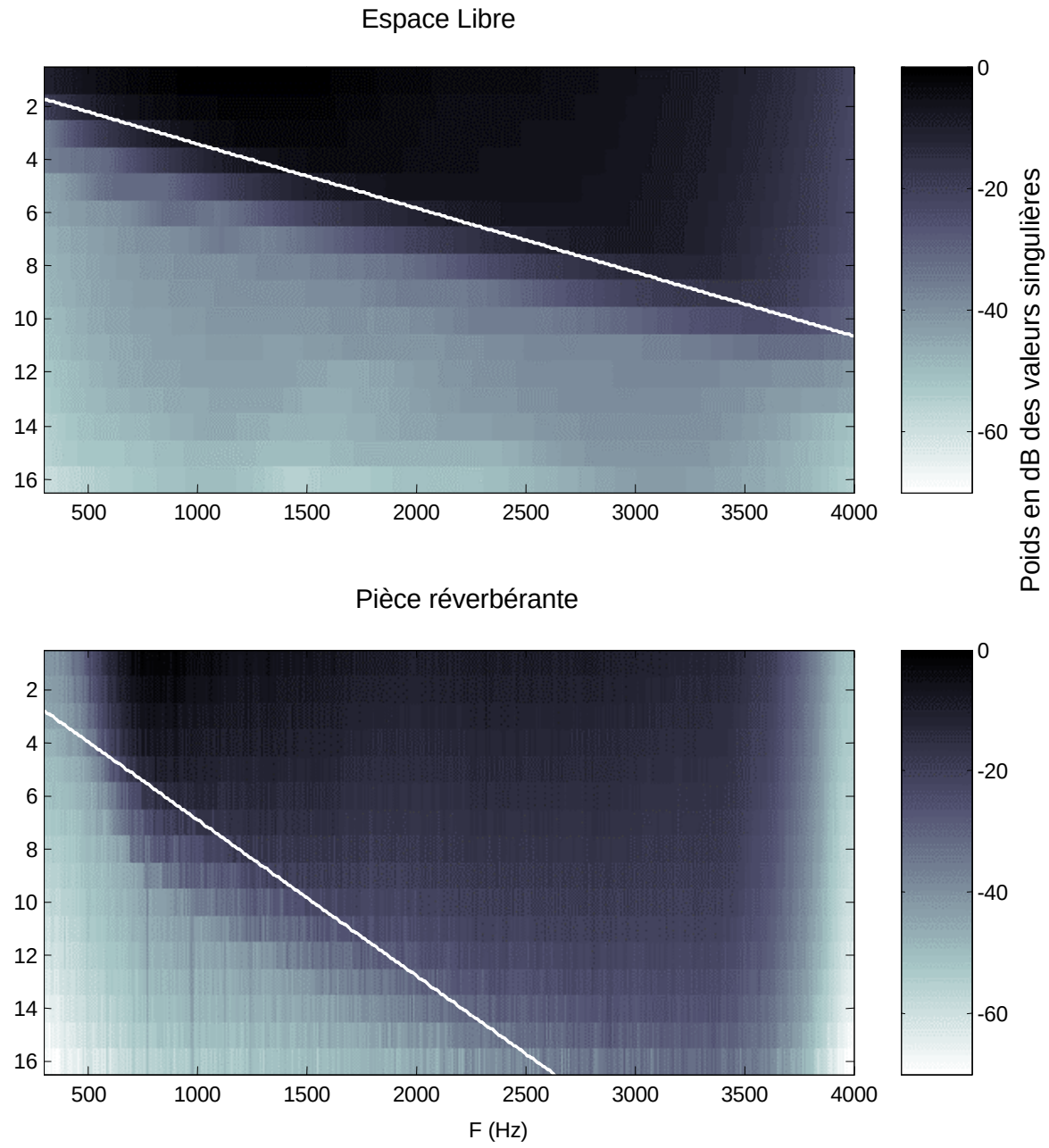


Figure II-7 : Espace des valeurs singulières pour la propagation en espace libre (en Haut), et dans la pièce réverbérante, en bas. Les droites représentées correspondent à la limite théorique du nombre de degrés de liberté disponibles dans chacun des cas.

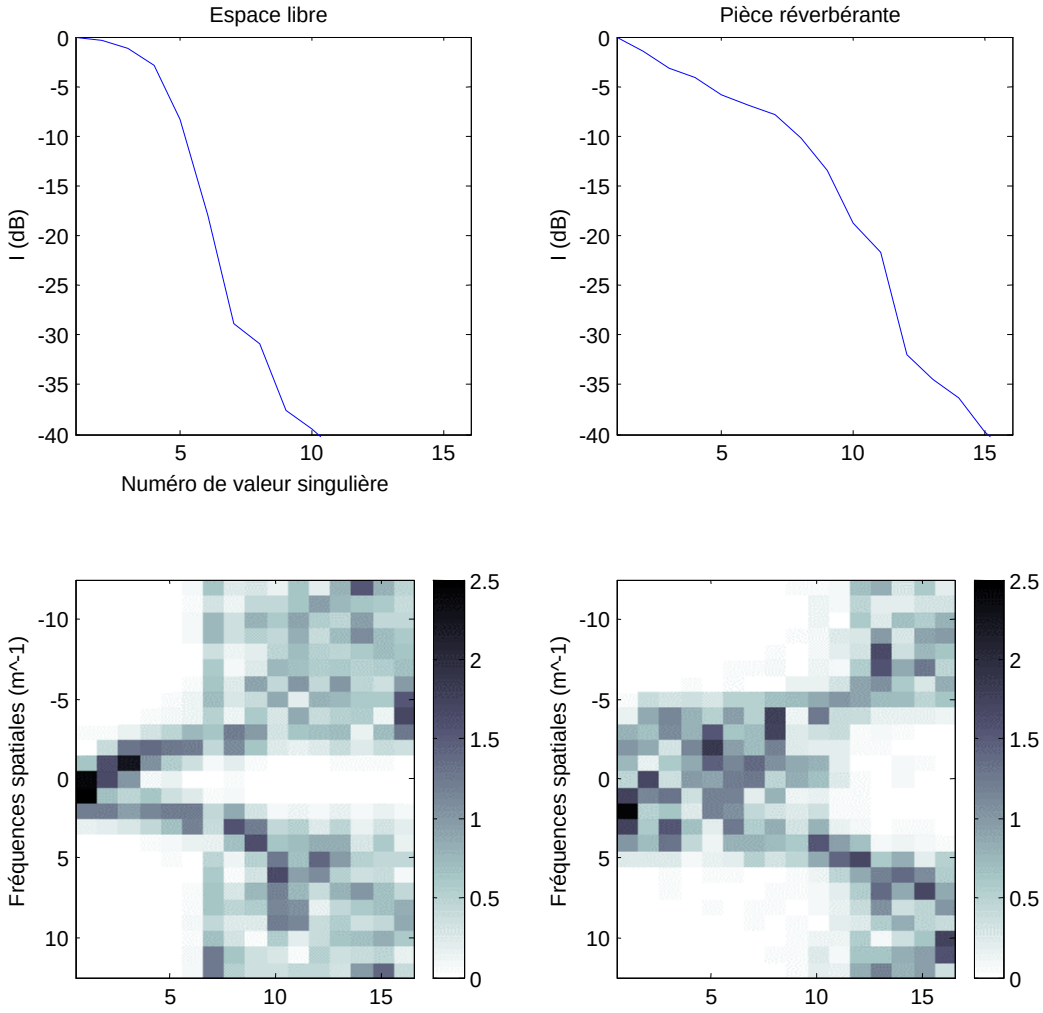


Figure II-8 : Poids des valeurs singulières et amplitude de la transformée de Fourier spatiale des vecteurs propres correspondants, pour la fréquence f_0=1500 Hz

Cette représentation en fréquences spatiales permet d'évaluer l'ensemble des angles d'arrivées couverts par la décomposition en ondes planes de chacun des vecteurs singuliers [3]. La Figure II-8 nous montre immédiatement que le fait de travailler en espace réverbérant permet d'augmenter de manière sensible la bande passante spatiale disponible. Les conséquences de cette observation seront étudiées plus en détail dans le prochain chapitre, mais on peut d'ores et déjà remarquer que cette largeur plus importante permettra de recréer sur les points de contrôle des champs acoustiques possédant un spectre spatial plus riche. Au niveau des applications pratiques, cela donne la possibilité de créer des champs correspondant

par exemple à des sources virtuelles placées bien en dehors de l'ouverture de l'antenne, ou de simuler avec plus de précision un environnement de propagation quelconque.

On pourrait conclure cette partie en disant que dans le cas d'un environnement très réverbérant, le positionnement des haut-parleurs de l'antenne d'émission n'a aucune importance : en effet quelle que soit cette disposition, la couverture en terme de fréquences spatiale n'est liée qu'au choix fait pour la disposition des points de contrôle. En pratique, deux phénomènes viennent limiter cette possibilité de disposition complètement aléatoire : tout d'abord l'atténuation au cours des réflexions peut introduire un filtrage passe-bas sur le spectre spatial ; ensuite les fréquences extrêmes seront mieux reproduites si il existe un haut-parleur situé dans une direction proche de la direction d'arrivée souhaitée, ceci essentiellement parce que les transducteurs ne sont jamais complètement omnidirectionnels, alors que le bon fonctionnement du filtrage inverse nécessite part de cette hypothèse.

II.C.2 Inversion de l'opérateur de propagation

L'utilisation de l'opérateur de propagation décrit exhaustivement dans le paragraphe précédent pour contrôler le champ sonore passe par l'inversion de celui-ci. Ce stade particulier de l'algorithme requiert normalement une intervention de l'utilisateur : il faut, après la décomposition en valeurs singulières, faire un choix entre les valeurs singulières « physiquement significatives », et celles correspondant au bruit de mesure. Les deux figures II-8 et II-9 montrent clairement à quel endroit effectuer cette différenciation, et ce grâce à plusieurs indices :

- Le poids des valeurs singulières passe assez brutalement de valeurs comprises entre 0 et –10 dB à des valeurs inférieures à -30 dB, mais la rupture de pente est plus ou moins marquée suivant le milieu de propagation
- Le nombre de valeurs singulières théoriques correspond dans les cas pratiques étudiés à des poids pour les valeurs singulières situées entre –20 et –30 dB
- Enfin, la transformée de Fourier spatiale des vecteurs singuliers (Figure II-8) montre clairement une séparation entre les vecteurs singuliers ayant un contenu spectral cohérent, et ceux contenant uniquement du bruit, ce qui constitue le plus sûr moyen de différencier les deux sous-espaces.

Ce dernier critère fournit un moyen sûr pour obtenir un seuil de choix parmi les valeurs singulières. Il est toutefois compliqué et coûteux à obtenir en termes de temps de calcul. Pour cette raison, un critère beaucoup plus simple est choisi : on prendra comme valeur de seuil ***– 25 dB***. Le fait de pouvoir choisir de façon aussi simple ce paramètre est lié à la deux

constatations : tout d'abord la pente relativement abrupte que prend le poids des valeurs propres entre les deux domaines fait que l'algorithme est peu sensible aux variations dans le choix du seuil de coupure, deuxièmement toutes les expériences sont réalisées avec la même électronique et des conditions de bruits similaires, ce qui a pour effet de donner des formes semblables à tous les espaces de valeurs singulières.

la Figure II-9 permet de constater l'effet d'un mauvais choix de seuil sur la qualité du champ recréé sur les points de contrôle. Pour cela, on tente de recréer un champ correspondant à une tache focale possédant une largeur égale à celle obtenue lors des expériences de retournement temporel (la méthode précise d'obtention de ces taches focales est décrite dans le paragraphe suivant). On peut constater que le choix de la valeur de seuil influe avant tout sur le niveau des lobes secondaires, et que la valeur donnant les meilleurs résultats se situe entre –25 et –35 dB. Ces valeurs correspondent bien à celles proposées plus haut sur des critères concernant directement l'opérateur de propagation.

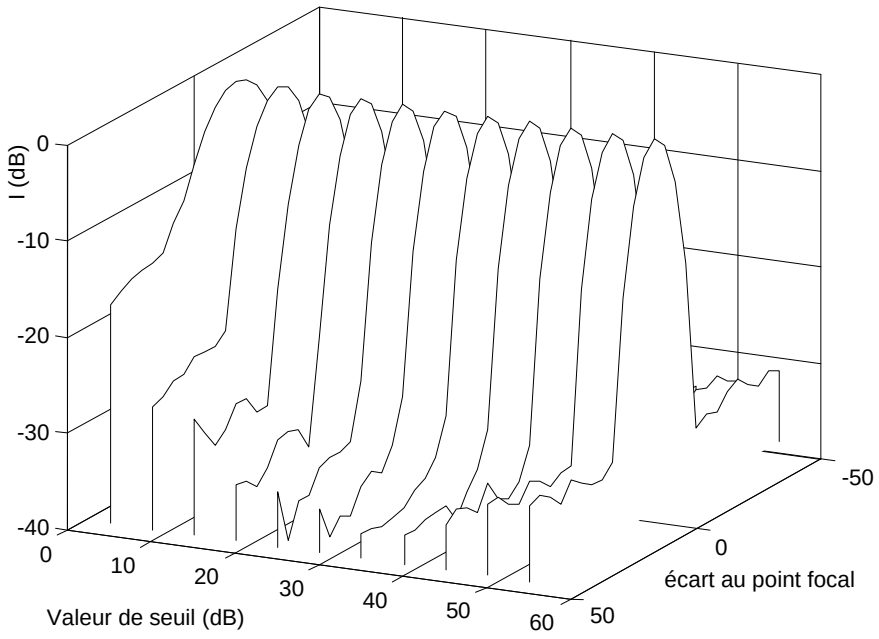


Figure II-9 : Evolution de la qualité de focalisation avec le niveau de seuil choisi dans l'algorithme de filtrage inverse.

II.C.3 Qualité de focalisation spatiale

Une fois la valeur de seuil choisie, et l'opérateur de propagation inversé avec le meilleur compromis entre niveau de bruit et précision, l'ensemble des filtres d'émission $\{e_j(t)\}$ est obtenu directement, via la relation :

$$e_j(t) = \sum_{m=1}^{M} \hat{h}_{jm}^{-1}(t) \underset{t}{*} f_{0m}(t) \tag{2.16}$$

où $\{f_{0m}(t)\}$ est le champ que l'on souhaite atteindre sur l'ensemble des points de contrôle. Ce champ de contrôle doit être choisi par l'utilisateur, et peut a priori être complètement quelconque. Le choix de ce champ dépend fondamentalement de l'utilisation que l'on compte faire du système. Ici, notre but va être simplement d'obtenir un point focal unique, le plus proche possible d'une distribution de Dirac spatio-temporelle, puisque n'importe quelle distribution de champ peut se déduire de celle-ci[12].

Au travers de l'opération de Filtrage inverse, suivie de l'étape de repropagation, on obtient la meilleure approximation au sens des moindres carrés du champ souhaité. Ce fait a l'avantage de simplifier l'interprétation des résultats, mais impose un certain nombre de contraintes dans le choix du champ à obtenir. En effet, l'algorithme va accorder autant de poids à chacun des points du champ $\{f_{0m}(t)\}$ pour tenter de le recréer. Il est donc important de choisir un objectif physiquement réalisable (c'est à dire qui respecte les contraintes de diffraction et de spectre imposées par le système) ; dans le cas contraire, l'algorithme cherchant à optimiser de la même façon tous les points, la précision générale du champ recréé se trouve dégradée, avec l'un des symptômes suivants :

- Niveau de bruit moyen plus élevé.
- Décalage fréquentiel par rapport au spectre souhaité. Cette situation correspond typiquement au choix d'un gabarit spatial trop étroit pour les conditions de diffraction et de contenu fréquentiel choisis.
- Inefficacité du système du point de vue énergétique, dès lors que l'on cherche à travailler dans des domaines fréquentiels à l'écart de la bande passante globale du système.

[12] Pour toute cette partie d'étude des performances relatives entre filtre inverse et retournement temporel, on cherchera avant toute chose à obtenir un champ correspondant à la réponse impulsionnelle spatiale et temporelle de la configuration expérimentale

Dans le cas qui nous intéresse, il est indispensable de respecter un certain nombre de conditions pour éviter de se retrouver dans l'un des cas présentés ci-dessus. Ceci impose deux règles d'or : tout d'abord, conserver le contenu spectral souhaité à l'intérieur de la bande passante du système, c'est à dire dans la bande 500-4500 Hz, et ensuite, ne jamais tenter de créer de tache focale de largeur inférieure à $l/2$, où λ est la longueur d'onde correspondant à la fréquence minimale du champ sonore souhaité.

La Figure II-11 montre la qualité de focalisation typique qu'il est possible d'obtenir lorsque les conditions décrites ci-dessus sont respectées : pour obtenir une première comparaison entre focalisation par retournement temporel et focalisation par filtre inverse, on choisit pour objectif une impulsion temporelle de bande passante 1-3 kHz ; du point de vue spatial, cette impulsion est répétée sur chacun des points de contrôle avec des poids différents pour créer ce qui sera la tache focale. Un représentation de ce champ est donnée par la Figure II-10.

On voit immédiatement sur la Figure II-11 l'amélioration que peut apporter le filtre inverse par rapport au retournement temporel : alors que la tache focale a la même largeur, le niveau des lobes secondaires est inférieur d'environ 10 dB à celui obtenu lors de la focalisation par retournement temporel. Cette amélioration est essentiellement liée au fait que le retournement temporel ne cherche qu'à maximiser l'énergie au niveau du point focal, alors que dans le cas du filtrage inverse, l'ensemble des données présentes sur les points de mesure sont utilisées.

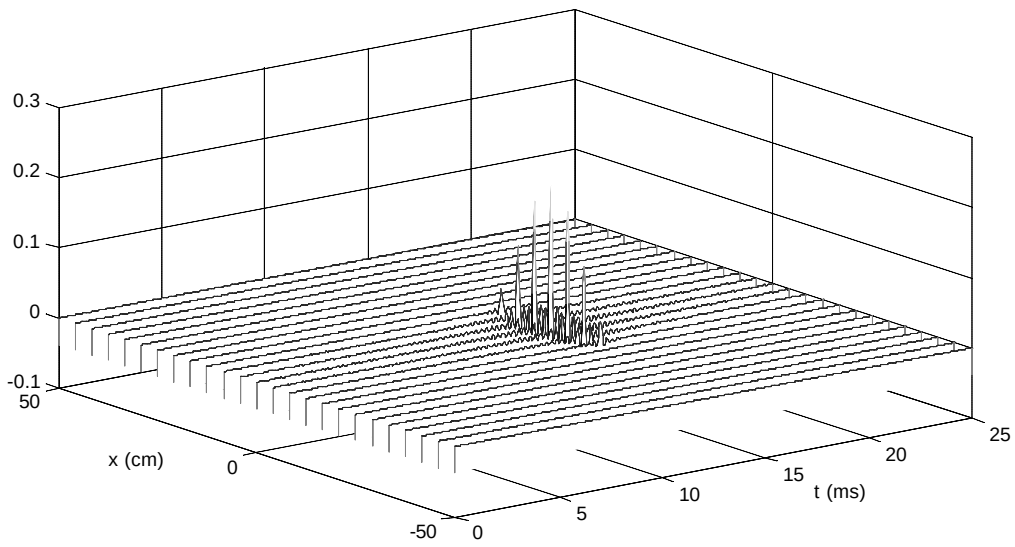


Figure II-10 : objectif typique choisi pour obtenir une tache focale par filtrage inverse

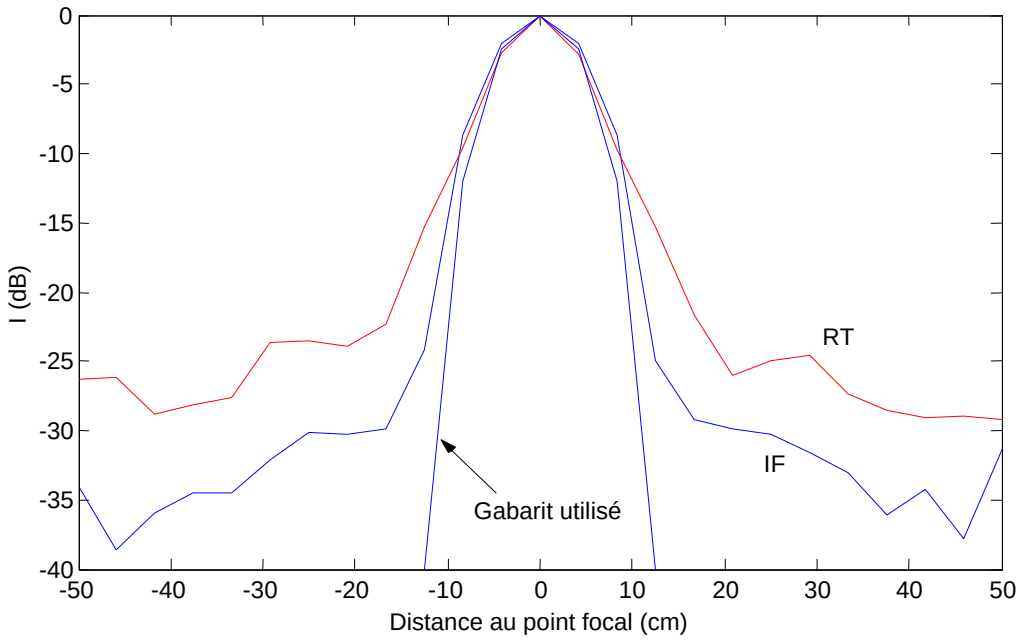


Figure II-11 : Diagrammes de focalisation impulsionnelle[13], dans le cas d'une focalisation par retournement temporel, et dans le cas d'une focalisation par filtre inverse. L'objectif est une tache focale de largeur $\lambda/2$

La Figure II-11 nous a permis de constater que le filtre inverse était capable de bien meilleures performances que le retournement temporel, mais les conditions d'obtention de ces courbes sont différentes dans les deux cas : en effet, la focalisation par filtrage inverse est obtenue en utilisant la totalité des signaux disponibles sur les 25 points de contrôle, alors que le retournement temporel n'utilise que l'information disponible au point focal. Un de principaux avantages du filtrage inverse est justement de pouvoir exploiter l'information provenant de plusieurs points de contrôle et de la combiner alors que le retournement temporel n'utilise qu'un point de contrôle. Toutefois il existe de nombreuses situations où il est impossible d'acquérir l'opérateur de propagation ailleurs que sur un ou quelques points de contrôle.

Pour illustrer ce cas, l'expérience suivante est réalisée :

- A partir de l'opérateur de propagation décrit précédemment, on sélectionne les réponses impulsionnelles correspondant seulement à certains points de contrôle.

[13] Pour rappel, il s'agit du maximum d'intensité reçue pour chaque point de mesure. La méthode d'obtention de ces courbes est décrite au premier chapitre.

On obtient ainsi un nouvel opérateur de propagation, de dimensions 16xK, où K est le nombre de points de contrôle choisi.

- Ce nouvel opérateur de propagation est inversé avec les techniques décrites précédemment
- Un gabarit est choisi sur les points de contrôle sélectionnés. Dans les cas présentés, on choisira d'avoir K=1 ou 5 points de contrôles. Le point situé au centre de l'axe de mesure sera le « point focal », pour lequel le gabarit sera l'impulsion décrite par la voie centrale de la Figure II-10. Sur les autres voies, le gabarit choisi est signal nul.
- Les signaux à émettre sont obtenus en appliquant la relation (2.16) sur le sous espace défini par nos K points de contrôle.
- La mesure du champ obtenu ainsi est ensuite effectuée sur l'ensemble des 25 points de mesure initiaux. Dans le cas K=1, on obtient ainsi une situation similaire au retournement temporel en termes de quantité de données traitée (on peut alors parler de filtrage inverse temporel, puisque l'aspect spatial du problème disparaît). Le cas K=5 est une situation intermédiaire entre une couverture complète des points de contrôle et l'utilisation d'un seul point. Il correspond à un cas pratique relativement courant, comme nous le verrons dans les derniers chapitres : il s'agit de la situation où on ne s'intéresse qu'à ce qui se passe en un nombre de points limité, distants l'un de l'autre d'un distance plus grande que la demi longueur d'onde ; cette situation est la plus courante lorsque l'on cherche a transmettre de l'information entre plusieurs points.

La Figure II-12 montre les résultats obtenus avec les expériences décrites ci-dessus. Lorsqu'un seul point de contrôle est utilisé, on constate immédiatement que la qualité de focalisation est très similaire à celle du retournement temporel, avec en particulier des largeurs de tache focale identiques. Du point de vue spatial, le filtre inverse n'apporte donc pas d'amélioration par rapport au retournement temporel lorsque les quantités de données traitées sont identiques. Ce point est logique dans la mesure où nous sommes dans une situation favorable pour le retournement temporel, comme on l'a vu dans le premier chapitre, et que dans ce cas les opérations de filtrage inverse et de retournement temporel sont identiques. En revanche, nous verrons que dans le cas d'un filtrage inverse purement temporel, les performances obtenues sur l'aspect temporel du signal au point focal sont bien meilleures qu'avec une focalisation par retournement temporel.

Le cas intermédiaire d'utilisation de 5 points de contrôle est très intéressant. Comme on peut le voir sur la figure, dans ce cas, l'allure générale de la courbe suit celle obtenue pour K=1 ; mais, au niveau des points de contrôle supplémentaires (indiqués par des flèches), on peut faire descendre le niveau de bruit jusqu'à –40 dB, ce qui correspond au bruit électronique résiduel du système d'acquisition. Ce résultat trouve son explication dans le fait qu'en utilisant un nombre limité de points de contrôle, l'approximation aux moindres carrés sur l'ensemble du gabarit est faite avec moins de contraintes, donc dans de meilleures conditions.

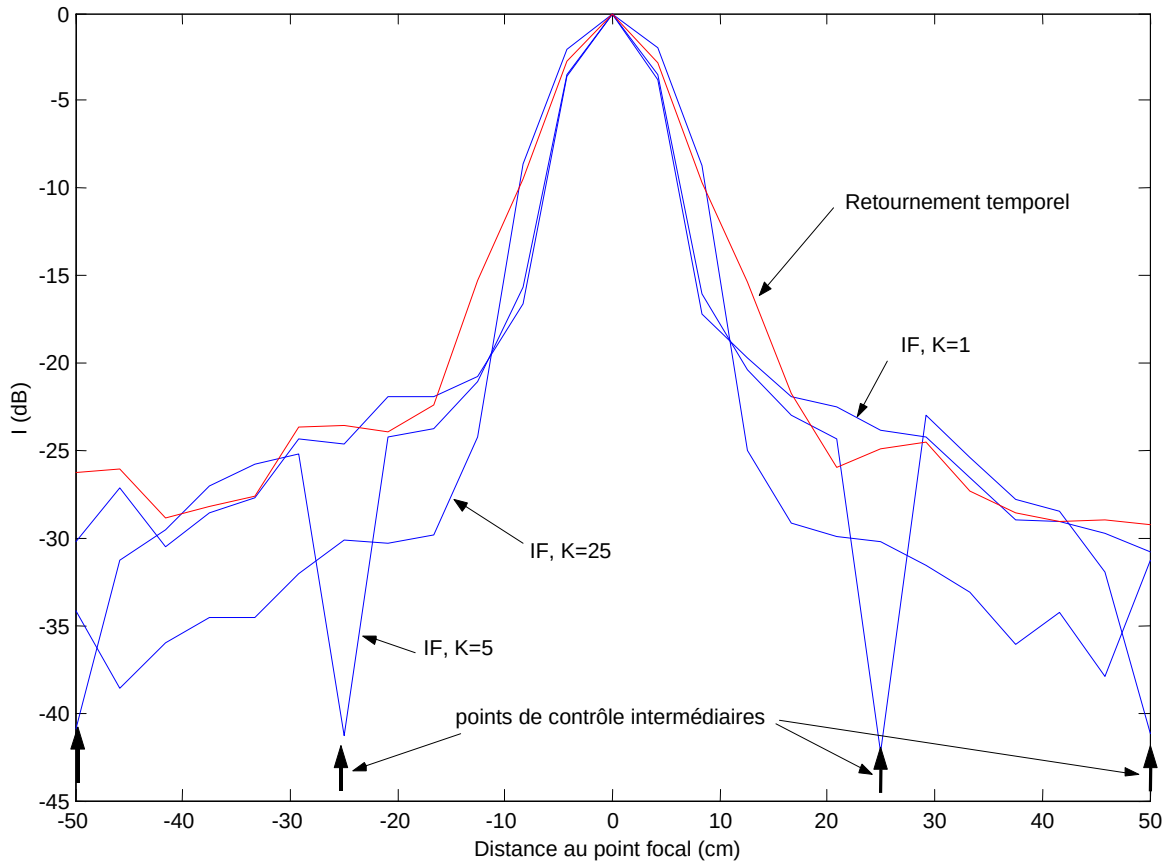


Figure II-12 : Diagrammes de focalisation, obtenus par retournement temporel, et par filtrage inverse avec un nombre de points de contrôle variable

Une des possibilités offerte par l'utilisation de nombreux points de contrôle est l'utilisation de gabarits ayant des formes différentes, pour permettre un contrôle complet du champ sonore dans une zone donnée. L'utilisation du retournement temporel et du filtrage inverse dans ce cadre sera détaillée dans le chapitre suivant. Néanmoins, il est intéressant de regarder

quelques situations un peu particulières de contrôle du champ sonore permettant d'optimiser l'allure de la tache de focalisation. La Figure II-13 nous montre les diagrammes de focalisation obtenus pour des gabarits identiques temporellement, mais avec des largeurs différentes du point de vue spatial. On peut tout d'abord constater que le filtrage inverse permet de recréer avec une bonne précision ces différents gabarits. Par ailleurs, il apparaît que la performance en termes de niveau des lobes secondaires de focalisation devient plus intéressante dès qu'on élargi un peu la tache focale : un gabarit fixé sur une largeur de $l/2$, correspondant aux performances obtenues en retournement temporel, est un peu trop contraignant pour le filtrage inverse. Ceci est lié au fait que la focalisation est obtenue en large bande, et que les contraintes imposées sur les plages de fréquence les plus basses sont trop fortes.

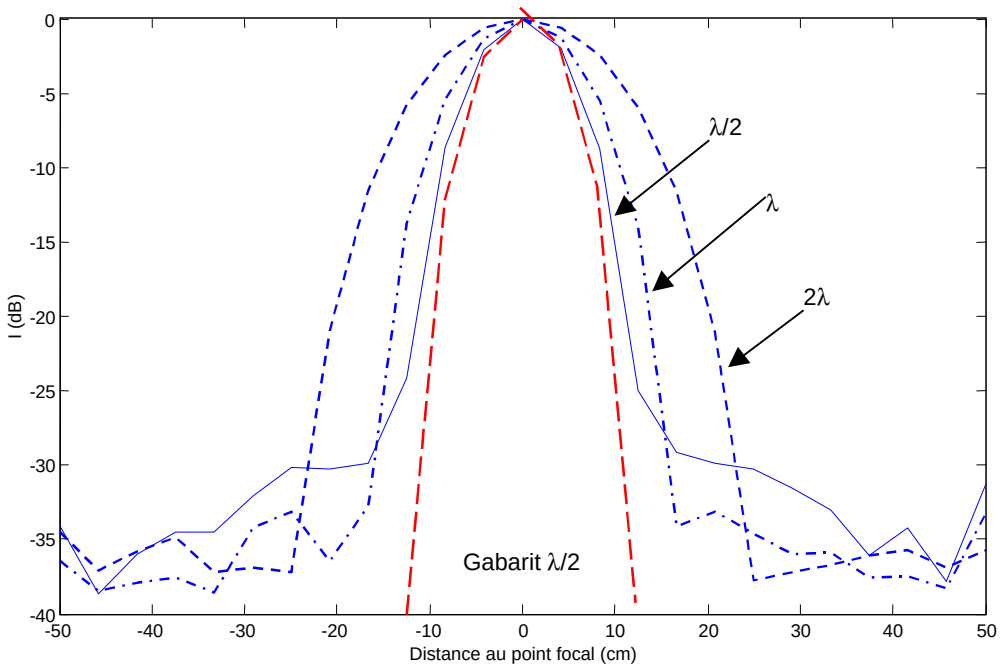


Figure II-13 : Diagrammes de focalisation obtenus pour des gabarits de largeurs $l/2$, l, et $2l$. Seul le gabarit de largeur $l/2$ est représenté. l correspond à la longueur d'onde pour la fréquence de résonance des haut-parleurs, soit 34 cm.

Pour finir cette étude de la qualité de focalisation spatiale, il est nécessaire de détailler le comportement du niveau des lobes secondaires de focalisation. Dans le cas qui nous intéresse, cette notion a moins de sens que dans le cas de la focalisation par retournement temporel,

puisque le choix du gabarit intervient de façon non négligeable comme on vient de le voir ci-dessus. Toutefois, on peut définir l'équivalent de la notion définie au premier chapitre, dans le cas où le gabarit est celui de la Figure II-10, et réutiliser la formule (I.20) pour étudier l'évolution du niveau des lobes secondaires avec la largeur de la bande de fréquence utilisée et le nombre de haut-parleurs utilisés pour l'émission.

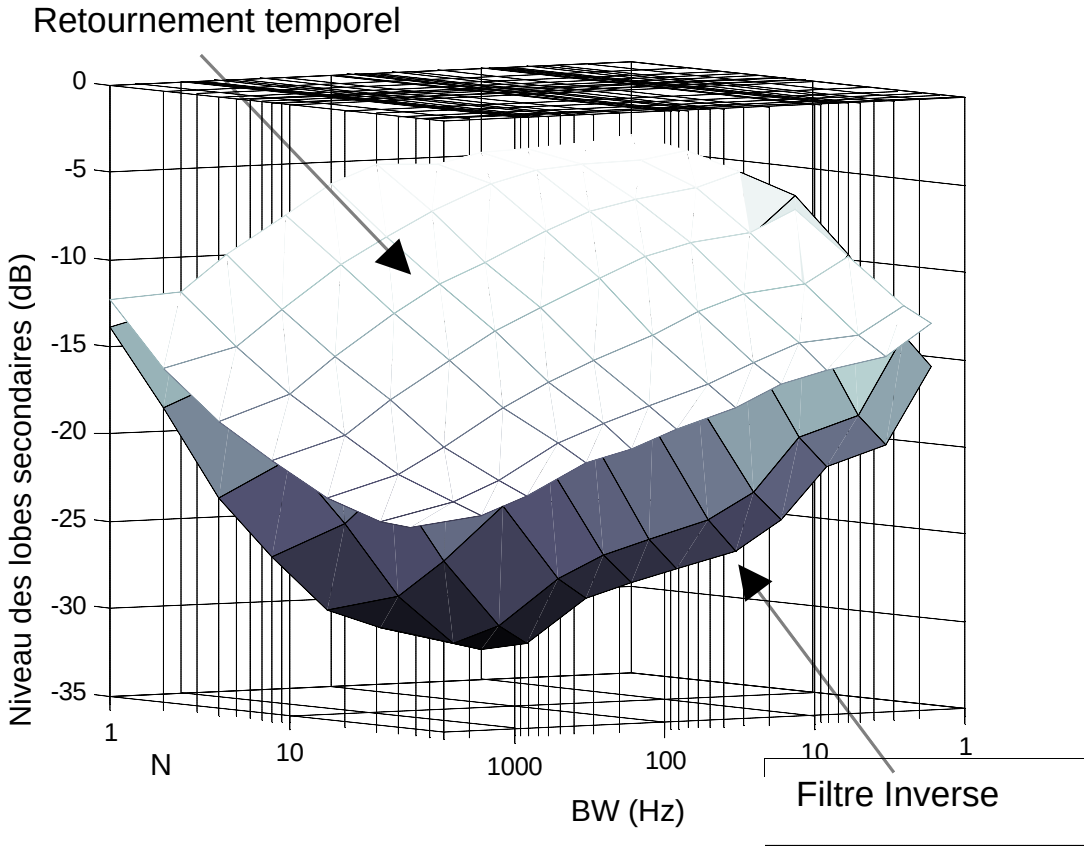


Figure II-14 :Evolution du niveau des lobes secondaires spatiaux, avec la largeur de la bande de fréquences utilisée et le nombre de transducteurs dans l'antenne d'émission

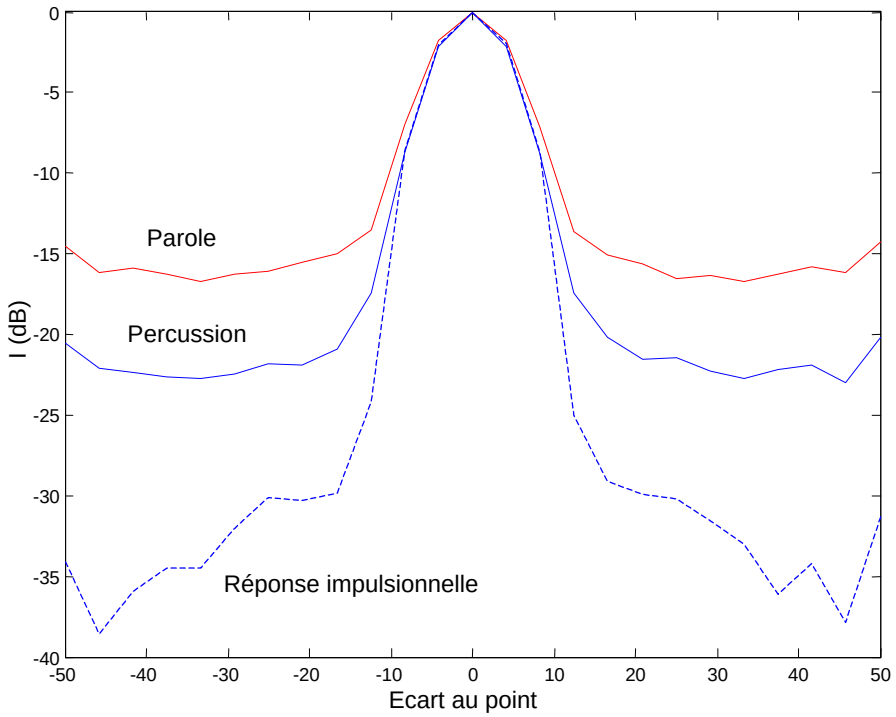


Figure II-15 : qualité de focalisation obtenue avec des signaux complexes

La Figure II-14 représente l'évolution du niveau de ces lobes secondaires dans la pièce pour les deux techniques de focalisation, filtrage inverse et retournement temporel. On constate que les variations du niveau sont très similaires dans les deux cas : on pourra se reporter à l'analyse de la figure I-18 pour obtenir une analyse détaillée du comportement de ces surfaces. La seule réelle différence entre les deux courbes tient à la pente moyenne et au niveau de lobes obtenu. En anticipant en partie sur les résultats présentés dans le paragraphe suivant, cette différence est due au fait que le filtrage inverse permet d'effectuer une correction du contenu spectral, et donc de mieux profiter de la bande de fréquences excitée pour améliorer la qualité de focalisation.

Toujours en parallèle avec la description menée pour le retournement temporel, la Figure II-15 représente les diagrammes de focalisation obtenus lorsque l'on essaye de concentrer l'énergie pour des signaux de type parole (avec la phrase « As-tu vu ce fameux lapin »), et de type musique percussive, avec le « clap » émis par deux plaques de bois frappées l'une sur l'autre. Comme c'était le cas pour la figure I-19, les diagrammes représentés correspondent à l'énergie acoustique présente en chaque point, en respectant l'équation (I.4). Les phénomènes constatés avec la focalisation par filtrage inverse sont exactement les mêmes que dans le cas du retournement temporel : La tache focale est légèrement élargie, du fait d'un contenu

spectral des signaux concentré surtout sur les basses fréquences ; par ailleurs les niveaux de lobes secondaires obtenus sont du même ordre que ceux obtenus par retournement temporel , pour les mêmes raisons : les signaux, en particulier de parole sont essentiellement constitués de quelques fréquences correspondants aux formants du conduit vocal. Il y a donc peu de fréquences réellement disponibles pour participer à la focalisation, ce qui induit des niveaux de lobes secondaires relativement élevés.

On constate donc que si le filtrage inverse est capable dans l'absolu de meilleures performances que le retournement temporel pour ce qui concerne la précision spatiale du champ recréé, dans la pratique, le fait d'utiliser des signaux peu riches en nombre de fréquences excitées apporte un nivellement des performances entre les deux techniques. Si le but recherché est simplement une qualité de reproduction spatiale, on a donc tout intérêt a utiliser une technique de retournement temporel qui est bien moins lourde à mettre en œuvre qu'une technique de filtrage inverse. Nous allons voir tout de suite qu'en revanche, le filtrage inverse permet d'améliorer considérablement les caractéristiques temporelles du signal.

II.C.4 Performances temporelles et spectrales

Une des principales raisons pour lesquelles nous nous sommes intéressés au principe du filtrage inverse est liée aux défauts du retournement temporel lorsque celui-ci est utilisé dans la bande des fréquences audibles. En effet, une des propriétés principales de ce dernier est de donner au point focal une fonction de transfert s'écrivant sous la forme $|H(w)|^2$, où H est la fonction de transfert mesurée entre le point focal et l'antenne[14]. Comme on l'a vu cette propriété permet d'aligner les phases au point focal et donc de provoquer la focalisation, mais une conséquence annexe est d'élever au carré l'amplitude de la fonction de transfert, multipliant ainsi la distorsion du système due au variations d'amplitude du spectre.

Il nous faut vérifier que le filtrage inverse se comporte comme on l'a souhaité, c'est-à-dire que le signal reçu au niveau du point focal après repropagation de l'ensemble $\{e_j(t)\}$ des signaux à émettre permet bien d'obtenir un contenu fréquentiel en rapport avec celui du gabarit choisi. Pour cela, l'expérience effectuée est similaire à celle décrite au paragraphe précédent : on choisi un gabarit suffisamment large du point de vue des fréquences temporelles, s'étendant de 600 à 3500 Hz, avec une largeur spatiale d'une trentaine de

[14] Ceci est dû au fait que l'opération de retournement temporel s'écrit sous la forme $HH^{\dagger}$, ce qui implique que la norme de la fonction de transfert est $|H|^2$

centimètres[15]. La transformée de Fourier de la réponse obtenue au point focal, après repropagation, pour ce gabarit est présentée sur la Figure II-16. On peut constater immédiatement que le filtrage inverse joue bien son rôle de compensation des oscillations du spectre, en particulier pour les fréquences relativement basses : les variations de la densité spectrale sont de l'ordre du décibel, jusqu'à environ 2000 Hz ; et restent dans une fourchette de 5 dB au-delà.

La Figure II-17 permet de comparer les différences de performance entre le filtrage inverse et la technique de focalisation par retournement temporel avec compensation d'amplitude, telle qu'elle a été présentée dans le premier chapitre. Alors que la technique de compensation d'amplitude appliquée au RT permet de corriger globalement l'enveloppe du spectre, le filtrage inverse permet une compensation de toutes les variations du spectre, résultant dans une distorsion beaucoup moins importante du signal final.

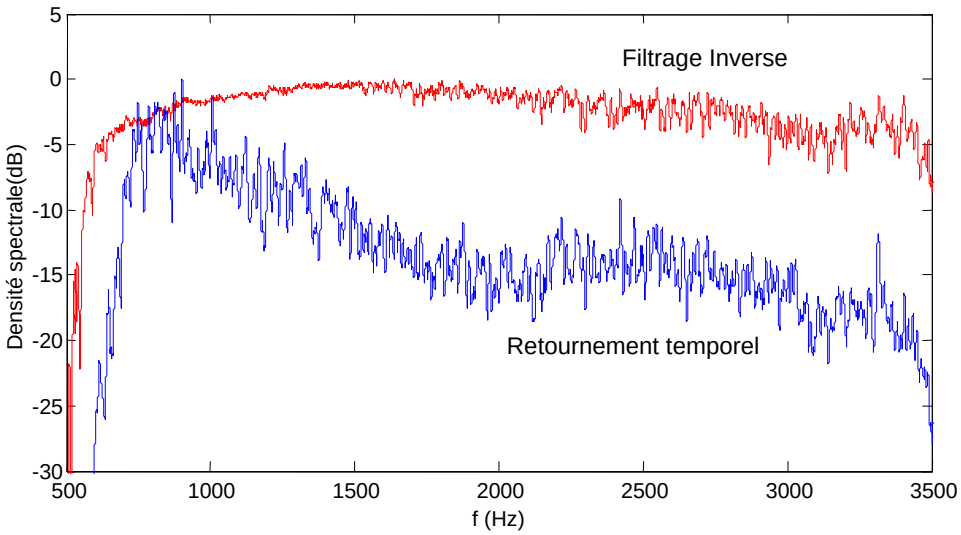


Figure II-16 : Densité spectrale au point focal : comparaison entre filtrage inverse et retournement temporel

[15] L'expérience montre que la largeur de la tache focale (c'est à dire du gabarit choisi) influe peu sur le contenu fréquentiel au point focal, du moment que cette largeur est suffisamment grande pour que le gabarit respecte les conditions de diffraction. Pour des largeurs plus faibles que ce minimum, on observe par contre un décalage du spectre vers les hautes fréquences et une remontée du niveau de bruit moyen.

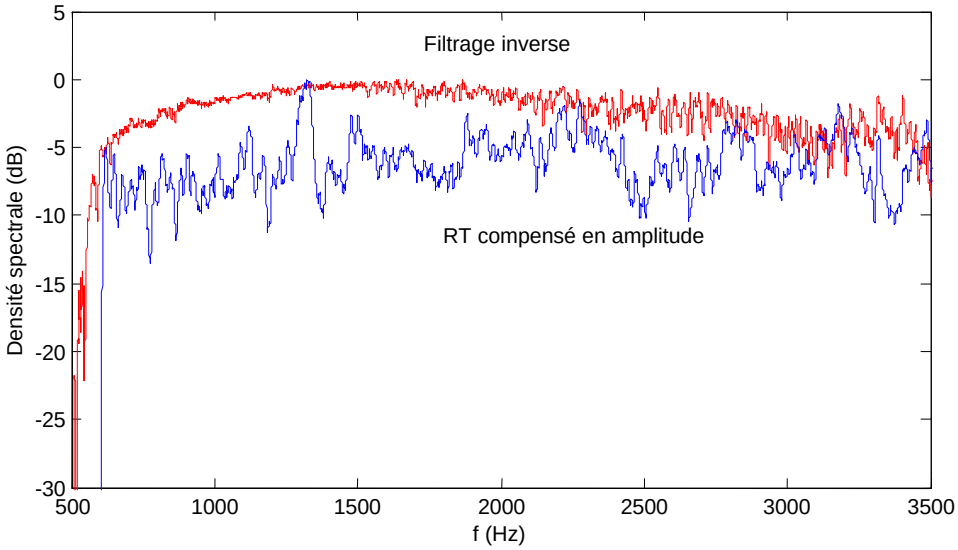


Figure II-17 : Densité spectrale au point focal, Cas du Retournement temporel avec compensation d'amplitude

Alors que les deux figures précédentes nous ont permis de constater à quel point le filtrage inverse était efficace pour obtenir dans de très bonnes conditions une réduction de la distorsion liée aux variations d'amplitude du spectre, la Figure II-18 montre les conséquences de cette compensation spectrale dans le domaine temporel : pour cela, on observe la réponse impulsionnelle obtenue au point focal pour les trois techniques (dans le cas particulier du filtrage inverse, le gabarit choisi est une impulsion brève, ayant une bande d'excitation de 500 à 4000 Hz.

Si les avantages du filtrage inverse par rapport au retournement temporel n'étaient pas très clairs du point de vue de la qualité spatiale de la focalisation (comme on l'a vu sur la Figure II-12), les différences de performance concernant les aspects temporels sont très importantes : tout d'abord, le filtrage inverse permet d'obtenir une disparition quasi complète des lobes secondaires temporels, qui sont très marqués dans le cas du retournement temporel simple. Ce point est très important dans le cadre d'une application au domaine de l'audio, du fait des problèmes posés par ces lobes du point de vue de la perception du son, comme cela avait été détaillé au premier chapitre. Le deuxième apport du filtrage inverse concerne le niveau de bruit global, dont on voit qu'il est inférieur à –45 dB, alors que les différentes techniques de retournement temporel donnent des niveaux de bruits compris entre –30 et –40 dB.

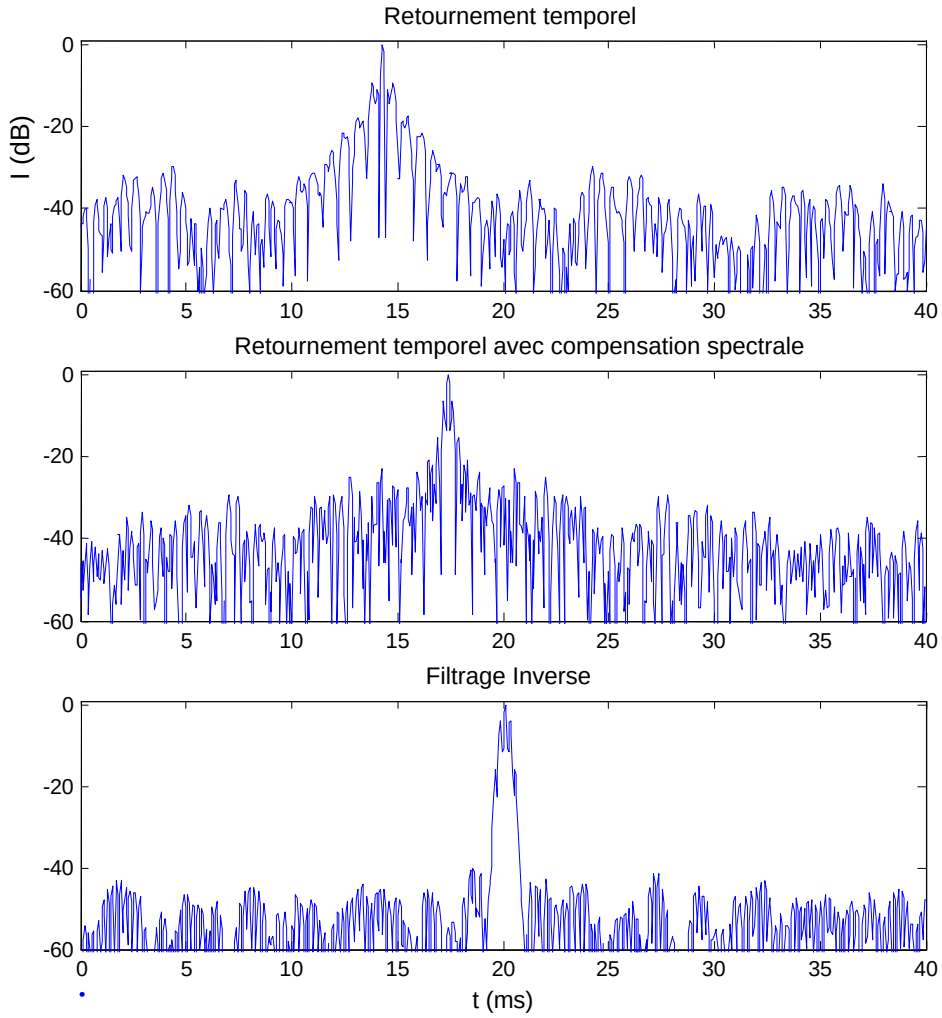


Figure II-18 : Lobes secondaires temporels pour la réponse impulsionnelle au point focal, l'axe des intensités est logarithmique.

Pour illustrer les résultats présentés ci-dessus, on peut, comme avec le retournement temporel, convoluer l'ensemble des filtres $\{e_j(t)\}$ obtenus avec les gabarit utilisé précédemment, avec le signal correspondant au message parlé '1,2,3,4…'. La retransmission des signaux ainsi obtenus est alors écoutée au point focal ; le sons correspondant (ainsi que ceux correspondants aux autres techniques) sont disponibles sur internet à l'adresse :

http://www.loa.espci.fr/loa/sylvain

L'écoute du son obtenu dans de telles circonstances montre clairement l'apport du filtrage inverse pour une utilisation en acoustique audible : cette technique permet d'obtenir des sons

de très bonne qualité, et l'étape de focalisation est pratiquement neutre du point de vue des modifications sur le signal initial.

II.C.5 Robustesse

Pour terminer cette analyse des possibilités du filtrage inverse pour une utilisation en acoustique audible, il est nécessaire de comparer le filtrage inverse et le retournement temporel et le filtrage inverse en termes de robustesse de focalisation : en effet, quelque soit la technique utilisée, les applications potentielles nécessitent que la qualité de focalisation obtenue ne soit pas trop dépendante de petites perturbations dans le milieu, telles que le mouvement de personnes, ou le déplacement de petits objets. Pour cela, l'expérience effectuée est similaire à celle décrite dans le chapitre sur le retournement temporel : Une acquisition de l'opérateur de propagation est faite au temps T=0, à partir de laquelle est calculé un jeu de signaux à émettre $\{e_j(t)\}$. Ces signaux sont ensuite réémis toutes les 15 minutes pendant 72 heures ; pendant cette période au cours de laquelle des personnes entrent et sortent de la pièce, on mesure sur les taches focales obtenues le taux de corrélation par rapport à la mesure initiale, ainsi que le niveau des lobes secondaires. Les résultats de cette expérience sont présentés sur la Figure II-19.

Les résultats obtenus avec le système de filtrage inverse sont très similaires à ceux obtenus par retournement temporel dans les mêmes conditions : le niveau des lobes secondaires reste quasiment constant malgré les modifications introduites dans la pièce de propagation ; les seuls paramètres importants sont ceux faisant varier la vitesse des ondes sonores. Pour cette raison, la qualité du champ sonore obtenu dépend de la température, et ce de manière réversible comme le montre la courbe de gauche sur la Figure II-19.

Comme dans le cas du retournement temporel, ce résultat est très encourageant dans l'optique d'applications pratiques, puisqu'il est envisageable de construire des banques de réponses impulsionnelles pour différentes plages de température, afin d'obtenir une bonne qualité de focalisation sur tout le domaine de température concerné. Les résultats présentés montrent par exemple qu'une banque de donnée pourrait servir sur une plage de 2 à 3 °C.

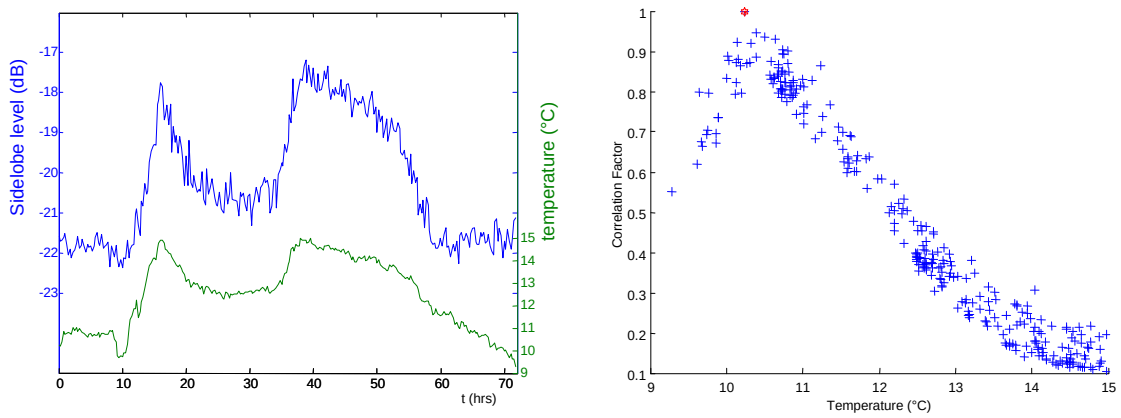


Figure II-19 : Evolution au cours du temps de la qualité de focalisation

II.D Propagation au travers d'un mur

Le premier chapitre de ce manuscrit nous a permis d'observer le comportement du retournement temporel lorsque la propagation se produit dans des conditions éloignées des hypothèses normales de fonctionnement du retournement temporel : dans le cas d'une propagation au travers d'une paroi, les phénomènes d'atténuation rendent en effet problématique l'obtention de résultats de bonne qualité avec la technique du retournement temporel. Ce fait a été une des raisons conduisant à l'étude du filtrage inverse, en parallèle avec les problèmes de correction de bande passante évoqués plus haut.

Les expériences de focalisation effectuées avec le retournement temporel au travers du mur ont donc été renouvelées, avec pour simple différence l'utilisation du filtrage inverse comme technique pour obtenir la focalisation. Contrairement à la situation du premier chapitre, les conditions de propagation dans lesquelles nous nous plaçons ne sont pas théoriquement plus compliquées que celles rencontrées dans la pièce, pour le filtre inverse. En effet, celui-ci est normalement capable de compenser les problèmes d'atténuation sur l'ensemble de la bande, pour recréer un signal qui en théorie est de la même qualité que celui obtenu dans la pièce.

Les expériences décrites reprennent donc la configuration de la figure I-27. Les 16 haut-parleurs sont placés contre le mur de la pièce, et un microphone est déplacé de l'autre côté de la cloison pour pouvoir mesurer le champ acoustique en différents points. Comme précédemment, la première partie de l'expérience consiste à acquérir l'opérateur de propagation dans son ensemble, en faisant émettre successivement chaque haut-parleur et en mesurant le signal obtenu sur chaque point de contrôle. Une première constatation, liée aux résultats présentés dans le premier chapitre, est que les signaux acquis au travers de la cloison sont beaucoup plus atténués que ce qui avait été obtenu dans la pièce. Compte tenu de la

dynamique relativement limitée du système électronique utilisé, l'opérateur de propagation obtenu est beaucoup plus bruité que celui mesuré dans une pièce réverbérante. Du point de vue pratique, ce petit désagrément se traduit par une plus grande difficulté à différencier les degrés de libertés de l'opérateur du bruit électronique.

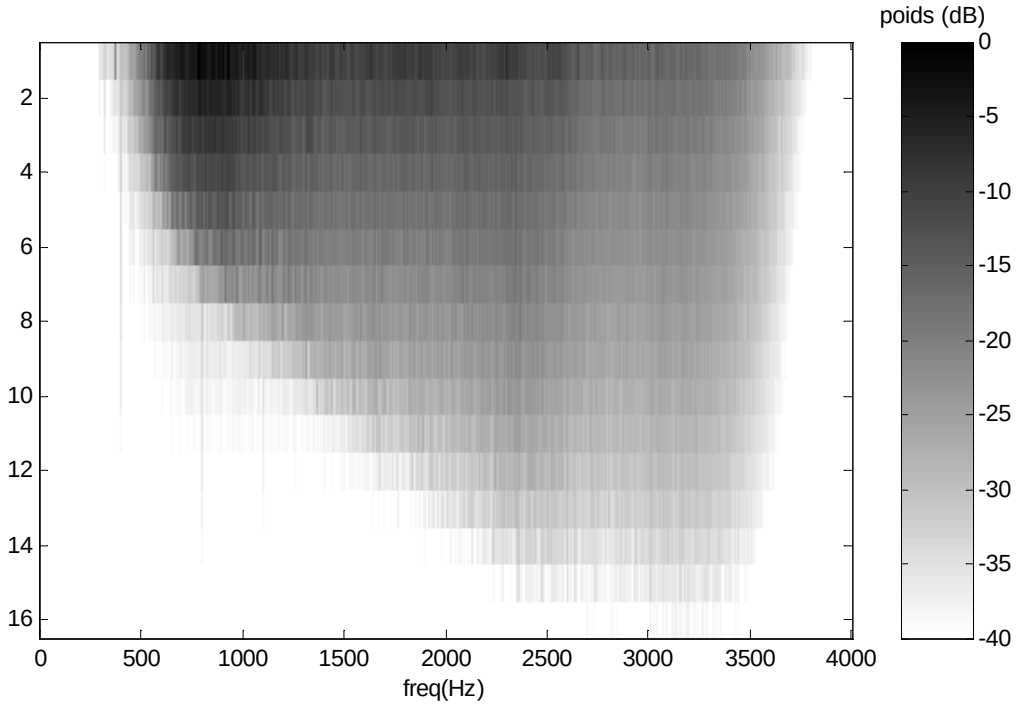


Figure II-20 : Valeurs singulières obtenue pour l'opérateur de propagation mesuré au travers de la cloison.

La Figure II-20 représente l'espace des valeurs singulières de l'opérateur de propagation dans la configuration décrite ; l'allure générale nous est familière, très proche de celle de la Figure II-7 dans le cas de la pièce réverbérante ; dans le cas qui nous intéresse, il semble donc que l'on soit également capable de profiter des réflexions et autres phénomènes de diffractions divers au cours de la propagation pour augmenter au maximum le nombre de degrés de liberté. Par contre, la séparation entre la partie physiquement significative de l'opérateur et le bruit est délicate parce qu'il n'y a pas de rupture nette entre le 'plateau' formé par les valeurs singulières et le bruit. Le poids des valeurs propres successives varie en effet de manière plus régulière que dans le cas de la pièce réverbérante. La différenciation entre les deux sous-espaces ne peut donc être menée que par tâtonnements, en gardant en tête que le nombre maximal de degrés de libertés disponibles pour une fréquence est fixé par la relation (II.15), et

que la dynamique de système électronique est de l'ordre de 40 dB. Ces deux contraintes, ainsi que quelques essais permettent de conclure que notre le cas spécifique de cette expérience, une valeur de seuil de –30 dB permet d'effectuer une inversion de l'opérateur dans des conditions satisfaisantes.

II.D.1 Performances temporelles

Au vu des résultats précédents, le principal avantage apporté par la technique de filtrage inverse par rapport au retournement temporel est l'amélioration de la précision spectrale du champ recréé, du fait de la compensation des variations d'amplitude sur l'ensemble de la bande passante. Pour vérifier que cela est également le cas lorsque la propagation a lieu dans des circonstances moins favorables, on tente d'obtenir sur les points de contrôle un champ tel que celui décrit par la Figure II-10. Ce dernier a une grande largeur de bande, de façon à mieux couvrir l'ensemble de la bande passante du système. Du point de vue temporel, on obtient alors une pseudo 'réponse impulsionnelle', que l'on a choisi par construction proche de ce que donnerait un retournement temporel parfait[16].

Comme précédemment, ce gabarit est convolué avec l'opérateur de propagation inverse, et les signaux ainsi obtenus sont réémis par l'ensemble des haut-parleurs. On obtient alors sur le point de contrôle central le signal de la Figure II-21. D'emblée, le filtrage inverse apparaît comme bien plus efficace que le retournement temporel dans ces circonstances : le niveau des lobes secondaires est beaucoup plus bas, et d'une façon générale, le signal est recréé de façon plus précise. Ceci est confirmé par la représentation logarithmique de la Figure II-22, qui nous permet de constater entre le retournement temporel et le filtrage inverse à la fois la disparition des lobes secondaires, et 5 à 7 dB de diminution du niveau de bruit moyen.

[16] Ceci est obtenu aisément en prenant un gabarit à phase minimale, c'est-à-dire pour lequel la phase est nulle sur l'ensemble du spectre, pour tous les points de contrôle.

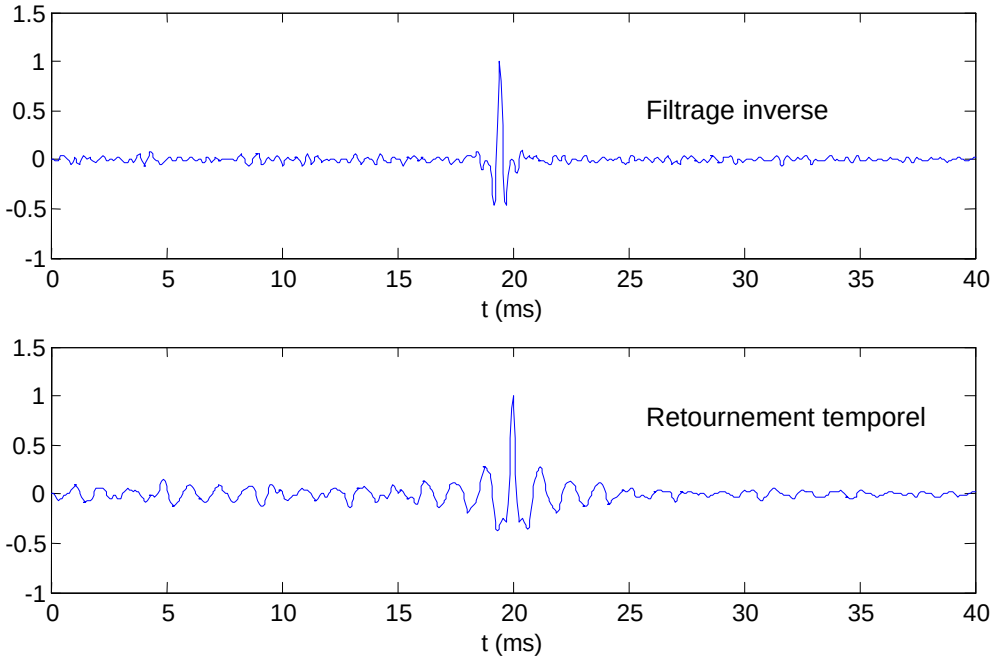


Figure II-21 : Réponses impulsionnelles au point focal, pour les deux techniques.

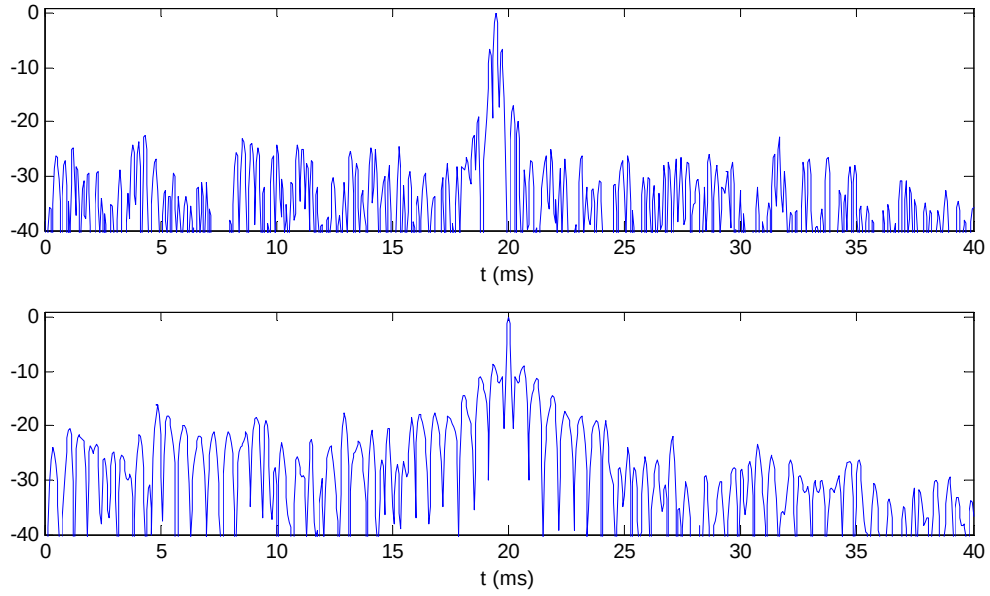


Figure II-22 : Lobes secondaires temporels au point focal (courbes de la figure précédente en échelle logarithmique)

Pour finir cette analyse des performances du filtre inverse du point de vue temporel, la Figure II-23 représente les fonctions de transfert obtenues au point focal avec les deux technique. On observe une amélioration considérable par rapport au retournement temporel, puisque

l'enveloppe globale du spectre est bien compensée ; il faut toutefois noter que même la technique du filtre inverse, aussi performante soit-elle, n'est pas capable de compenser avec précision toutes les oscillations du spectre dans ce cas de propagation un peu particulier : le spectre présente toujours des variations de l'ordre de 5 dB, qui étaient complètement absentes de la fonction de transfert observée en pièce réverbérante.

La conséquence de cette distorsion d'amplitude du spectre est directement audible si l'on écoute le signal obtenu par convolution entre le message '1,2,3,4,…' et l'ensemble des signaux obtenus par filtrage inverse (comme pour les cas précédents, le son correspondant peut être consulté dur la page web http://www.loa.esci.fr/loa/sylvain) : le son apparaît bruité et quelque peu distordu.

Une des principales raisons de ce manque de performance relative est liée au manque de dynamique de l'électronique. Nous allons voir dans le chapitre suivant pourquoi ce paramètre est important lorsque l'on cherche à obtenir un contrôle du champ par filtrage inverse ; toutefois, il faut noter que cette raison n'est pas rédhibitoire, puisque essentiellement liée à la qualité du matériel de mesure utilisé.

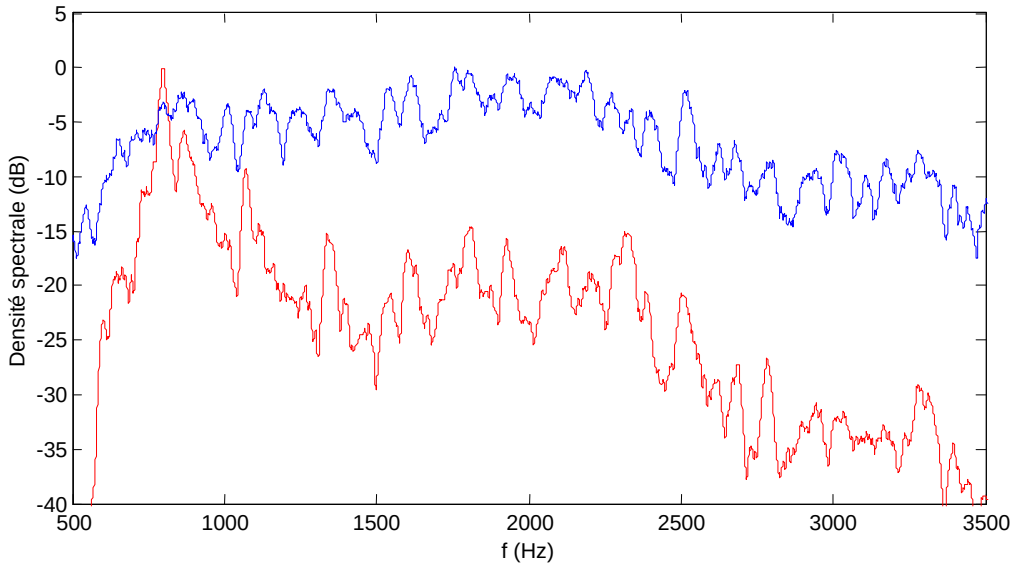


Figure II-23 : Fonction de transfert au point focal, pour le filtre inverse et le retournement temporel

II.D.2 Focalisation spatiale

De la même façon qu'il nous a permis d'obtenir la fonction de transfert du système au point focal, le gabarit de la Figure II-10 nous permet de mesurer les performances comparées du

retournement temporel et du filtrage inverse sur la précision de reconstruction spatiale du champ. Après injection de ce gabarit dans l'opérateur inverse et émission des signaux obtenus, on peut mesurer sur les points de contrôle le diagramme de focalisation impulsionnelle de la Figure II-24. Le résultat obtenu peut paraître un peu surprenant, surtout si on le compare à la Figure II-11 : la différence de niveau des lobes secondaires entre les deux techniques est beaucoup plus faible que celle observée pour les expériences dans la pièce.

Ce résultat permet de mettre en avant le principal défaut des techniques d'inversion d'une façon générale : alors que le retournement temporel permet de réaliser un filtrage adapté de l'opérateur de propagation, ce qui permet d'optimiser le rendement énergétique, le filtrage inverse cherche à optimiser la qualité du signal obtenu, ce qui se fait au détriment du rendement, en particulier dans un cas comme celui qui nous intéresse, où les caractéristiques de l'opérateur de propagation impose de grosses corrections, en particulier sur l'amplitude spectrale. Ce point, combiné avec le fait que l'électronique utilisée possède une dynamique relativement faible, crée une situation où le système est capable de créer une tache focale, mais au lieu d'avoir sur les bords des lobes secondaires évoluant de la même façon que dans la pièce, ces derniers sont noyés dans le bruit électronique, situé aux alentours de –20 dB par rapport au niveau de la tache focale.

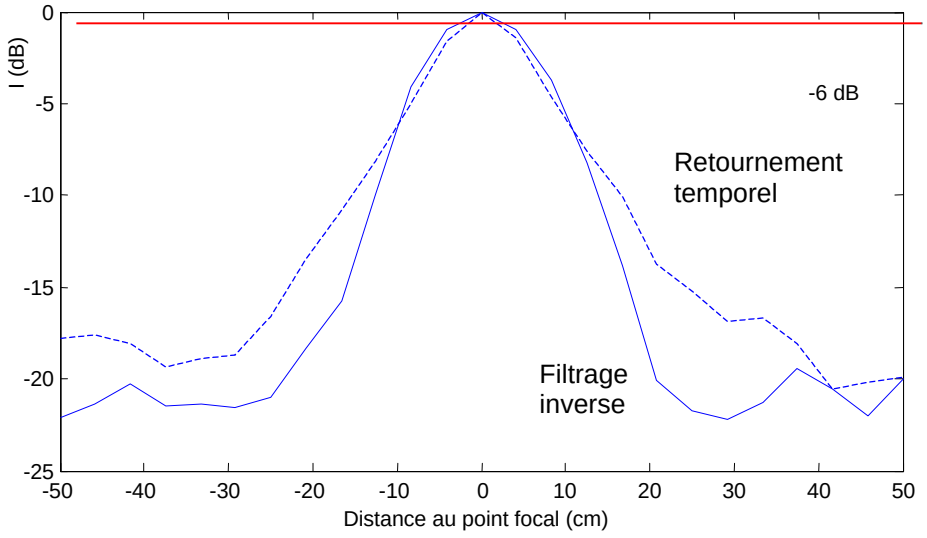


Figure II-24 :Diagrammes de focalisation impulsionnelle

Ce manque d'efficacité énergétique apparaît donc comme le principal défaut du filtrage inverse par rapport au retournement temporel. Il est bien entendu possible de le combattre à l'aide de systèmes plus puissants à l'émission et possédant une plus grande dynamique, mais

ce point, combiné à la puissance de calcul nécessaire à l'algorithme de filtrage inverse, rend cette dernière technique beaucoup plus chère à mettre en œuvre que le retournement temporel.

II.E Conclusion

Ce chapitre, ainsi que le précédent, nous a permis d'étudier de manière détaillée les deux techniques de focalisation et de contrôle du champ que sont le retournement temporel et le filtrage inverse. La capacité du filtre inverse à contrôler le champ sonore avec une grande précision est très intéressante pour toutes les applications envisagées. Ce résultat peut être mis en relation avec ceux obtenus en particuliers par l'équipe de P.A. Nelson ([6] à [8]), aussi bien pour l'atténuation active de bruit que pour le rendu de scènes sonores virtuelles. Dans le cas de l'acoustique audible, cette technique apparaît comme plus performante que le retournement temporel d'une façon générale, du fait de sa capacité à compenser les variations spectrales des fonctions de transfert.

Toutefois, la technique de filtrage inverse possède quelques défauts qu'il est indispensable de noter pour être exhaustif dans notre description : tout d'abord les besoins en terme de puissance de calcul sont beaucoup plus importants que pour le retournement temporel, et le rendement énergétique peut être faible, puisque celui-ci dépend directement de la valeur du minimum de la fonction de transfert sur la bande passante désirée. Ces deux points rendent les deux techniques complémentaires, le retournement temporel étant plus adapté lorsque d'une façon générale on souhaite un système peu cher, avec peu de dynamique et peu de puissance de calcul disponible.

II.F Références

[1] O.S. Haddadin and E.S. Ebbini, “Ultrasonic focusing through inhomogeneous media by application of the inverse scattering problem”, ”, J. Acous. Soc. Am. **104**(1), 313-325, July 1998.

[2] M. Tanter, J-L. Thomas and M. Fink, “Time reversal and the inverse filter”, J. Acous. Soc. Am. **108**(1), 223-234, July 2000.

[3] M. Tanter, J.-F. Aubry, J. Gerber, J.-L. Thomas, M. Fink. « Optimal focusing by spatio-temporal inverse filter Part I. Basic principles. », J. Acous. Soc. Am., to be published.

[4] O. Kirkeby, P.A. Nelson, H. Hamada, and F Orduna-Bustamante, “Fast deconvolution of multichannel systems using regularization”, IEEE Trans. Speech and Audio Proc. **6**(2), mar 1998.

[5] J.N. Morjopoulos, “Digital equalization of room acosutics”, J. Audio Eng. Soc. **42**(11), nov 1994

[6] O. Kirkeby, P.A. Nelson and H. Hamada, “Local sound field reproduction using two closely spaced loudspeakers”, J. Acous. Soc. Am. **104**(4), 1973-1981, oct. 1998.

[7] Y. Kahana, P.A. Nelson, O. Kirkeby and H. Hamada, “ A multiple microphone recording technique for the generation of virtual acoustic images”, J. Acous. Soc. Am., **105**(3), 1503-1516, Mar 1999.

[8] O. Kirkeby and P.A. Nelson, „Digital Filter Design for inversion Problems in Sound Reproduction“, J. Audio Eng. Soc. **47**(7/8), Jul 1999.

[9] R.A. Roberts and C.T. Mullis, « Digital Signal Processing », Addison-Wesley, Reading, 1987

[10] C. Prada, S. Manneville, D. Spoliansky, and M. Fink, “Decomposition of the time reversal operator: Detection and selective focusing on two scatterers”, J. Acous. Soc. Am., **99**(4), apr 1996.

[11] W. H. Press “*Numerical recipes in C*”, Cambridge University Press,1988.

[12] J.B. Allen and D.A. Berkley, “Image Method for efficiently simulating small-room acoustics”, J. Acous. Soc. Am., **65**(4), 943-950, 1979

III Communications numériques

III.A Introduction

Les techniques de contrôle du champ, qu'il s'agisse du retournement temporel ou du filtrage inverse, ont plusieurs applications dans le domaine de l'acoustique audible, comme la spatialisation que nous évoquerons au chapitre suivant, ou le problème du contrôle actif de bruit. Un des aspects étudiés dans les premiers chapitres reste toutefois particulièrement frustrant : au tout début de ces travaux, l'idée initiale d'utilisation de techniques telles que le retournement temporel pour une application audio était de focaliser l'énergie sonore sur une zone donnée, de façon à ce que seules quelques personnes (voire une seule) puissent entendre le message. En multipliant les zones sonores, on pouvait ainsi imaginer des systèmes de conférences multilingues sans casque, ou d'aparté dans le cadre d'une videoconférence.

Malheureusement, pour des raisons liées essentiellement au contenu spectral d'un signal sonore analogique, les techniques de focalisation de l'énergie acoustique sont inefficaces pour une utilisation de ce type. Cette inefficacité, associée au fait que la focalisation est d'autant meilleure que la largeur de la bande de fréquences excitées est importante, nous incite à réfléchir sur ce que peuvent réellement apporter les techniques de focalisation lorsque l'on cherche à transmettre de l'information, d'une façon générale, dans un milieu réverbérant, ou au travers d' un milieu multidiffuseur.

Pour répondre à cette question, il est plus simple et plus efficace, plutôt que de considérer la transmission d'un message de parole, de s'intéresser à la transmission d'un message numérique. Deux raisons viennent guider ce choix : tout d'abord, l'existence de nombreuses techniques de modulation permet d'envisager une utilisation de la bande passante disponible bien plus efficace que dans le cas d'un message de parole ; ensuite, travailler dans le domaine numérique nous permet de faire appel à l'ensemble de la théorie de l'information et de la communication pour établir un lien formel entre les phénomènes de propagation et la possibilité de transmettre de l'information.

La première partie de ce chapitre aura pour but de présenter les méthodes utilisées pour caractériser le milieu dans lequel on tente de transmettre l'information, ainsi que pour évaluer les performances des systèmes utilisés. La deuxième partie nous permettra d'aborder plus spécifiquement le problème de la transmission d'information dans le cadre d'un système composé de plusieurs émetteurs et de plusieurs récepteurs. Nous nous attacherons en particulier à montrer l'efficacité de tels systèmes pour augmenter le débit d'information transmise, et l'intérêt que l'on peut avoir à se trouver dans un milieu réverbérant dans ce cas.

La dernière partie du chapitre nous permettra de proposer une première validation des résultats obtenus sur le plan théorique, aussi bien du point de vue de l'intérêt d'un milieu réverbérant pour augmenter la capacité d'un système à transmettre l'information, que du point de vue des possibilités d'utilisation des techniques de retournement temporel ou de filtrage inverse dans ce cadre.

III.B Méthodes utilisées

Le fait de travailler dans le domaine des communications numériques a un gros avantage vis à vis du but que nous nous sommes fixés : les méthodes permettant d'évaluer la capacité d'un système à transporter de l'information sont largement décrites dans la littérature, et nous pourrons utiliser celles-ci comme une boite à outils. Nous donnons ici les principaux résultats utiles à comprendre la suite de cet exposé ; l'ensemble des techniques mises en œuvre pour ce travail sont décrites en détail dans l'annexe B.

Dans le cadre de nos travaux, la notion caractérisant le mieux la performance d'un système est celle de capacité, telle qu'elle est définie par Shannon [4]. Celui-ci définit un '*canal d'information*', entre le flux de données binaire entrant et le flux de données binaires détecté. Ce canal inclut donc les étapes de modulation, propagation, démodulation et détection du signal de communication numérique, comme présenté sur la Figure III-1.

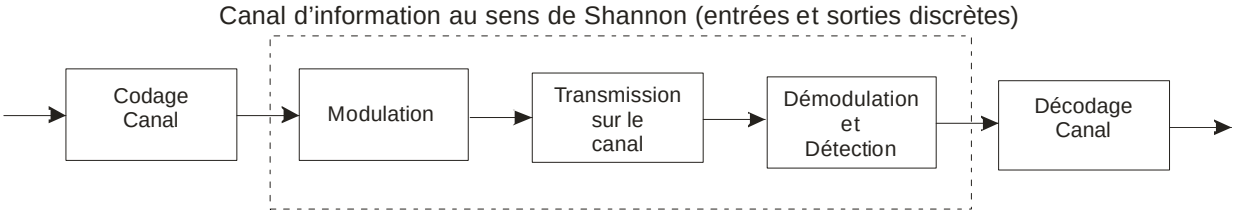


Figure III-1 : Canal composite.

Dans le cas le plus simple, les perturbations introduites au cours de cette transmission se limitent au fait qu'un bruit blanc Gaussien vient s'ajouter au signal au cours de la propagation. La capacité correspond alors à la quantité maximale d'information qu'il est possible de transmettre au travers de ce canal, indépendamment de la technique de modulation ou de détection utilisée. Celle-ci s'exprime comme la valeur maximale de l'information mutuelle

entre le flux d'information introduit dans le système et le flux d'information sortant du système ; dans la situation décrite d'un canal présentant un bruit blanc gaussien de variance N_0, avec une puissance émise P_0, Shannon donne l'expression suivante pour la capacité :

$$\frac{C}{W} = \log_2\left(1 + \frac{P_0}{W.N_0}\right) \qquad \left(bit.s^{-1}/Hz\right) \qquad (3.1)$$

Où C/W est la capacité ramenée à une bande de fréquence fixe. D'une façon générale, nous exprimerons nos résultats en ramenant ceux-ci à une bande de fréquence unitaire ; en effet, les grandeurs de débit ou de capacité sont additives : l'utilisation d'un canal deux fois plus large en fréquence (c'est-à-dire d'une modulation deux fois plus rapide) double le débit d'information, indépendamment des caractéristiques de celui-ci.

Du point de vue pratique, une modulation donnée va avoir un débit fixe, dépendant de sa complexité : par exemple, une modulation QPSK (Modulation de la phase du signal, avec quatre valeurs possibles[17]) a un débit de 2 bits.s^{-1}.Hz^{-1}. Le fait que la propagation se produise dans un milieu bruité a pour conséquence l'apparition d'erreurs à la détection, le taux d'erreur étant directement lié au rapport signal à bruit sur le canal.

La Figure III-2, représentant le positionnement des différentes techniques de modulation en fonction du rapport signal à bruit, montre qu'il existe un écart relativement important entre la capacité du canal et les débits offerts par les techniques de modulation les plus classiques. L'écart entre ces données de débit et de capacité peut être comblé par utilisation d'un système de codage qui permet de corriger les erreurs de transmission.

En effet, moyennant l'introduction d'une certaine redondance (c'est-à-dire en baissant un peu le débit transmis par le système pour une même technique de modulation), il est possible de diminuer considérablement le taux d'erreurs de transmission pour un même rapport signal à bruit, ou inversement de travailler avec des rapports signal à bruit plus faibles pour un même taux d'erreur.

Nous utiliserons ces techniques de codage dans la partie expérimentale, afin d'estimer le débit nécessaire pour ramener tous les taux d'erreur obtenus à une même valeur. Le détail de la méthode utilisée sera présenté lors de la description des expériences.

[17] L'ensemble des techniques de modulation évoquées au cours de ce chapitre sont décrites dans l'annexe B.

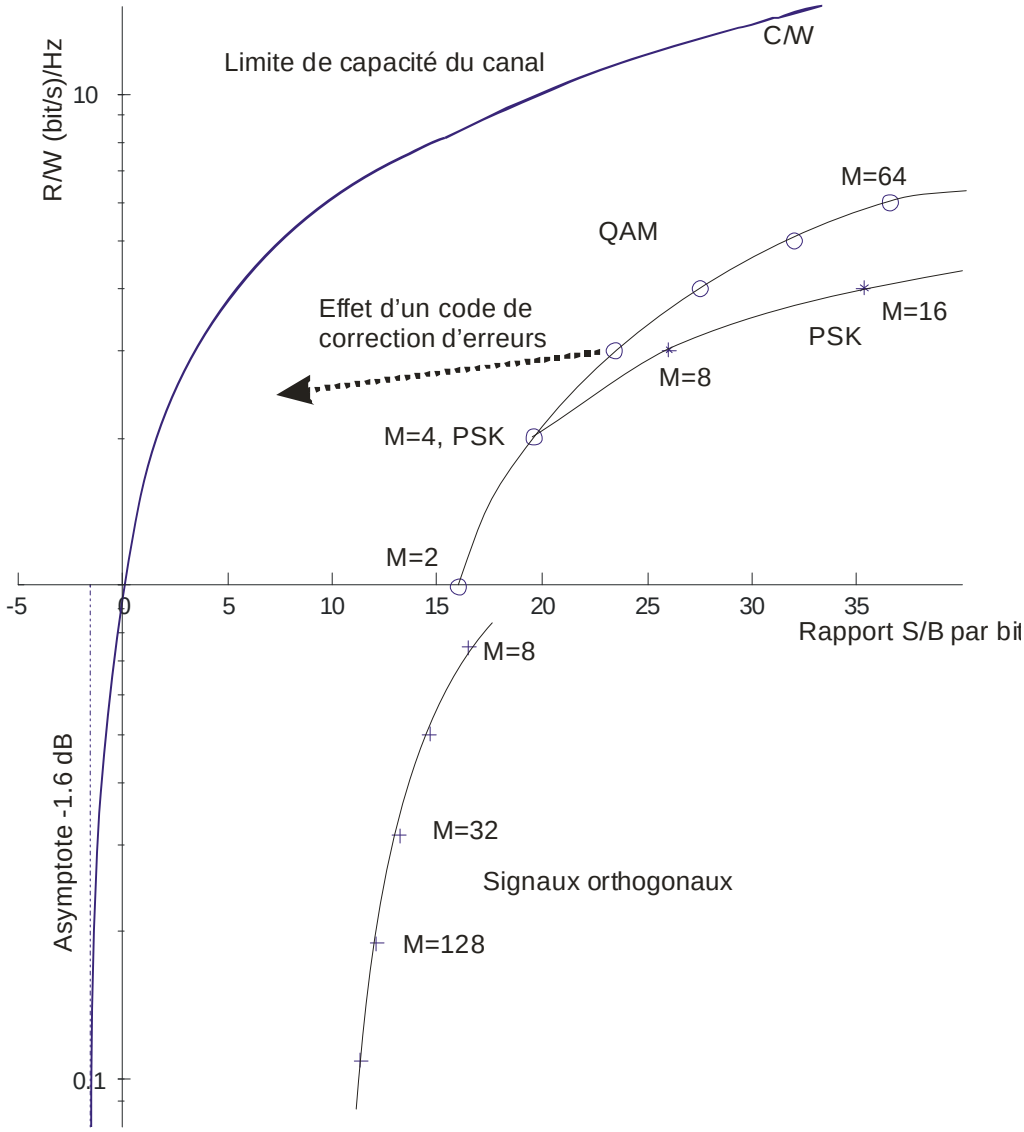


Figure III-2 : Débits et sensibilité au bruit des différentes techniques de modulation, pour un taux d'erreur de 10^{-5}. M est le nombre de symboles différents intervenant dans la modulation.

III.C Systèmes à antennes multiples en émission et réception

L'utilisation de techniques de focalisation telles que le retournement temporel ou le filtrage inverse prend tout son sens lorsque l'on considère des systèmes de transmission constitués de plusieurs antennes, aussi bien en émission qu'en réception. Il faut remarquer tout de suite que si ces techniques permettent a priori une recompression temporelle au point focal, et donc une utilisation à notre avantage des éventuelles réflexions présentes dans le milieu, cet argument ne suffit pas à justifier leur utilisation.

En effet, l'existence de techniques d'égalisation de canal, éventuellement adaptatives, représente une concurrence importante pour le retournement temporel ou le filtrage inverse : ces dernières techniques sont basées sur une estimation du canal faite à partir des signaux reçus, et permettent de de compenser les distorsions de spectre introduites par la propagation, de façon à recompresser la réponse impulsionnelle des signaux reçus comme l'aurait fait une de nos techniques. De ce fait, même si ces techniques de retournement temporel ou de filtrage inverse peuvent éventuellement apporter une amélioration dans certains cas très symptomatiques, leur utilisation n'est pas rentable dans un cas général, puisqu'elles imposent un traitement du signal transmis nécessitant la connaissance a priori du canal, et que cette information n'est pas forcément disponible au niveau de l'émetteur.

En effet, la connaissance du canal sur lequel est transmise l'information dépend beaucoup des conditions de transmission : le canal est en général connu (ou au moins estimé avec une certaine précision) par le récepteur, alors que l'information n'est pas disponible normalement au niveau de l'émetteur. Dans le cas courant d'une communication bidirectionnelle, il est possible d'obtenir cette information de la part du récepteur associé, à condition que le canal montant soit le même que le canal descendant. Malheureusement, cette dernière hypothèse est rarement vérifiée en pratique : en effet, une méthode classique pour obtenir un canal montant et un canal descendant pouvant travailler en même temps consiste à utiliser deux fréquences porteuses différentes, donc des canaux complètement différents.

Ces circonstances pratiques rendent donc a priori délicate l'utilisation des techniques présentées dans les deux premiers chapitres pour améliorer la transmission d'information entre deux points. Ce paragraphe va nous permettre de montrer qu'en revanche, ces techniques présentent plusieurs intérêts majeurs lorsqu'elles sont utilisées dans un contexte où la communication s'effectue entre plusieurs émetteurs et plusieurs récepteurs. L'intérêt pour ces systèmes MIMO '*Multiple Inputs Multiple Outputs*' va croissant parce que, comme nous allons le voir, ces derniers permettent d'augmenter de façon importante la capacité de transmission d'un milieu. Ce paragraphe va donc nous permettre d'aborder à la fois les idées théoriques sur ces systèmes, ainsi que les applications existantes et les possibilités offertes par nos techniques dans ce cadre.

III.C.1 Capacité de transmission

Au cours du premier paragraphe du chapitre, nous avons introduit la capacité d'un canal composite stationnaire, perturbé par un bruit Gaussien. La formule (3.1) obtenue à cette occasion peut se généraliser pour un système constitué de n_T transmetteurs et de n_R récepteurs.

Dans ce cadre, les signaux émis et reçus sur chacun des émetteurs et récepteurs s'écrivent sous la forme vectorielle :

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t) * \mathbf{s}(t) + \mathbf{?}(t) \qquad (3.2)$$

qui est simplement une version vectorielle de la relation classique . Dans ce contexte, Foschini et al. [5] ont proposé une formulation de la capacité de transmission. La formule obtenue peut être considérée comme une version multidimensionnelle de la formule de Shannon, dans la mesure où celle-ci se base sur les mêmes hypothèses :

- La fonction de transfert du système est infiniment large devant la largeur de bande utilisée pour la transmission, ce qui signifie que la transformée de Fourier de **H***(t)* peut être assimilée à une matrice de coefficients complexes indépendante de la fréquence. Ce point ne correspond pas à notre situation pratique dans la mesure ou la fonction de transfert de nos systèmes varie beaucoup. Toutefois, comme cette variation porte essentiellement su r la phase, il sera possible de considérer que cette hypothèse est vérifiée dans nos expériences.
- La puissance émise totale vaut $\hat{P}$, quel que soit le nombre d'émetteurs n_T. La puissance reçue par l'ensemble des récepteurs vaut n_R .P. Le rapport $P/\hat{P}$ correspond donc à la perte d'information dans le milieu de propagation, soit par atténuation, soit parce que la mesure des signaux n'est pas effectuée partout.
- Le vecteur de bruit additif Gaussien $\mathbf{?}(t)$ est composé de n_R branches indépendantes de même variance N. Le rapport signal à bruit moyen au niveau de chaque récepteur s'écrit $r = P/N$.
- Du fait des hypothèses précédentes, on peut normaliser la matrice **H**, en représentant le canal par la matrice $\mathbf{G} = \left(\hat{P}/P\right)^{1/2} \mathbf{H}$.

Avec ces hypothèses, la relation (3.2) s'écrit, dans l'espace de Fourier :

$$\mathbf{r} = \left(\frac{P}{\hat{P}}\right)^{1/2} \mathbf{G}.\mathbf{s} + \mathbf{?} \qquad (3.3)$$

Une formulation générale du maximum de quantité d'information mutuelle que peut fournir un tel canal est fournie, entre autres, par S. Kullback ([6], chapitres 9 et suivants, sur l'analyse de populations à plusieurs variables) :

$$C = \log_2 \frac{\det A_s \det A_r}{\det \begin{bmatrix} A_s & \hat{P}/n_T \, H^\dagger \\ \hat{P}/n_T \, H & A_r \end{bmatrix}} \tag{3.4}$$

Avec pour les deux formes A_s et A_r, les expressions :

$$\begin{aligned} A_s &= E\left(\mathbf{s}\mathbf{s}^\dagger\right) = \hat{P}/n_T \, \mathbf{I}_{n_T} \\ A_r &= E\left(\mathbf{r}\mathbf{r}^\dagger\right) = N \cdot \mathbf{I}_{n_R} + \hat{P}/n_T \cdot \mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger \end{aligned} \tag{3.5}$$

Ces expressions, combinées à l'identité : $\det \begin{bmatrix} A & C \\ B & D \end{bmatrix} = \det A \cdot \det\left(D - CA^{-1}B\right)$, permettent le développement suivant :

$$C = \log_2 \frac{\det A_r}{\det\left(N \cdot \mathbf{I}_{n_R}\right)} \tag{3.6}$$

$$C = \log_2 \det\left[\mathbf{I}_{n_R} + \left(r/n_T\right) \cdot \mathbf{G}\mathbf{G}^\dagger\right] \tag{3.7}$$

Cette formule générale, établie par Foschini [5], est valable dans le cas d'une communication en bande étroite, c'est à dire lorsque la largeur de la bande de fréquences utilisée par la modulation est faible devant la vitesse de variation de l'amplitude du spectre de l'opérateur de propagation. En fait, compte tenu des propriétés d'additivité de l'information, cette formule peut être généralisée à l'ensemble d'un spectre, en considérant celui-ci comme autant de bandes de fréquences indépendantes.

L'expression (3.7) présente un cas particulier intéressant, correspondant à la situation idéale où le canal de communication est constitué d'un ensemble de lignes indépendantes, pour autant de récepteurs que d'émetteurs, c'est à dire que $\mathbf{G} = \mathbf{I}_n$. Dans cette situation, la capacité se met sous la forme :

$$C = n \log_2\left(1 + r/n\right) \tag{3.8}$$

Cette expression constitue une sorte de limite ultime à la possibilité de communication entre n récepteurs et n émetteurs, dans le cas où il n'y a aucune interférence entre les voies, et que la puissance disponible est la même sur chacun des récepteurs.

III.C.2 Communication en milieu réverbérant

Un des principaux objectifs de cette étude est d'essayer d'établir une relation formelle entre les caractéristiques en termes de propagation des ondes d'un milieu et sa capacité à transférer de l'information. Pour cela, un candidat naturel est l'expression de la capacité donnée par l'équation (3.7), généralisée à l'ensemble du spectre utile. En effet, cette relation fait indirectement intervenir l'opérateur de propagation **H**, qui a fait l'objet d'une description exhaustive dans les deux premiers chapitres. Il faut toutefois préciser que dans le cadre de cette démonstration, nous considérons l'opérateur parfait sans bruit, de façon à séparer clairement la composante connue du canal de la composante aléatoire.

A partir de l'expression (3.7), Foschini et al. adoptent une approche statistique de l'opérateur de propagation, et par voie de conséquence déduisent de cette relation une probabilité d'atteindre une capacité donnée, pour un nombre d'émetteurs et de récepteurs fixé. Les réflexions menées au cours des premiers chapitres sur l'opérateur de propagation nous permettent d'avoir une approche beaucoup plus pratique de cette capacité. Pour cela, il nous faut réécrire l'équation (3.7) sous une forme légèrement différente.

Comme le déterminant d'une matrice est le produit de ses valeurs propres, il est intéressant d'utiliser une nouvelle fois la décomposition en valeurs singulières de l'opérateur de propagation, pris cette fois sous sa forme normalisée **G :**

$$\mathbf{G} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{V}^{\dagger} \tag{3.9}$$

où, rappelons le, **S** est une matrice diagonale, et les matrices **U** et **V** sont orthonormales. L'injection de cette décomposition dans la relation (3.7) donne alors l'expression :

$$C = \log_2 \det\left[\mathbf{I}_{n_R} + \left(r \big/ n_T\right) \cdot \mathbf{U}\mathbf{S}^2\mathbf{U}^{\dagger}\right] \tag{3.10}$$

comme, par construction, $\mathbf{U}\mathbf{U}^{\dagger} = \mathbf{I}_{n_R}$, on en déduit immédiatement :

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \left\{ \det \mathbf{U} \cdot \det\left[\mathbf{I}_{n_R} + \left(r \big/ n_T\right) \cdot \mathbf{S}^2\right] \cdot \det \mathbf{U}^{\dagger} \right\} \\ C &= \log_2 \det\left[\mathbf{I}_{n_R} + \left(r \big/ n_T\right) \cdot \mathbf{S}^2\right] \end{aligned} \tag{3.11}$$

Cette dernière relation est d'une importance capitale dans le cadre de cette étude : elle montre qu'il existe un lien direct entre la capacité d'un canal et l'allure de l'espace des valeurs singulières de l'opérateur de propagation associé. Par ailleurs, la capacité n'est liée qu'à ces valeurs singulières et pas à une description plus détaillée des conditions de propagation. En

effet, si l'on note les valeurs singulières de l'opérateur de propagation normalisé l_i, l'équation précédente devient :

$$C = \sum_{i=1}^{\min(n_R, n_T)} \log_2 \left[1 + \left(r / n_T \right) l_i^{\,2} \right] \tag{3.12}$$

Plus précisément, cette dernière formule permet de constater que la capacité est additive, chaque valeur singulière de l'opérateur contribuant à augmenter la capacité totale du système. Par conséquent, la simple observation de l'espace des valeurs singulières d'un système permet de prévoir sa capacité à transmettre de l'information. Dans cette formulation, il faut noter que nous avons considéré jusqu'ici l'opérateur de propagation comme étant mesuré parfaitement . Dans la pratique, la mesure de cet opérateur permet d'avoir une très bonne approximation de la capacité, en restreignant la relation (3.12) aux seules valeurs singulières ayant un niveau supérieur au bruit de mesure ; cette restriction change très peu de choses au résultat final, puisque les valeurs singulières correspondant au bruit contribuent de façon complètement négligeable à la capacité totale du système. La capacité peut donc se mettre sous la forme suivante, directement utilisable en mesure :

$$C = \sum_{i=1}^{N_B} \log_2 \left[1 + \left(r / n_T \right) \tilde{l}_i^{\,2} \right] \tag{3.13}$$

où N_B est le nombre de degrés de liberté disponibles, et les $\tilde{l}_i$ les valeurs singulières mesurées. La Figure III-3 permet de mieux comprendre cette idée : la surface représentée correspond à la capacité unitaire $\log_2 \left[1 + \left(r / n_T \right) \tilde{l}_i^{\,2} \right]$, en fonction du numéro de la valeur singulière et de la fréquence. Dans cette représentation, la capacité totale correspond au volume situé sous la surface, et est donc liée par une fonction monotone aux valeurs singulières. Ainsi, d'un point de vue plus qualitatif, on voit que chaque de degré de liberté de l'opérateur apporte une possibilité de communication supplémentaire.

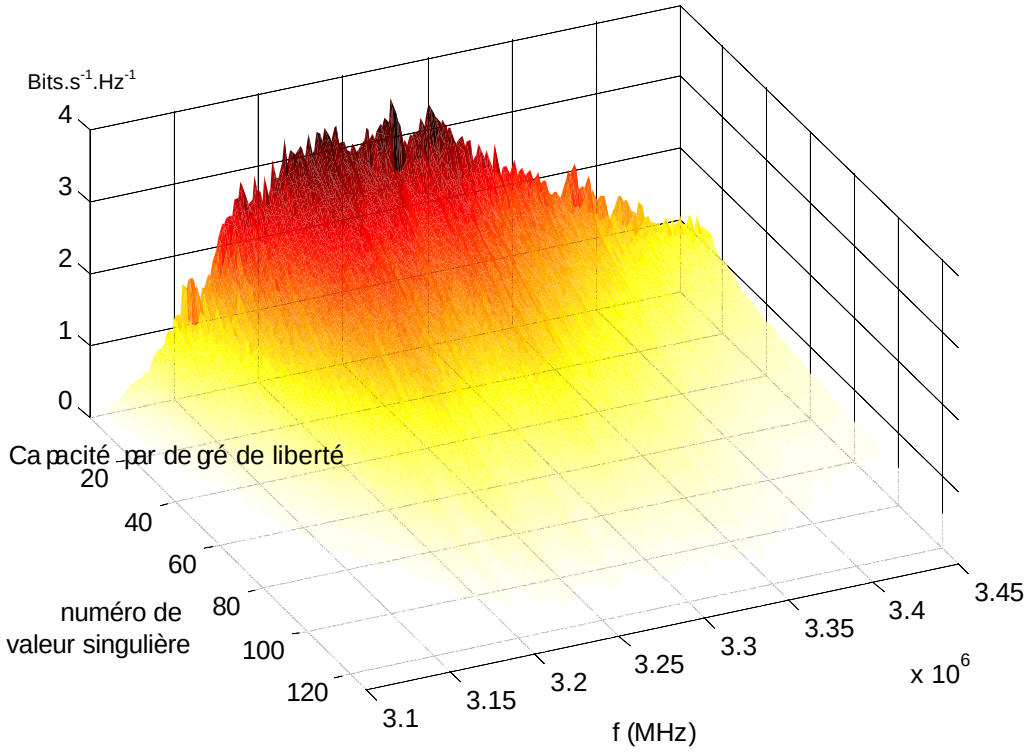


Figure III-3 : espace des valeurs singulières et capacité

En associant ce résultat à ceux du paragraphe II.B.3, on retrouve donc le fait qu'un milieu réverbérant est du point de vue théorique plus favorable pour la transmission qu'un espace libre, puisque davantage de degrés de liberté sont disponibles. Un cas particulier de ce résultat a pu être démontré par Driessen et Foschini [7], dans le cas d'un guide d'onde parfait (qu'ils appellent 'Street canyon', vu leur domaine d'intérêt des communications mobiles)

Le fait que la capacité augmente dans un milieu réverbérant va un peu à l'encontre de l'intuition. En effet, la première idée venant à l'esprit est que les nombreuses réflexions viennent créer des répliques du signal émis pour créer des interférences entre symboles, réduisant considérablement les débits maximaux transmissibles. A cela, il faut répondre deux choses : tout d'abord, les résultats établis plus haut ne fournissent qu'une limite théorique à la capacité, sans donner de méthode permettant de l'atteindre en pratique. Ensuite, des techniques permettant de réduire l'interférence entre symboles existent et sont même très développées. Le prochain paragraphe va justement nous permettre d'exposer leur adaptation au contexte de systèmes à antennes multiples, en environnement éventuellement complexe.

III.C.3 Etat de l'art : Antennes Intelligentes et algorithmes de détection

Si on se réfère au volume de publications sur le sujet, l'étude de l'utilisation d'antennes et d'algorithmes complexes pour transmettre de l'information est un sujet d'actualité ([8], [9], [10]). La raison de cet intérêt est simple : une des utilisations des communications numériques suscitant le plus de recherches actuellement est le domaine de la téléphonie sans fil. Dans ce secteur, les bandes passantes disponibles sont faibles, ou en tout cas coûtent très cher, comme l'ont montré les dernières ventes aux enchères pour l'attribution des fréquences de téléphonie pour les systèmes de troisième génération. La problématique est alors la suivante : comment, sur cette bande de fréquence étroite, traiter la présence de plusieurs utilisateurs et augmenter au maximum le taux de transmission d'information [11] ?

Les réponses traditionnelles à cette question concernent simplement une utilisation dans les meilleures conditions possibles de la dimension 'temps' sous toutes ses formes : utilisation de techniques de codage évoluées pour optimiser le débit d'information, découpage d'un même canal en 'slots' pour permettre une utilisation simultanée par plusieurs utilisateurs[18]. Cette approche est désormais très bien maîtrisée, au point qu'il est difficile d'envisager des progrès sur ce sujet, à moins d'augmenter les puissances d'émission, ce qui paraît délicat, compte tenu des interrogations actuelles sur les conséquences des émissions électromagnétiques pour la santé.

Pour toutes ces raisons, un nombre croissant d'équipes de recherche réfléchissent sur les possibilités d'utiliser les dimensions non encore exploitées en communication, à savoir toutes les dimensions spatiales, ainsi que l'exploitation de la polarisation des ondes électromagnétiques [12]. A partir de cette idée générale, deux grand types d'approches peuvent être distingués.

III.C.3.a Liaison point à point

Une première utilisation possible d'un système multivoies est de chercher à augmenter le débit d'information transmis entre deux points. Dans ce cas, on a du point de vue théorique une seule source d'information, et un seul détecteur. Le schéma de principe de ce mode de fonctionnement est décrit Figure III-4 ; on peut constater qu'il n'y a pas de différence

[18] Ce découpage peut se faire suivant plusieurs formes, presque toutes sont utilisées dans les protocoles actuels : découpage en temps du canal (TDMA ; Time Division Multiple Access), utilisé par la norme européenne GSM ; découpage en bande de fréquences plus étroites (FDMA) ; et combinaison des deux par utilisation de codes orthogonaux (CDMA, Code

fondamentale entre ce genre de système et les systèmes monocanaux décrits dans la première partie du chapitre. La seule différence est la méthode de propagation de l'information, qui passe par un ensemble d'antennes, à la fois à l'émission et à la réception.

Les techniques permettant d'exploiter ce type de système sont souvent décrites comme des techniques de *diversité spatiale*. Jusqu'à récemment, celles-ci étaient rudimentaires et utilisaient simplement des antennes soit en réception, soit en émission de manière à augmenter le rapport signal à bruit, donc sans réellement profiter de la dimension d'espace apportée par l'utilisation d'une antenne. Plus récemment, des techniques beaucoup plus performantes ont été proposées, celles-ci profitant au maximum de l'aspect spatial du problème, avec pour but d'obtenir des débits proches de la capacité telle que formulée par Foschini ([5], et relation(3.7)). Celles ci sont généralement basées sur une combinaison d'estimation du canal de propagation pour chaque antenne réceptrice, et d'utilisation de codes permettant de différencier les signaux envoyés à chacun des récepteurs.

Du fait de leur cahier des charges[19], l'essentiel de la complexité des systèmes est concentré dans les détecteurs : en effet, il n'est pas possible de faire appel à une technique de focalisation en émission, puisque les données sur le canal ne sont pas disponibles au point d'émission. De ce fait, chaque antenne individuelle reçoit le signal qui lui est destiné, ainsi que ceux destinés aux autres antennes. Une étape fondamentale de cet algorithme est alors, par suppression successive des interférences liées aux autres voies, de détecter au mieux la partie du flux d'information associée à chaque antenne.

Parmi ces techniques, il faut citer celles développées au Bell Labs, connues sous le nom de V-BLAST et D-BLAST [13], [14]. Ces dernières ont pu montrer leur efficacité, par exemple pour une utilisation dans le contexte d'un réseau local sans fil.

Division Multiple Access). Cette dernière, utilisée par la norme américaine IS-95, a tendance à se généraliser du fait de sa souplesse d'utilisation.

[19] Comme expliqué précédemment, les systèmes utilisant la diversité spatiale sont le plus souvent utilisés dans un contexte où il est impossible de connaître le canal de transmission au niveau des émetteurs

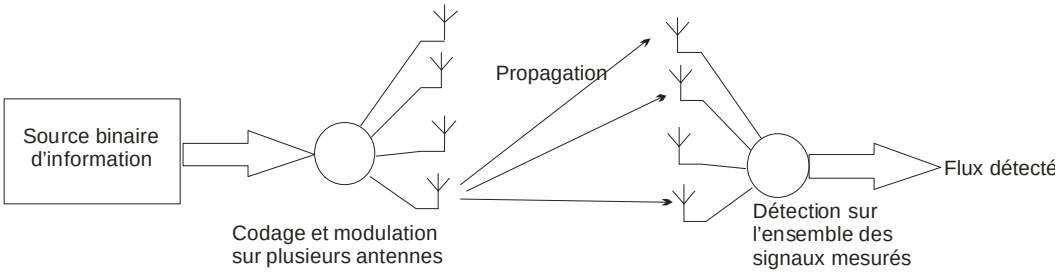


Figure III-4 : Premier type d'utilisation d'antennes en communications numériques : augmentation du débit

III.C.3.bSystème multi-utilisateurs

La deuxième grande catégorie d'utilisations possibles concerne la maîtrise de l'espace dans le contexte de systèmes multi-utilisateurs. Dans le cadre de cette discussion, ce terme de 'systèmes multi-utilisateurs' sera pris au sens large : il concerne, bien sûr, les systèmes de communication sans fil grand public (téléphone portable et ses évolutions, internet sans fil) ; mais également des applications où la présence d'utilisateurs multiples est moins évidente ; un bon exemple est le domaine des communications militaires : il peut y avoir plusieurs 'utilisateurs' sur un même réseau, certains parmi eux étant franchement indésirables, soit parce qu'il s'agit d'écoutes clandestines, soit parce qu'il s'agit de brouilleurs destinés à gêner l'établissement de la liaison dans de bonnes conditions

Dans ce contexte, la configuration des systèmes est très différente de celle décrite plus haut. Ceux-ci sont en général constitués d'une antenne principale, fixe, à laquelle on peut associer une charge de calcul importante et une forte puissance d'émission. De l'autre côté, les différents utilisateurs disposent chacun de systèmes portables physiquement indépendants. L'architecture générale correspond donc au schéma de la Figure III-5. Par rapport au système décrit précédemment, on voit que la principale différence tient au fait que les stations mobiles ne disposent pas des signaux reçus par les autres stations (ce qui empêche toute utilisation d'algorithmes basés sur la suppression successive d'interférence au niveau des postes mobiles). D'autre part, si le but recherché est toujours une augmentation de la capacité globale du système, ce cas impose la contrainte supplémentaire d'être capable de différencier les différents utilisateurs.

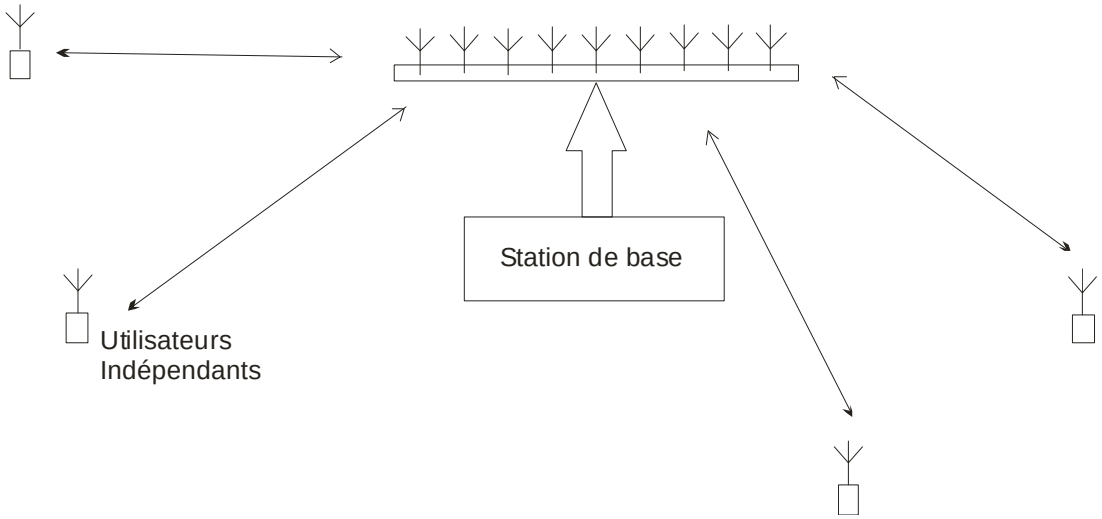


Figure III-5 : schéma de fonctionnement d'un système de communication multi-utilisateurs

Les techniques utilisées actuellement de façon industrielle pour séparer les utilisateurs dans les systèmes de communication sans fil sont basés exclusivement sur un découpage spectral ou temporel. Il existe toutefois, au moins à l'état de recherche, voire de développement et d'essais, plusieurs techniques cherchant à utiliser l'information spatiale pour effectuer cette séparation. Celles-ci sont rassemblées sous les appellations de *'Smart Antennas'* (antennes intelligentes), ou de '*SDMA*' pour « Spatial Division Multiple Access », acronyme montrant bien que l'objectif est similaire aux techniques de multiplexage temporel (TDMA, CDMA), avec cette fois l'ajout de la dimension spatiale du problème.

Dans un article récent intitulé 'Smart Antennas' [8], M. Chryssomallis résume l'ensemble des techniques actuellement développées pour obtenir cette séparation spatiale entre les utilisateurs. Celles-ci utilisent de façon systématique la même logique :

- la première étape consiste à déterminer la direction d'arrivée au niveau de l'antenne fixe de chacune des sources, c'est à dire de chacune des stations mobiles. Une antenne intelligente implémente donc un algorithme de détection aveugle de sources ; ceux-ci sont nombreux dans la littérature, depuis une simple transformée de Fourier spatiale [17] jusqu'à des algorithmes d'estimation de type MUSIC [18].
- Après obtention de l'ensemble des directions dans lesquelles un émetteur récepteur est présent, le système d'antenne intelligente fait appel à un algorithme de traitement d'antenne, avec pour but principal de séparer au mieux chacun des utilisateurs. Pour cette raison, une formation de voies par une simple loi de retards ne convient pas, à

cause essentiellement des lobes de réseau introduisant des interférences entre les différents utilisateurs. La maximisation du contraste entre les utilisateurs passe par des techniques de traitement d'antenne adaptatives ; et plusieurs ont été développées pour répondre spécifiquement à ce besoin [19]-[20].

Ces techniques d'antennes 'intelligentes' sont à l'heure actuelle en phase pré-industrielle. Elles ont en effet l'avantage de s'intégrer directement dans la chaîne de traitement du signal d'un système de téléphonie mobile, sans besoin particulier de modification des normes existantes. En revanche, toutes sont basées sur une simple détection d'angle d'arrivée, limitant ainsi le découpage spatial à un certain nombre de secteurs autour de l'antenne de base. De plus, même si ces systèmes dans leurs versions les plus perfectionnées fonctionnent dans des milieux très réverbérants pour les ondes électromagnétiques comme peuvent l'être un ensemble d'immeubles, la détection des fronts directs, qui seule permet l'identification de la source, est rendue délicate dans ces conditions.

III.C.4 Communication sur des canaux focalisés

Le paragraphe précédent nous a permis de cerner les différentes techniques disponibles pour optimiser la capacité d'un système de transmission numérique. Comme on l'a vu, le principal problème posé par une technique de focalisation des ondes émises, quelle qu'elle soit, est que les caractéristiques du canal doivent être disponibles au niveau de l'émetteur. Du point de vue de la réalisation pratique, cette contrainte est très coûteuse et n'est pas nécessairement toujours réalisable. Pour cette raison, dès que cela est possible, il est préférable d'utiliser des méthodes travaillant essentiellement en réception pour utiliser au mieux la capacité d'un canal, telles que des méthodes de suppression successive d'interférence (BLAST, etc…). Dans le cas d'un système de liaison point à point par exemple, le seul apport d'une transmission focalisée à l'émission serait d'améliorer légèrement le rapport signal à bruit au niveau de chaque récepteur, et ce pour un coût important lié au système permettant aux émetteurs de connaître le canal avant d'émettre.

En revanche, le cas d'un système de communication entre plusieurs utilisateurs présente plusieurs aspects intéressants, liés au fait qu'il est difficile voire impossible d'utiliser une technique de suppression successive d'interférences. Dans ce contexte, l'application d'une technique de focalisation en émission apparaît comme la seule solution envisageable.

III.C.4.a Communications cellulaires en espace libre

Comme expliqué précédemment, de nombreuses techniques ont déjà été développées afin de permettre une séparation spatiale des utilisateurs, au moins par séparation angulaire en fonction de leur azimut par rapport à l'antenne de base. Une première idée peut simplement consister à vouloir prolonger cette approche en obtenant une localisation exacte de la position des utilisateurs, c'est-à-dire en ajoutant si possible la connaissance de la distance entre l'utilisateur et l'antenne. Si cette approche est parfaitement envisageable du point de vue théorique, sa mise en œuvre est plus complexe, puisqu'en espace libre les lois de la diffraction imposent pour une longueur d'onde donnée une profondeur de champ proportionnelle à $1\left(f/D\right)^2$, où f est la distance focale et D la largeur de l'antenne . Du fait de l'évolution en f^2 de cette profondeur de champ, Il faudrait en pratique utiliser des antennes de très grandes dimensions pour pouvoir séparer des utilisateurs placés sur un même azimut[20], ce qui imposerait de modifier complètement l'infrastructure des réseaux actuels.

III.C.4.b Communications cellulaires dans les villes

Une des situations où le besoin d'augmentation de la capacité de transmission semble le plus pressant correspond au cas de la transmission dans les villes. Par un hasard heureux, ces villes présentent l'avantage d'être le plus souvent sous la forme d'ensemble d'immeubles entre lesquels les ondes se réfléchissent [9]. La capacité de transmission d'un tel milieu est donc a priori énorme si l'on est capable de profiter au mieux des réflexions. On trouve ici un premier domaine d'application potentiel de nos techniques de focalisation. Deux problèmes sont toutefois soulevés immédiatement :

- Les techniques décrites dans les deux premiers chapitres ne peuvent pas être appliqués directement aux systèmes de communication cellulaires. En effet, les fréquences mises en jeu, de l'ordre du Gigahertz, empêchent toute implémentation d'un filtre RIF en temps réel. Ce fait impose une réécriture des algorithmes en bande de base. Cette réécriture ne pose pas de problème particulier, mais dans ce cadre, il est nécessaire d'assurer une grande stabilité en phase de la porteuse, pour que la focalisation se produise dans de bonnes conditions. (Ce dernier problème, d'ordre

[20] Si l'on prend l'exmple du *GSM*, qui a une porteuse à 1,8 GHz, pour une antenne de 10 m de largeur (ce qui est déjà bien au-delà des situations actuelles), la profondeur de champ pour un utilisateur placé à 500 m est de 420 m.

technologique, est également rencontré dans les techniques d'antennes intelligentes, et fait donc l'objet de nombreuses études).

- L'application des techniques de retournement temporel ou de filtre inverse nécessite la connaissance du canal de propagation au niveau du transmetteur. Pour des raisons déjà évoquées en introduction du paragraphe III.C, les systèmes actuels sont construits avec l'hypothèse que le transmetteur ne connaît justement pas le canal. Les techniques proposées permettent toutefois d'envisager a priori une augmentation considérable de la capacité de transmission ; ce fait peut amener à la conception de nouveaux systèmes disposant de l'information sur le canal au niveau du transmetteur.

III.C.4.c Communications militaires

De tous les domaines où les techniques de communication numérique sans fil sont utilisées, il apparaît clairement que le cas des communications militaires est le plus intéressant, et le plus vaste pour nos applications. Tout d'abord les techniques décrites peuvent s'appliquer dans plusieurs cas : communications radio entre engins, systèmes de communication entre soldats, en particulier dans un contexte de guerre urbaine, ainsi que pour des communications par ondes acoustiques, entre bateaux ou sous-marins. Ensuite, l'utilisation de techniques de focalisation dans de tels contextes présente plusieurs avantages :

- Les techniques de focalisation permettent d'envisager l'utilisation de systèmes composés de plusieurs antennes fixes indépendantes comme station de base. Ceci permet d'obtenir des systèmes redondants, moins sensibles aux pannes et aux éventuelles attaques.
- Le fait de travailler avec des systèmes focalisés permet d'effectuer une séparation spatiale entre les utilisateurs, afin de diminuer les interférences entre eux. Dans un contexte militaire, cette séparation peut également être utilisée pour séparer des utilisateurs légaux de brouilleurs destinés à empêcher les communications normales de s'établir.
- Enfin, le principal avantage d'un système utilisant la focalisation pour joindre un utilisateur est qu'il y a justement concentration de l'énergie consacrée à l'émission au niveau de l'utilisateur. Ce principe de fonctionnement rend beaucoup plus difficile toute tentative d'écoute pirate des communications. Il est intéressant de constater que les techniques de communication sur des canaux focalisés viennent parfaitement compléter les techniques de communication à faibles probabilité

d'interception (LPI) actuelles. En effet, celles-ci sont généralement basées sur la répartition de l'énergie sur une grande largeur de spectre, et ce point, comme on l'a vu dans les premiers chapitres, est très favorable à l'obtention d'une focalisation avec des niveaux de lobes secondaires très faibles.

III.D Caractérisation d'un canal de Retournement Temporel ou de Filtre Inverse

Après avoir décrit, au cours des premiers paragraphes, le contexte dans lequel les techniques de retournement temporel et de filtrage inverse pourraient s'appliquer, il convient à présent de montrer les possibilités effectives de ces techniques quant à l'augmentation de la quantité d'information transmise dans un milieu. Pour cela, nous nous intéressons aux possibilités de communication entre une antenne émettrice de type 'station de base', qui bénéficie donc d'un système de codage et de modulation partagé par tous les émetteurs, et un ensemble de récepteurs disposant chacun d'un système de démodulation et de décodage individuel.

Les objectifs de ces expériences sont donc multiples : tout d'abord montrer que dans un milieu complexe, une technique de focalisation telle que le retournement temporel ou le filtrage inverse permet d'obtenir une transmission d'information dans de bonnes conditions ; ensuite, vérifier les affirmations de la partie théorique concernant le fait que la capacité augmente lorsque le milieu est très réverbérant ; et enfin, montrer que les techniques telles que le filtrage inverse ou le retournement temporel sont une solution pour que le débit d'information effectivement transmis approche le mieux possible la capacité du canal.

III.D.1 Configuration expérimentale

Pour des raisons de simplicité de mise en œuvre, les expériences de transmission d'information ont été effectuées dans une configuration très différente de celles décrites lors des premiers chapitres : les expériences sont effectuées dans le domaine ultrasonore, dans une cuve remplie d'eau. Ce dispositif apporte en effet plus de souplesse qu'une expérience dans l'audible pour la modélisation du milieu de transmission ; il est en effet très facile d'ajouter des diffuseurs ou des réflecteurs dans le milieu pour rendre la propagation plus complexe et plus riche en termes de degrés de liberté.

La mesure de l'opérateur de propagation dans un tel contexte a été effectuée par Arnaud Tourin et Arnaud Derode, sur le système destiné à étudier la multidiffusion : une barrette de transducteurs composée de 128 éléments est utilisée comme antenne d'émission, pendant qu'un transducteur mono-élément est utilisé pour la réception et déplacé sur les points de mesure souhaités. La géométrie de la configuration expérimentale est détaillée sur la Figure III-6.

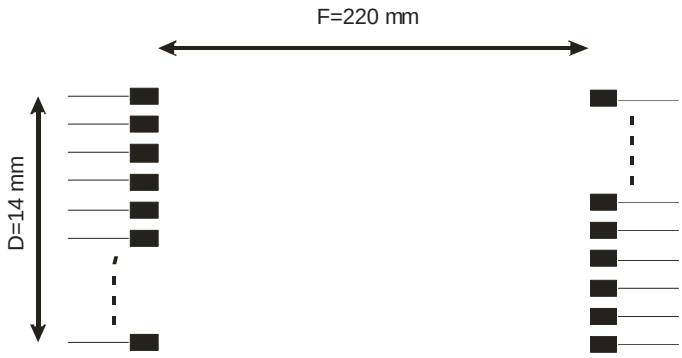


Figure III-6 : configuration expérimentale utilisée pour l'acquisition des opérateurs de propagation.

Même si la mesure est effectuée avec le même transducteur pour 128 positions différentes, chacune de ces positions sera considérée comme un récepteur indépendants possédant sa chaîne de traitement du signal indépendante. Le système utilisé va nous permettre de mesurer, par simulation, le taux d'erreur moyen obtenu pour différentes configurations en terme de nombre d'émetteurs et de récepteurs, ainsi que d'espacement entre les transducteurs.

A partir de la mesure de l'opérateur de propagation $h_{n,m}(t)$, le procédé utilisé pour obtenir le taux d'erreur (BER) est alors le suivant, en notant *N* le nombre d'utilisateurs individuels et *M* le nombre de transducteurs dans l'antenne d'émission :

1. Un ensemble de *N* générateurs aléatoires créent *N* séquences binaires $a_i^{(n)}$. Celles-ci sont modulées individuellement sous forme BPSK ou QPSK (les différentes techniques de modulation sont définie dans l'annexe B) pour obtenir l'ensemble de signaux modulés $a^{(n)}(t)$.
2. Les signaux ainsi obtenus sont alors filtrés de façon matricielle, pour donner les signaux à émettre par les M transducteurs, sous la forme :

$$s_m(t) = \sum_{n=1}^{N} e_m^{(n)}(t) *_t a^{(n)}(t) \qquad 1 \le m \le M \qquad (3.14)$$

Où $e_m^{(n)}(t)$ est une banque de filtres à réponse finie, contenant l'ensemble des lois de focalisation à appliquer aux *M* antennes d'émission pour atteindre individuellement chacune des *N* antennes de réception. Ces filtres peuvent être obtenus soit par filtrage

inverse[21], soit par retournement temporel. Dans les deux cas, l'algorithme de focalisation est répété pour chacune des antennes de réception, de façon à obtenir l'ensemble de la matrice.

3. Les signaux $s_m(t)$ obtenus sont repropagés numériquement au travers de l'opérateur $h_{n,m}(t)$. De ce fait, les résultats présentés ici correspondent à une simulation, et non à une transmission réelle de signaux modulés. Ce passage par la simulation est rendu indispensable par deux éléments : tout d'abord, la longueur des séquences rend les signaux délicats à propager d'un seul bloc ,du fait de la capacité de mémoire limitée des systèmes électroniques utilisés pour les expériences ultrasonores ; de plus, pour obtenir une mesure précise du BER, il est classique de considérer qu'il faut avoir détecté un minimum de 100 erreurs. Pour cela, lorsque les taux d'erreur sont de l'ordre de 10^{-6}, il faut transmettre plus de 10^8 symboles. Ceci rend les temps d'acquisition très longs, et incompatibles avec l'utilisation partagée qui est faite de l'électronique pour d'autres expériences. A l'issue de cette repropagation, les signaux $b^{(n)}(t)$ sont mesurés par les antennes de réception.
4. Ces signaux sont alors démodulés et passés au travers d'un détecteur, pour obtenir les séquences binaires $b_i^{(n)}$. Celles-ci sont alors comparées avec les séquences émises initialement $a_i^{(n)}$ pour estimer le BER obtenu sur chaque voie pour la configuration étudiée.

Cet ensemble d'opérations est résumé par la Figure III-7. Les résultats correspondant à cette description sont obtenus par simulation de cette chaîne de calcul sous *Matlab* (pour l'obtention préalable des filtres permettant d'atteindre chacun des récepteurs), et sous *Simulink,* pour les opération de modulation / démodulation et de repropagation.

[21] Dans le cas du filtrage inverse, le gabarit choisi est une impulsion de Dirac filtrée dans la bande passante pour la voie visée, et reste nul pour les autres voies. Dans la mesure où toutes les voies utilisées sont impliquées en réception, ce choix est équivalent au meilleur cas de reconstruction, qui consisterait à prendre directement comme gabarit le jeu des signaux modulés $a^{(n)}(t)$.

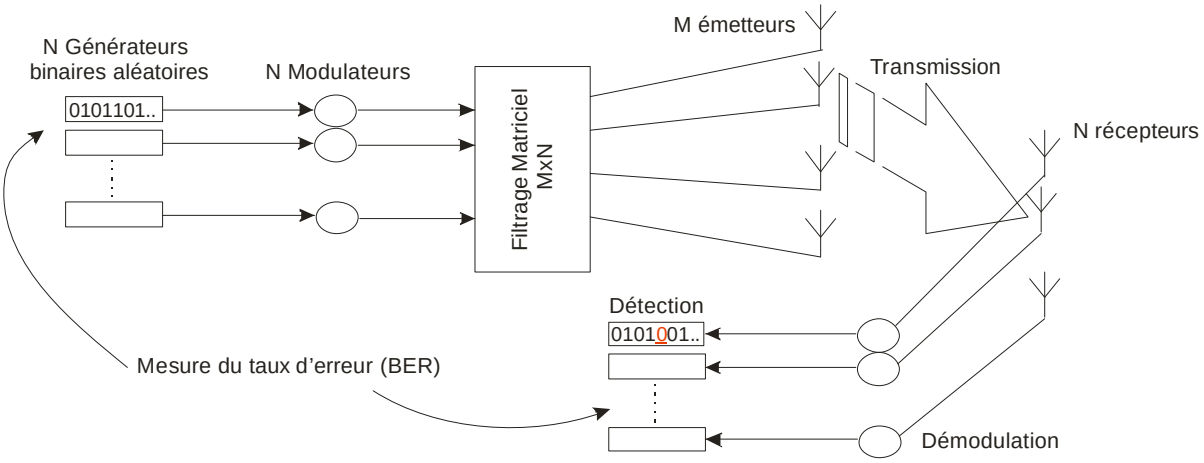


Figure III-7 : Synoptique du système utilisé pour les mesures du taux d'erreur

Comme le but de cette série d'expérience est tout à la fois de montrer l'augmentation de la capacité et l'augmentation de débit effectif d'information transmise, la configuration de la Figure III-6 est « plongée » dans trois milieux de propagation différents :

- Dans l'eau, sans réflexion parasite.
- Dans un milieu de type multidiffuseur, constitué d'un ensemble de tiges cylindriques. Ces milieux ont été étudiés au laboratoire par Philippe Roux, Arnaud Derode et Arnaud Tourin; ces derniers ont montré la possibilité de focaliser l'énergie sonore au travers d'une telle structure [23] , malgré la longueur des réponses impulsionnelles et la complexité des trajets parcourus par les ondes acoustiques. Ce milieu constitue donc une sorte de « cas extrême », où les signaux transmis sont complètement brouillés après avoir traversé l'ensemble des tiges.
- Dans un guide d'onde parfait de section carrée, de 20 cm de côté. Cette configuration doit nous permettre d'observer le cas d'une augmentation maximale du nombre de degrés de liberté du système. Pour cette raison, le guide d'onde est simulé par la méthode des images à partir de la réponse impulsionnelle obtenue dans l'eau. On s'affranchit ainsi des problèmes liés à l'atténuation lors des réflexions d'une part, et des problèmes liés à la directivité des haut-parleurs d'autre part.

Les transducteurs utilisés pour obtenir les opérateurs de propagation ont une bande passante relativement étroite, comme on peut le voir sur la Figure III-8. Afin d'éviter tout problème lié à cette largeur de bande, les symboles sont modulés sur une porteuse à 3.3 MHz, avec une fréquence de répétition par symbole de l'ordre de 100 kHz, et donc une largeur de bande utilisée d'environ 200 kHz, pour une modulation BPSK ou QPSK. Ce choix de valeurs permet

d'éviter les problèmes liés à l'atténuation sur les côtés de la bande passante, et donc de limiter au maximum les interférences inter-symboles lorsque la phase est compensée correctement. De cette façon, les simulations de transmission d'information peuvent être effectuées sans passer par une étape d'égalisation du canal.

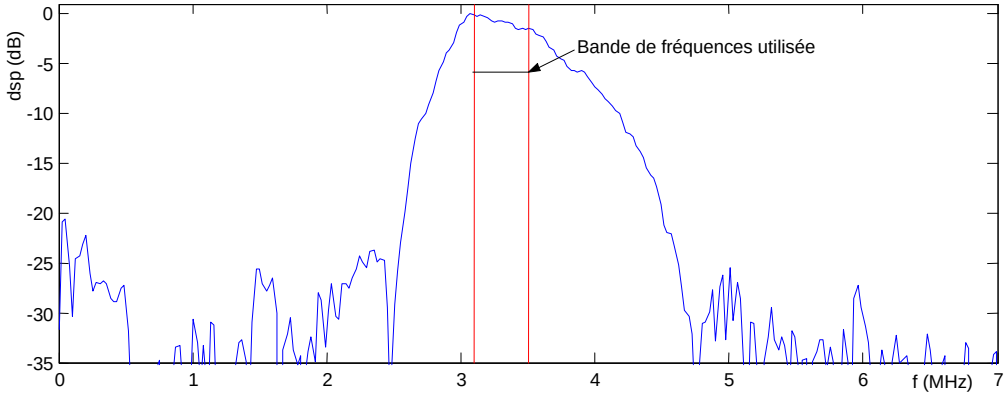


Figure III-8 : fonction de transfert de la chaîne d'acquisition ultrasonore

III.D.2 Grandeur mesurée

Les simulations décrites dans le paragraphe précédent nous permettent d'obtenir directement le taux d'erreur (BER) par voie, pour toutes les configurations souhaitées. Cette donnée est d'un intérêt pratique considérable, puisqu'elle fournit directement une mesure de la qualité d'un système de transmission. Malheureusement, il n'y a pas de lien direct entre le taux d'erreur mesuré dans une situation et la capacité effective correspondant à cette situation. En effet, nous cherchons à obtenir le débit maximal pour une configuration donnée, en Bits/s/Hz, alors qu'une mesure de taux d'erreur nous donne, pour une technique de modulation donnée, le nombre de bits ayant réussit à traverser le système sans modification.

Pour réussir à établir un lien entre ces deux grandeurs, il nous faut donc répondre à la question suivante : connaissant, pour un débit *R* donné[22], la valeur du BER, est-on capable, moyennant une utilisation redondante de la séquence binaire, et donc une réduction du débit final, d'atteindre le BER que l'on souhaite ? La réponse à cette question fait l'objet d'une partie importante de la théorie de l'information, puisqu'il s'agit d'introduire de la redondance dans la séquence d'information sous la forme d'un codage, de façon à réduire le taux d'erreur.

[22] Dans notre cas, ce débit est fixé par la technique de modulation utilisée

Plutôt que de chercher à implémenter un système de codage permettant de présenter les résultats obtenus sous la forme d'un débit d'information atteint pour un taux d'erreur donné, nous abordons le problème du codage sous un angle probabiliste : considérons l'ensemble de *M* séquences binaires

$$C_i = \left[c_{i1} c_{i2} \cdots c_{in}\right] \qquad i = 1,...,M \tag{3.15}$$

Où c_{ij}=1 ou 0 . Cet ensemble de mots peut être utilisé pour coder un bloc d'information binaire de longueur k, avec $M = 2^k$. Cette étape de codage permet d'obtenir une nouvelle séquence d'information binaire, qui peut être transmise par le système. Du fait de la redondance de l'information, ce codage implique une diminution du débit d'information transmise, avec un rapport

$$R_c = \frac{k}{n} \tag{3.16}$$

Plutôt que de tenter de trouver pour chacune des mesures effectuées à la fois une valeur de k et de n, ainsi qu'un ensemble de M séquences permettant d'obtenir un taux d'erreur souhaité, il est beaucoup plus simple dans notre cas d'évaluer ce taux d'erreur de façon probabiliste : pour un choix initial des longueurs respectives de la séquence d'information des mots de code utilisés (c'est-à-dire pour un choix des valeurs de *k* et *n*), il existe $\left(2^n\right)^M$ possibilités différentes de combinaison entre les 2^n mots de longueur n et les M séquences d'information de longueur k. Chacune de ces combinaisons définit un système de communication particulier, pour lequel on peut définir un détecteur optimal, et une probabilité d'erreur associée. Par conséquent, pour un choix donné des coefficients k et n, il est possible de définir une probabilité d'erreur moyenne $\bar{P}_e$. Dans la suite de cet exposé, nous nous contenterons de décrire le comportement de cette probabilité d'erreur moyenne $\bar{P}_e$, en gardant à l'esprit le fait que pour une valeur donnée de celle-ci, on est capable de construire des codes permettant d'obtenir des probabilités d'erreur bien plus faibles.

A partir de ces définitions, Wozencraft et al. [24] ont établi une limite supérieure à la probabilité d'erreur moyenne, sous la forme :

$$\bar{P}_e < 2^{-n\left(R_0 - R_c\right)} \tag{3.17}$$

Où R_0 est le taux de coupure du canal, et s'écrit dans le cas d'une modulation BPSK :

$$R_0 = \log_2 \frac{2}{1 + e^{-e_c / N_0}} \tag{3.18}$$

Où e_c / N_0 est le rapport signal à bruit défini par bit après codage. Comme on peut le constater, dès que le ratio du code R_c est plus petit que le taux de coupure du canal, il est possible de trouver un code permettant d'obtenir une probabilité d'erreur aussi petite que l'on souhaite, en jouant sur la longueur des mots de code *n*.

Enfin, plutôt que d'écrire le taux de coupure du canal en fonction du rapport signal à bruit, Viterbi et Omura fournissent une écriture de ce terme directement en fonction du taux d'erreur mesuré sur le canal non codé [25], reprise par Proakis [1] sous la forme :

$$R_0 = \log_2 \left\{ \frac{M}{\left[\sqrt{1 - P_M} + \sqrt{(m-1) P_M} \right]^2} \right\} \tag{3.19}$$

Où *M* est le nombre de symboles disponibles pour la modulation de la séquence codée, et P_M le taux d'erreur associé. La combinaison des relations (3.17) et (3.19) nous permet donc à partir des taux d'erreur mesurés par simulation pour un débit R donné, de calculer le débit d'information admissible par le système pour pouvoir atteindre au minimum un taux d'erreur moyen P_0, (défini comme précédemment sur l'ensemble des codes de dimension [*k*,*n*] possibles), grâce à la formule :

$$R' = R \cdot R_c = R \cdot \left[R_0 + \frac{\log_2 P_0}{n} \right] \tag{3.20}$$

Cette grandeur, que nous appellerons « débit effectif » nous permet alors de mesurer directement l'efficacité d'un système de communication numérique.

III.D.3 Résultats

La technique décrite dans le paragraphe précédent est appliquée aux trois configurations évoquées ; pour chacune de ces configurations, le nombre d'émetteurs et de récepteurs utilisés est variable, compris entre 1 et 16 pour les récepteurs et 1 et 32 pour les émetteurs. Pour toutes les situations présentées, la largeur de l'antenne utilisée en émission comme en réception est de 32 transducteurs, soit 14 mm. Quel que soit leur nombre, ceux-ci sont répartis de façon uniforme sur l'ensemble de la largeur de la barrette (sauf bien entendu pour le cas de l'utilisation d'un transducteur unique, où on utilise l'élément central de la barrette).

Les simulations de toutes ces configurations nous permettent d'obtenir une estimation du taux d'erreur, par détection d'un minimum de 100 erreurs. Ceci nous assure une précision de 1% sur cette mesure. Les résultats obtenus pour une modulation de type QPSK sont alors les suivants :

	$n_T=n_R=1$	$n_T=n_R=2$	$n_T=n_R=4$	$n_T=n_R=8$	$n_T=n_R=16$
Eau	0.02 %	0.02 %	0.02 %	22.3 %	32.3 %
Guide d'ondes	12.5 %[23]	2.86 %	1.03 %	6.94 %	4.97 %
Tiges	0.07 %	0.52 %	7.46 %	15.2 %	11.9 %

Tableau 1 : BER obtenus pour les différents milieux, pour le cas où les nombres d'émetteurs et de récepteurs sont identiques (cas de l'utilisation du filtrage inverse).

Les résultats obtenus en termes de taux d'erreur peuvent alors être transformés en débit effectif à l'aide des formules (3.19) et (3.20).

D'un autre côté, la capacité du canal peut être calculée par l'application de la relation (3.12) à l'opérateur de propagation mesuré pour les différents cas, sous réserve que l'on soit capable de mesurer de façon correcte le rapport signal à bruit P/N_0 au niveau de chaque récepteur. Cette mesure est effectuée directement sur les réponses impulsionnelles obtenues entre deux points dans les différents cas, par mesure du rapport entre l'énergie du signal transmis et le niveau de bruit RMS, et moyennée sur 16 couples différents émetteur-récepteurs. Cette technique de mesure nous permet d'obtenir les rapports signal à bruit suivants :

[23] La mesure de taux d'erreur obtenue pour un seul transducteur placé dans un guide d'onde paraît aberrante. Ceci est lié au fait que les deux transducteurs d'émission et de réception sont placés au centre du guide d'onde, et donc que le nombre de modes permettant le transfert de l'information est réduit. Il est probable que ce résultat soit un artefact de simulation : dans une expérience réelle, les dimensions non nulles des transducteurs utilisés auraient limité l'importance de ce problème.

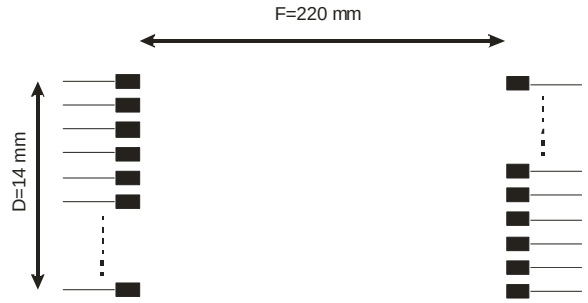
	Rapport signal à bruit
Eau	21±3 dB
Guide d'ondes	23±3 dB
Tiges	19±3 dB

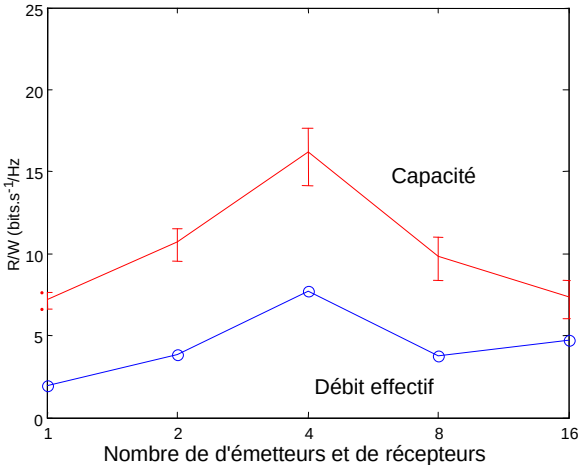
Tableau 2 : Rapports P/N_0 mesurés

L'ensemble de ces résultats nous permet d'obtenir les figures IV-13 et suivantes. Dans celle ci, la capacité mesurée dans chacun des cas est comparée à la valeur de débit effectif obtenu pour un taux d'erreur moyen de 10^{-5}. L'évolution observée de la capacité dans les trois cas permet de vérifier les affirmations de la partie théorique, quant à l'intérêt d'un milieu réverbérant ou chaotique pour transmettre de l'information : dans le cas de l'eau, la capacité est importante lorsqu'un seul émetteur est présent, et croit rapidement au début, avant de s'effondrer lorsque l'on cherche à ajouter un nombre trop important de canaux. Ce résultat peut être directement relié au problème de diffraction associé à cette situation : le fait que les taches focales correspondant à la focalisation sur chacun des récepteurs ne puissent pas être suffisamment résolues spatialement provoque une augmentation du niveau de bruit perçu par chacun des récepteurs, dû aux lobes secondaires de focalisation vers les autres récepteurs.

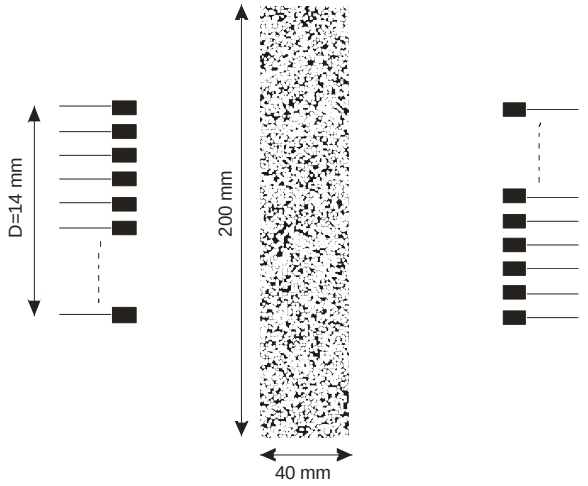
Dans le cas d'une propagation dans un guide d'onde ou dans un milieu multidiffuseur, l'augmentation du nombre de degrés de libertés due aux réflexions contre les parois ou à la diffusion au travers des tiges, implique que la capacité continue à croître avec le nombre de couples émetteur-récepteur utilisés. En revanche, l'atténuation et la perte d'information rencontrées dans le cas d'un milieu multidiffuseur impliquent que la capacité globale obtenue avec 16 émetteurs est de l'ordre de celle obtenue dans l'eau avec seulement 4 couples émetteurs/récepteur. Le fait que la propagation s'effectue dans un milieu complexe tel que cet ensemble de tiges n'est donc pas toujours une opération intéressante, puisque dans un cas tel que celui-ci, il est possible d'obtenir un débit effectif aussi important dans l'eau, pour un nombre plus faible d'émetteurs. Il est toutefois intéressant de remarquer que malgré la complexité du milieu, la capacité de celui-ci à transporter de l'information n'est pas négligeable, et qu'apparemment, la saturation de tous les degrés de libertés n'est pas atteinte, même lorsque l'on utilise 16 couples de transmission.

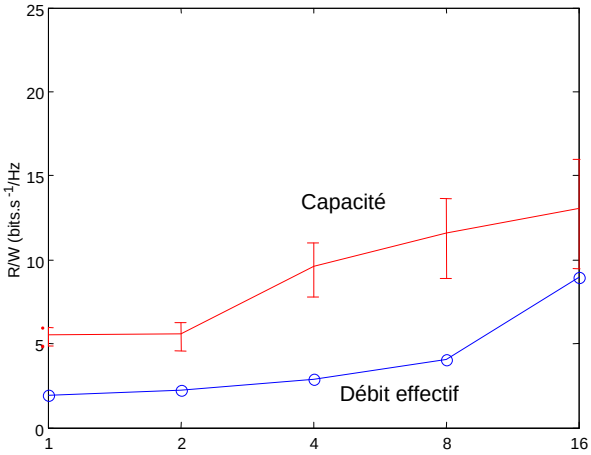
Eau



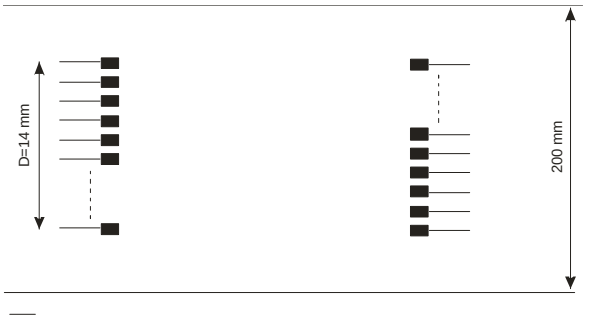


Milieu Multidiffuseur





Guide d'onde



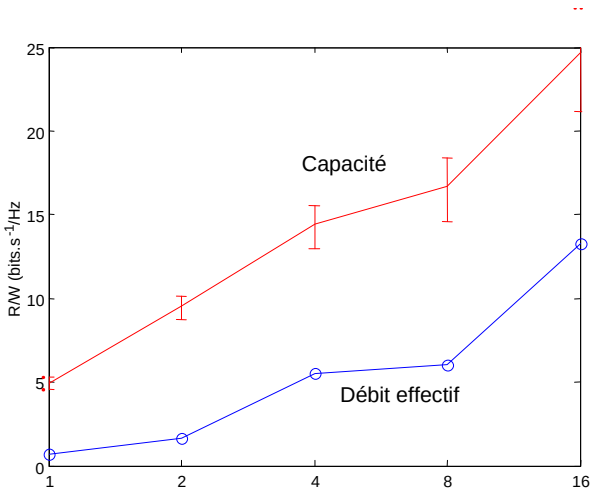


Figure III-9 : Capacité mesurée et débit effectif obtenu par filtrage inverse dans les différentes configurations (pour un BER de 10^{-5})

La propagation dans un milieu de type guide d'onde donne de son côté de très bon résultats : En effet, c'est dans ce cas que le plus d'énergie arrive sur les récepteurs (parce que celle-ci est canalisée dans le guide), et les nombreuses réflexions permettent d'augmenter au maximum le nombre de degrés de liberté disponibles, pour atteindre le cas limite de la diffraction en champ proche. La troisième courbe de la Figure III-9 permet de vérifier cela : la capacité, proche de celle mesurée dans l'eau lorsqu'un faible nombre de transducteur est utilisé, continue à croître quasi indéfiniment (la limite théorique dans le cas où les transducteurs d'émission et de réception sont omnidirectionnels est simplement l'écartement entre les récepteurs, qui doit être supérieur à $l/2$).

Enfin, dans les trois situations présentées, on peut constater que le débit effectif obtenu en utilisant une focalisation par filtrage inverse, bien que restant inférieur à la capacité[24], suit complètement l'allure générale de cette dernière. Ceci signifie qu'une technique telle que le filtrage inverse permet de profiter pleinement de la capacité d'un canal, aussi complexe soit-il, à transmettre de l'information.

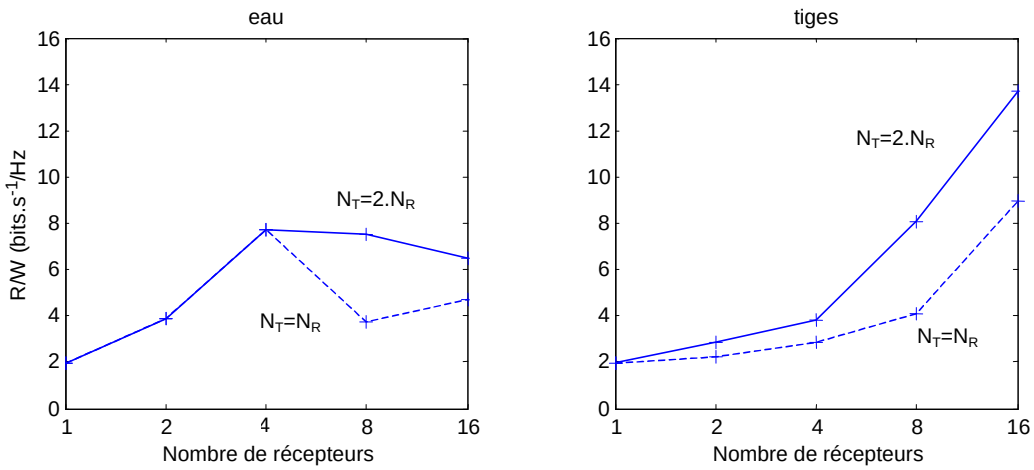


Figure III-10 : Apport de la diversité spatiale : comparaison des cas où le nombre d'émetteurs est le même que le nombre de récepteurs, et des cas ou le nombre d'émetteurs est le double du nombre de récepteurs.
(débits effectifs pour un BER de 10^{-5})

[24] En théorie, le débit de coupure R_0 et la capacité C sont deux valeurs très proches ; ici nous nous intéressons au débit effectif, qui, rappelons-le, correspond à une moyenne sur un tirage de différents codes. On conçoit aisément qu'un choix approprié du code utilisé permettrait de rapprocher la valeur de débit mesurée des valeurs de capacité.

La Figure III-10 permet d'observer que, comme nous l'avions supposé plus haut, le fait de travailler dans un milieu multidiffuseur n'implique pas systématiquement des capacités moindres que dans le cas de la propagation dans l'eau : lorsque l'on augmente le nombre d'émetteurs par rapport à l'expérience précédente, l'apport en diversité spatiale permet de rattraper en partie les problèmes liés à l'atténuation et à la perte d'information, donc au rapport signal à bruit plus faible pour le cas du milieu multidiffuseur, et ainsi d'obtenir des débits importants, alors que dans le cas de l'eau, la limite reste toujours l'absence de degrés de libertés lorsque le nombre d'antennes utilisé devient important : le fait d'apporter de la diversité spatiale vient compenser en partie les problèmes de bruit introduit par l'élargissement des taches focales, mais le débit effectif n'augmente plus.

Enfin, la Figure III-11 permet de comparer les performances respectives des techniques de filtrage inverse et de retournement temporel lorsqu'il s'agit de transmettre des données. Une première remarque est que les résultats obtenus dans les deux cas sont relativement proches, avec tout de même un léger avantage au filtrage inverse dans le cas d'une propagation simple dans l'eau ou dans un milieu peu atténuant comme un guide d'onde. Ceci est logiquement dû à l'amélioration apportée par le filtrage inverse pour la compensation des interférences inter symboles grâce à la correction des variations du spectre sur la bande de fréquences considérées. Le cas d'une propagation au travers d'un milieu multidiffuseur montre quant à lui un résultat intéressant, puisque le retournement temporel permet d'obtenir des débits au moins aussi bons que ceux obtenus par filtrage inverse. Ce fait peut s'expliquer par deux raisons : tout d'abord, le milieu multidiffuseur atténue le signal de façon uniforme, sans créer de modes venant gêner la focalisation par retournement temporel ; ensuite, comme on a pu le constater lors des expériences de propagation au travers des murs, le meilleur rendement énergétique du retournement temporel permet probablement d'obtenir un meilleur rapport signal à bruit qu'avec une technique de filtrage inverse.

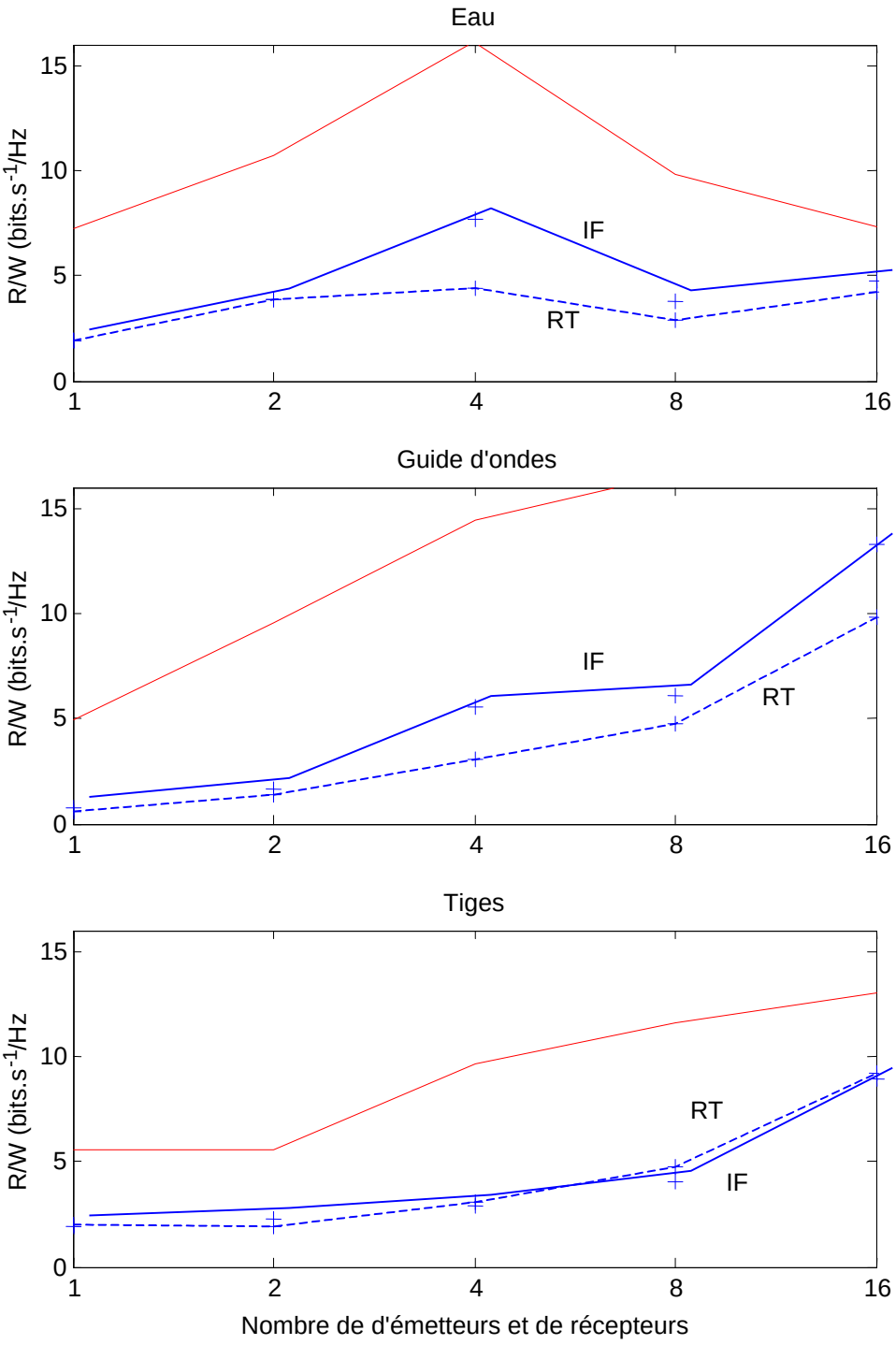


Figure III-11 : Comparaison des débits effectifs obtenus par retournement temporel et par filtrage inverse

III.E Conclusion

Pour obtenir un système de communication capable de transmettre une grande quantité d'information, l'approche la plus couramment utilisée consiste à se placer dans des situations où la réponse impulsionnelle du canal de propagation est la plus courte possible, afin d'éviter les interférences entre les symboles émis. Nous venons de voir qu'au contraire de ce que propose cette idée intuitive, la capacité d'un système à transmettre de l'information est directement reliée au nombre de degrés de liberté disponibles, et que pour cette raison, un milieu réverbérant aura une capacité plus importante qu'un milieu où la propagation a lieu simplement en ligne droite.

Bien que du point de vue théorique, la capacité soit plus importante dans un canal où les ondes se réfléchissent, ce simple fait ne suffit pas à rendre la situation intéressante : il faut également être capable d'en profiter. La partie pratique de cette courte étude nous a permis de montrer que des techniques de focalisation telles que le filtrage inverse ou le retournement temporel permettaient d'atteindre un tel but dans les circonstances présentées.

Ce résultat, bien que très partiel, est très encourageant pour l'avenir des deux techniques de focalisation décrites dans cette thèse. Un grand nombre de points restent encore à étudier, en particulier en terme de mise en œuvre pratique et de possibilité de combinaison de ces techniques avec les procédés classiques d'égalisation en réception et de codage pour la détection d'erreur. Par contre, les résultats présentés ici, et ceux présentés sur les aspects de focalisation spatiale dans les deux premiers chapitres montrent tout l'intérêt de ces techniques pour obtenir des communications discrètes dans des environnements complexes comme une zone de hauts-fonds sous-marins, ou une ville : les techniques de filtrage inverse ou retournement temporel permettent de combiner une utilisation optimale de la capacité du milieu à transmettre l'information avec la concentration de l'énergie nécessaire à la transmission vers les récepteurs souhaités, permettant de réduire considérablement le risque d'une écoute pirate ou d'un brouillage.

III.F Bibliographie

[1] John G. Proakis, **Digital Communications**, 4th Edition, *McGraw Hill Higher Education, 09/2000*

[2] Jacques Oswald, Théorie de l'Information ou Analyse Diacritique des Systèmes, *coll. CNET-ENST, Masson, 1986*

[3] Aris L.Moustakas, Harold U.Baranger, Leon Balents, Arnivan M. Sengupta, Steven H. Simon ; "Communication Through a Diffusive Medium: Coherence and Capacity", *Science vol.287, 14/01/2000, p. 287-290.*

[4] C.E. Shannon, "A mathematical Theory of Communication", *Bell Syst. Tech. J., vol 27, pp623-656, Oct. 1948*

[5] G.J. Foschini and M.J. Gans; "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas", *Wireless Personal Communications* **6:** 311-335, 1998

[6] S. Kullback, "Information Theory and Statistics", *Dover Publications*, 1968.

[7] P.F. Driessen and G.J. Foschini, "On the capacity formula for Multiple Input – Multiple Output wireless channels: A geometric interpretation" *IEEE Trans. Commun.* **47**(2) pp. 173-176, feb 1999.

[8] M. Chryssomallis, "Smart Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Mag.* **42**(3), pp 129-136, jun 2000.

[9] H.L. Bertoni, "Talk is cheap in the city", *Nature* **409**, pp. 291-292, jan. 2001

[10] D. Nowicki and J. Roumeliotos, "Smart Antenna strategies", Mobile Communications International, Apr 1995

[11] G.I. Zysman, J.A. Tarallo, R.E. Howard, J. Freidenfelds, R.A. Valenzuela, and P.M. Mankiewich, "Technology evolution for mobile and personal communications" *Bell Labs Tech. J.* pp. 107-129, Jan-Mar 2000.

[12] M.R. Andrews, P.P. Mitra, R. deCarvalho, "Tripling the capacity of wireless communications using electromagnetic polarization", *Nature* **409**, pp. 316-318, jan. 2001

[13] G.J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays", *IEEE Select. Areas Commun.* **17**(11), pp1841-1852, nov. 1999

[14] J.H. Cho, J.S. Lehnert, "Performance of a spatio-Temporal Matched filter receiver for DS/SSMA communications", *IEEE Select. Areas Commun.* **18**(8), pp1505-1515, aug. 2000

[15] G.D. Golden, G.J. Foschini, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture" *Electronic Letters* **35**(1) pp. 14-16, jan 1999.

[16] M. Cooper, M. Goldburg, “Intelligent Antennas: Spatial division multiple access”, 1996 Annual review of communications, pp. 999-1002. (Disponible sur le site www.arraycomm.com)

[17] R.Kohno, C. Yim and H. Imai “Array antenna beamforming based on estimation on arrival angles using DFT on spatial domain” *Proceeding of PIMRC 1991, London, UK*, pp.38-43, sept. 1991

[18] R.O. Schmidt, “Multiple emitter location and signal parameter estimation” *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, **34**(3), pp. 276-280, mar 1986.

[19] S. Choi and T.K. Sarkar, “Adaptive antenna array utilizing the Conjugate Gradient Method for multipath mobile communications”, *Signal Processing*, **29,** pp. 319-333, 1992

[20] A. El Zooghby, C.G. Christodoulou and M. Georgiopoulos, “Neural Network-based adaptive beamforming for one and two dimensional antenna arrays”, *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, **46**(12), pp. 1891-1893, dec 1998.

[21] P. Patel and J. Holtzman, “Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA System”, *IEEE Select. Areas Commun.* **12**(5), pp796-807, jun. 1994

[22] A.F. Naguib, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, “Increasing data rate over wireless channels”, *IEEE Signal Proc. Mag*, pp. 76-92, may 2000.

[23] A. Derode, P. Roux and M. Fink, “Robust Acoustic Time Reversal with high order multiple scattering ”, *Phys. Rev. Lett.* **75**, pp 4206, 1995.

[24] J.M. Wazencraft, and R.S. Kennedy “Modulation and demodulation for probabilistic decoding” *IEEE Trans Inform Theory*, **12**, pp. 291-297, Jul 1966.

[25] A.J. Viterbi and J.K. Omura, “Principles of digital communication and coding”, Mc Graw-Hill, 1979

IV Spatialisation sonore

IV.A Introduction

Avec l'augmentation de la puissance de calcul des ordinateurs et des débits disponibles pour le transfert de données, les systèmes permettant de recréer des environnements virtuels se sont multipliés au cours des dernières années. Les applications sont nombreuses : jeux, simulations plus réalistes, conférences à distance, etc… Ce chapitre va nous permettre de faire le point sur les techniques permettant la création de l'aspect sonore de la scène virtuelle, et de voir ce que peut apporter l'utilisation du filtrage inverse ou du retournement temporel dans ce cadre.

Le principe de la création d'une scène sonore virtuelle part de l'auditeur final : celui-ci est 'immergé' dans un espace ayant des propriétés acoustiques particulières (plein air, salle de concert, salle de réunion, église,…), et un certain nombre de sources, placées en des endroits précis de l'espace, émettent un signal sonore. Le rendu de la scène est alors effectué pour chaque source, et peut être décomposé en trois étapes.[25]

- La première opération consiste à obtenir le son que doit émettre la source. Pour cela, on peut avoir recours à la synthèse, ou à un enregistrement par microphone. Dans les cas les plus simples, il s'agit simplement d'obtenir un son monophonique correspondant par exemple à un instrument particulier, ou au discours d'une personne. Bien entendu, cette étape peut inclure une phase de traitement du signal, destinée par exemple à supprimer les réverbérations liées au lieu dans lequel a été fait l'enregistrement, ou à supprimer les échos dans le cas d'une vidéo conférence. Les techniques les plus récentes, telles que le MPEG-4 [1], incitent à considérer que le but de cette étape est une description complète de la source, et d'elle uniquement. Ceci peut signifier par exemple que la source est décrite par le son qu'elle émet dans plusieurs directions, afin de rendre compte de sa directivité.
- La deuxième opération consiste, de la même façon que l'on a obtenu une description de la source, à obtenir une description de l'environnement virtuel autour de l'auditeur. Il s'agit ici de décrire à la fois la position de la source par rapport à l'auditeur, ainsi que le lieu correspondant à la scène restituée. D'une façon générale, deux grand types de modélisation sont utilisés pour décrire cet environnement : la première technique consiste simplement à décrire les

[25] Il faut noter que certaines techniques de reproduction s'inscrivent mal dans cette décomposition en trois étapes. C'est le cas par exemple de la technologie Ambisonics [3], qui,

paramètres physiques du lieu de propagation, typiquement afin de pouvoir simuler la propagation dans celui-ci ; la deuxième consiste à décrire l'environnement du point de vue perceptif, c'est à dire en termes de chaleur, de réverbérance, ou de dimensions perçues. Cette dernière approche permet une implémentation beaucoup plus simple qu'une modélisation physique, et est déjà l'objet de logiciels commerciaux, comme le Spatialisateur de l'IRCAM [2].

- La dernière étape de la reconstruction de la scène sonore a pour but la restitution de la scène décrite au cours des deux premières phases. La première méthode venant à l'esprit est une paire d'enceintes fonctionnant en stéréo. Dans ce cas, la source est simplement décrite par un signal monophonique, et la scène par une valeur de 'panoramique' permettant au système de restitution de régler l'intensité relative émise par chaque enceinte.

C'est au cours de cette dernière étape que peuvent être utilisées des techniques telles que le filtrage inverse ou le retournement temporel : en effet, à partir des connaissances sur la scène sonore acquise lors des deux premières phases, il est possible de modéliser le champ sonore tel qu'il devrait être au niveau de l'auditeur. Ce champ à recréer peut alors être utilisé comme gabarit dans une des deux techniques de contrôle du champ proposées dans les deux premiers chapitres, pour créer localement autour de l'auditeur un champ acoustique correspondant à la scène sonore que l'on veut recréer.

Pour étudier la possibilité de l'utilisation du filtrage inverse ou du retournement temporel dans un tel contexte, nous verrons tout d'abord quelles sont les techniques déjà existantes, ainsi que leurs limites, afin de comprendre ce que peut apporter l'utilisation d'un système de contrôle du champ. Une deuxième partie sera consacrée à la mise en œuvre pratique d'un tel système et permettra de montrer les premiers résultats obtenus, avant de conclure sur les perspectives apportées par un tel système.

IV.B Etat de l'art – restitution d'une scène sonore.

A partir de la connaissance plus ou moins complète de la scène sonore à reconstituer, de nombreuses techniques permettent de donner à l'auditeur la perception de cette scène sonore. La plus simple d'entre elle consiste à effectuer un placement de la source en faisant varier l'amplitude émise par chacun des haut-parleurs de restitution. Ce principe de fonctionnement est à la base de la stéréo, ou de techniques plus complexes mettant en œuvre un plus grand

---

à l'aide d'un microphone permettant un enregistrement complet du champ sonore, permet

nombre de haut-parleurs de restitution. Son principal défaut est de ne permettre une perception de placement de la source virtuelle que sur les segments reliant les enceintes. Ce système ne permet donc pas réellement de recréer une scène sonore : l'acoustique de la pièce d'écoute influe énormément sur la perception que l'on peut avoir, et il est impossible de placer les sources virtuelles en profondeur.

Par contre, plusieurs techniques ont pour ambition de reproduire complètement un champ sonore, aussi complexe soit-il. On peut les regrouper en trois grandes catégories.

IV.B.1 Reproduction binaurale

La technique de reproduction binaurale consiste à recréer, directement au niveau de chaque oreille, les signaux correspondants au champ acoustique que l'on souhaite simuler. Du point de vue matériel, cette technique fait donc appel à un casque placé sur les oreilles de l'auditeur, permettant de contrôler de façon indépendante les signaux envoyés à chacune des oreilles.

Pour construire les deux signaux destinés à chaque oreille, le principe est d'appliquer à la source sonore deux filtres différents, ces filtres étant eux même dépendants de la position souhaitée de la source. Pour donner une impression réaliste, les signaux reconstruits doivent tenir compte de la présence d'un déphasage entre les deux oreilles, mais également des effets de masquage dus à la tête. Pour cela, il est nécessaire de posséder une banque de données rassemblant les différentes fonctions de transfert vers les deux oreilles, depuis un ensemble de points de l'espace. Cet ensemble de filtres est dénommé HRTF, pour *Head Related Transfert Functions*. Le fonctionnement du système est résumé Figure IV-1.

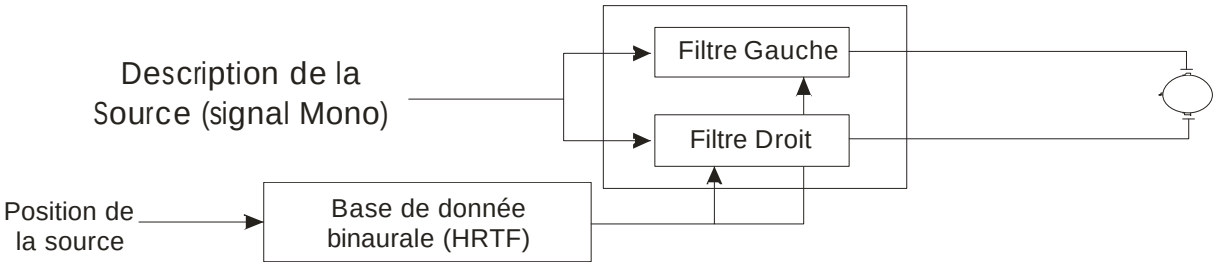


Figure IV-1 : Principe de la reproduction binaurale

Les principales limites rencontrées en reproduction binaurale sont liées à deux facteurs. Tout d'abord, la banque de HRTF nécessaire à couvrir tout l'espace (c'est à dire un échantillonnage

d'obtenir directement le champ à restituer au niveau de l'utilisateur.

suffisant de toutes les directions d'arrivée possibles) représente une importante quantité de données à stocker. Ce point est d'autant plus problématique que les HRTF varient assez fortement d'un individu à l'autre, même si de nombreuses équipes travaillent à déterminer des facteurs communs à chaque individu [4]. Ce point est d'autant plus gênant que l'acquisition d'une banque complète pour un utilisateur est une opération longue et contraignante, nécessitant de travailler en chambre sourde, et de poser des microphones miniatures dans les conduits auditifs du futur utilisateur.

Le deuxième problème posé par un système de reproduction binaurale est que la sensation de position de la source se déplace avec les mouvement de la tête dans le cas d'un système basique. Ce point peut être résolu par l'adjonction d'un système de suivi des mouvement de la tête, et de déplacement en conséquence de la position des sources.

Enfin, signalons que dans ce type de système, les effets de profondeur sont rendus essentiellement par ajout d'échos sur la source mono ; de ce fait, il existe une erreur sur la direction d'arrivée des premiers rayons réfléchis. Ce point rend assez souvent délicate les estimations concernant la distance de la source, alors que le système permet un très bon rendu de la perception de direction.

IV.B.2 Holophonie (*Wave Field Synthesis*)

L'holophonie est, de la même façon que l'holographie, basée sur la création par un ensemble de sources secondaires d'un front d'onde correspondant à celui qu'aurait créé une source présente dans 'l'espace objet' du système de reproduction, comme on peut le voir sur la Figure IV-2. De cette façon, l'auditeur a une perception correcte dans tout l'espace de reproduction de la position de la source sonore.

Si l'idée de reconstituer un champ acoustique quelconque par une technique de synthèse du champ par un ensemble de sources secondaires date des années cinquante, la première application pratique de ce principe est due à Berkhout et al. [5], avec la technique de *Wave Field Synthesis* (*WFS*). Au delà de la simple recréation d'une source acoustique virtuelle, avec représentation de la profondeur et de la direction d'arrivée, ces derniers ont pu par extension du principe ajouter au champ recréé les fronts d'ondes provenant des premières réflexions, permettant une synthèse presque complète du champ généré par une source sonore dans une pièce de dimensions quelconques.

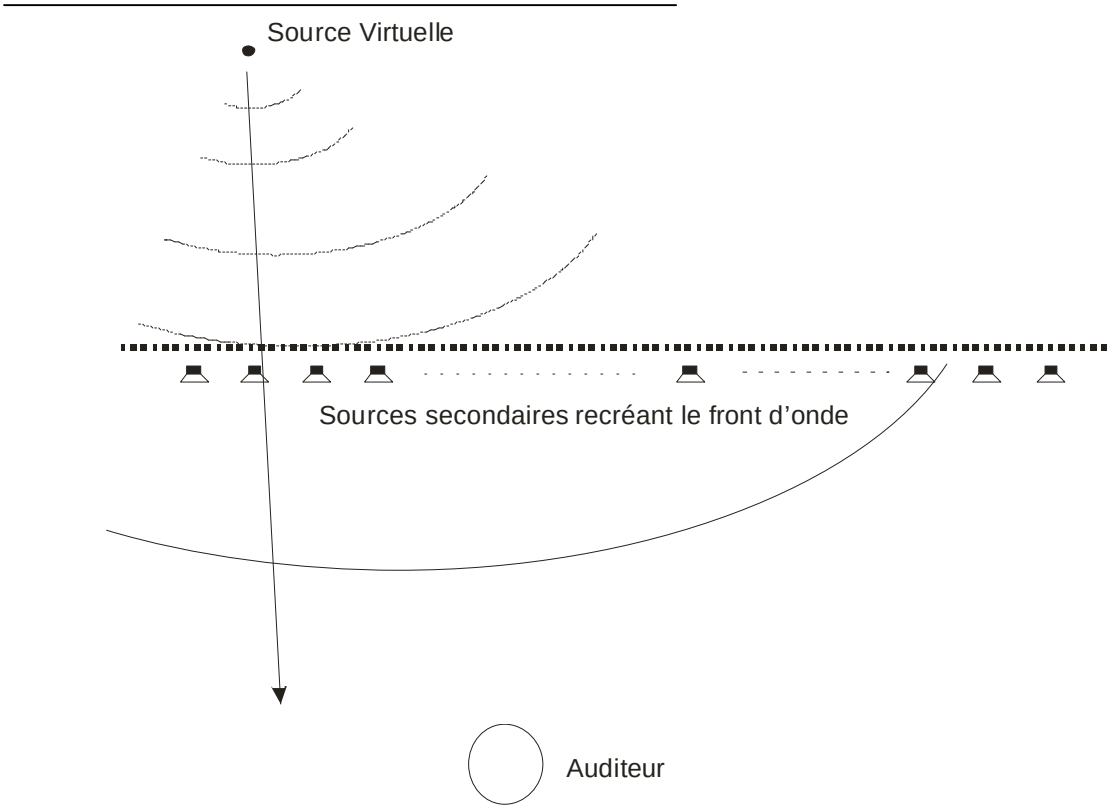


Figure IV-2 : Principe de fonctionnement d'un système holophonique.

Les systèmes de type WFS apportent donc en apparence une solution idéale à notre problème de reconstruction d'un champ sonore : il est possible de déplacer la source ; de modifier, indépendamment, les caractéristiques du lieu d'écoute virtuel, et surtout, le champ ainsi généré est valable dans tout l'espace d'écoute, ce qui permet à l'auditeur de se déplacer sans soucis.

Cette technique présente toutefois un certain nombre de limitations ; au premier rang de celles-ci figure le fait que le système ne fonctionne correctement que lorsque l'émission s'effectue dans une salle anéchoïque. En effet, le fait de travailler dans un lieu d'écoute présentant un réverbérance non négligeable implique l'apparition de réverbérations liées à la salle elle-même, rendant inopérante la perception des réflexions liées à l'espace virtuel dans lequel on souhaite placer l'auditeur.

Le deuxième problème posé par la technique du *WFS* est que le rendu d'une source n'est correct qu'à la condition que la source soit située dans l'espace objet du système : il n'est en effet pas possible de créer un front d'onde correspondant à une source qui serait localisée dans l'espace d'écoute. Ce point est d'autant plus gênant que les réflexions présentes dans une pièce fermée amènent la création d'images de la source principale situées partout autour de l'auditeur. Un système holographique a beaucoup de mal a rendre ces effets.

IV.B.3 Contrôle du champ sonore

Une dernière technique permettant la restitution à un auditeur d'une scène sonore virtuelle passe par un contrôle complet du champ sonore autour de la tête de l'auditeur. Ce souhait de contrôler complètement le champ sonore dans une zone donnée est partagé avec un autre domaine de l'acoustique audible, concernant l'atténuation active de bruit ; aussi, il n'est pas étonnant de constater que les premières équipes à avoir tenter de mettre en œuvre un tel système de reproduction aient avant tout travaillé sur le problème de l'atténuation active.

Les principales tentatives de mise en œuvre d'un tel système de contrôle du champ sonore autour de la tête de l'individu sont dues à l'équipe de P.A. Nelson, O. Kirkeby et H. Hamada [6]-[7] ; Les techniques et les résultats obtenus par ces équipes ont largement inspiré les méthodes expérimentales que nous utilisons, mais quelques différences nous imposent de détailler leur expérience :

Nelson et al. cherchent à obtenir l'opérateur de propagation entre quatre haut-parleurs et quatre microphones placés sur une tête artificielle simulée par une sphère rigide. L'opérateur ainsi généré peut alors être inversé et servir à reconstituer le champ souhaité au niveau de la tête. Comme les mesures sont effectuées en présence d'une tête artificielle, le champ à reconstituer (gabarit utilisé dans le filtrage inverse) doit correspondre au champ effectivement présent autour d'une de la tête de l'utilisateur, c'est-à-dire que ce gabarit doit être construit à partir des *HRTF* de l'auditeur.

Cette technique se présente donc comme une généralisation à un grand nombre de voies de la technique dite 'transaurale' [8], consistant à recréer un signal de type binaural au niveau de chaque oreille, en utilisant les *HRTF* entre deux haut-parleurs et les deux oreilles, comme on peut le voir sur la Figure IV-3. Cette technique se décompose donc en deux étapes : la première consiste à résoudre le sytème

$$\begin{bmatrix} f_l(t) \\ f_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{Ll}(t) & H_{Rl}(t) \\ H_{Lr}(t) & H_{Rr}(t) \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} e_L(t) \\ e_R(t) \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

où e_L et e_R sont les signaux émis par les haut-parleurs, tandis que f_l et f_r sont les sont reçus par chacune des oreilles. On retrouve ici une situation où la résolution doit être menée dans le domaine fréquentiel afin de transformer la convolution en multiplication, à la manière d'un filtre inverse spatio-temporel.

La deuxième étape est le choix des signaux à recevoir pour chaque oreille. Il s'agit dans ce cas tout simplement des signaux issus d'une technique binaurale, donc calculés une nouvelle fois à partir des *HRTF* de l'utilisateur.

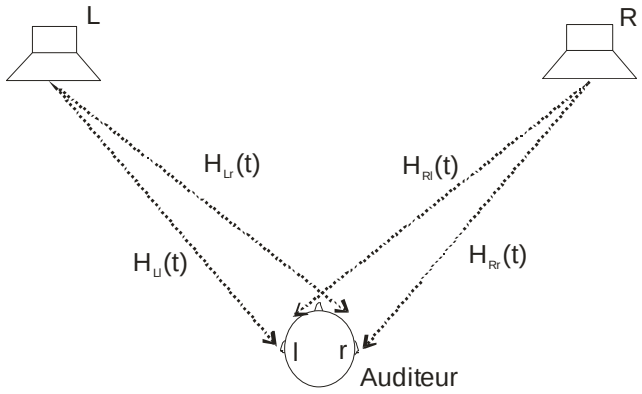


Figure IV-3 : Banque des *HRTF* intervenant dans un système de reproduction transaurale

On voit qu'un des défauts de cette technique provient des nombreuses approximations nécessaires sur les *HRTF*, présentes à toutes les étapes : aussi bien pour obtenir les signaux à émettre au niveau des haut-parleurs, que pour calcul dans un premier temps des signaux binauraux f_l et f_r. Cet ensemble d'approximations rend les qualité de rendu assez rarement convaincantes, et les résultats quantitatifs, présentés par exemple par Kahana et al. [6], montrent des difficultés pour l'utilisateur à percevoir avec précision la direction du son, y compris lorsque le système utilisé comporte quatre haut-parleurs et quatre points de contrôle au lieu de deux.

IV.C Utilisation des techniques de contrôle du son pour la création d'un environnement sonore

Le système que nous présentons ici pour contrôler le champ sonore et générer des scènes virtuelles est largement inspiré par celui mis en œuvre par Nelson et Kahana : comme ces derniers, nous utilisons un dispositif composé de quatre haut-parleurs et quatre microphones ; de plus, le système fait appel à une technique de filtrage inverse pour générer le champ.

Toutefois, en dehors de ces similitudes apparentes, l'idée directrice de notre expérience est assez différente de celle suivie par Nelson et al. En effet, lors des expériences de focalisation simple à l'intérieur d'une pièce réverbérante, nous avons fait la constatation que la qualité de cette focalisation était relativement robuste, et qu'en particulier le fait d'approcher la tête du point focal ne nuisait pas au résultats obtenus. De ce fait, nous avons cherché à savoir si il

n'était pas possible créer dans une zone donnée le champ associé à une source sonore, sans qu'un auditeur soit présent, et seulement ensuite permettre à l'utilisateur de s'immerger dans ce champ sonore, afin que la perception de celui-ci soit directement due à l'interaction entre sa tête et le champ recréé, comme cela aurait été le cas pour une source réelle.

IV.C.1 Présentation du dispositif

Les expérience de contrôle du champ et de tentative de rendu de scène sonore ont été menées par Julien Porré au cours de son stage de DEA. Le dispositif choisi est représenté sur la Figure IV-4 ; on retrouve la configuration 4x4 décrite par Kahana et Nelson, avec quatre microphones permettant de mesurer l'opérateur de propagation (il s'agit donc des endroits où l'on contrôle le champ), et quatre haut-parleurs[26] répartis de façon asymétrique autour de l'utilisateur.

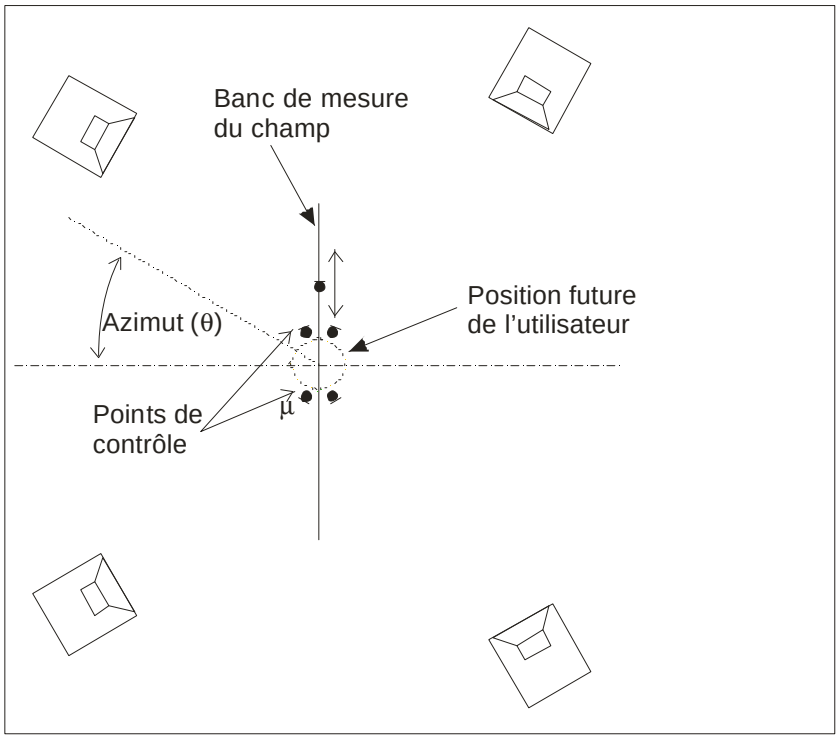


Figure IV-4 : Configuration expérimentale utilisée. Les expériences sont effectuées dans la pièce réverbérante 'encombrée' décrite au chapitre I.

[26] On utilise ici quatre enceintes Kef Q-15.2 ; celles-ci ont l'avantage d'être équipées d'un système haut-parleur basse fréquence / tweeter coaxial, permettant de considérer qu'il s'agit de sources

A la différence des expériences de Nelson et Kahana, qui travaillaient dans une salle anéchoïque, l'expérience est ici menée dans la salle réverbérante encombrée décrite au chapitre I. Les conditions sont donc plus complexes, puisque pour obtenir le rendu d'une scène sonore virtuelle, il va falloir commencer par compenser l'impression de salle due à la pièce dans laquelle ont lieu les expériences.

Comme cette expérience a pour simple but de vérifier la validité de notre approche, nous nous contenterons de tenter d'obtenir dans la zone délimitée par les points de contrôle le rendu correspondant à une source virtuelle en espace libre, placée à 5 mètres de distance par rapport à l'auditeur. Afin d'obtenir ce rendu sonore, les étapes de l'expérience sont les suivantes, que l'on peut suivre également sur la Figure IV-5 :

- La première opération est l'acquisition de l'opérateur de propagation matriciel $h_{mj}(t) \quad 0 \le m, j \le 3$, entre chaque haut-parleur et chaque microphone. Cette étape est similaire à la première phase de l'opération de filtrage inverse ou de retournement temporel : il s'agit d'obtenir les données sur le milieu de propagation et les systèmes électro-acoustiques utilisés. Comme lors des expériences de focalisation décrites dans les premiers chapitre, l'opérateur est obtenu par émission de chirps linéaires, successivement par chacun des hauts-parleurs, et par corrélation des réponse obtenues. Au terme de cette étape, nous disposons donc de la matrice 4x4 des réponses impulsionnelles entre les haut-parleurs et les points de contrôle.
- La deuxième opération consiste à synthétiser l'opérateur de propagation entre la source virtuelle et les quatre points de contrôle. Il s'agit donc de traduire la description de la position de la source et de l'ensemble du milieu de propagation virtuel en un jeu de réponses impulsionnelles vers les points de contrôle. Les techniques utilisables à ce stade sont multiples et varient en fonction de la méthode de description de la scène[27]. Dans notre cas, nous nous contentons de vouloir simuler une source en espace libre ; de ce fait l'opérateur de propagation se limite à la réponse impulsionnelle de la source, avec pour chaque voie un retard dépendant de la position de chaque microphone.
- L'opérateur correspondant à la source virtuelle est alors utilisé comme gabarit pour l'opération de filtrage inverse (effectuée avec la technique décrite au chapitre II)

de l'opérateur de propagation mesuré. On obtient ainsi la banque de filtres à appliquer à chaque haut-parleur pour recréer le champ impulsionnel souhaité.

- Lors de la dernière étape, le signal (monophonique) émis par la source est alors simplement convolué au filtres obtenus précédemment, de façon à obtenir les signaux émis par chacun des hauts parleurs.

A ce stade, l'utilisateur est placé dans la zone pour laquelle a été calculé le champ, de façon à écouter le rendu obtenu dans ces circonstances. Alternativement, on peut utiliser le banc de mesure décrit dans les premiers chapitres pour obtenir une représentation de l'évolution du champ avec le temps sur un axe.

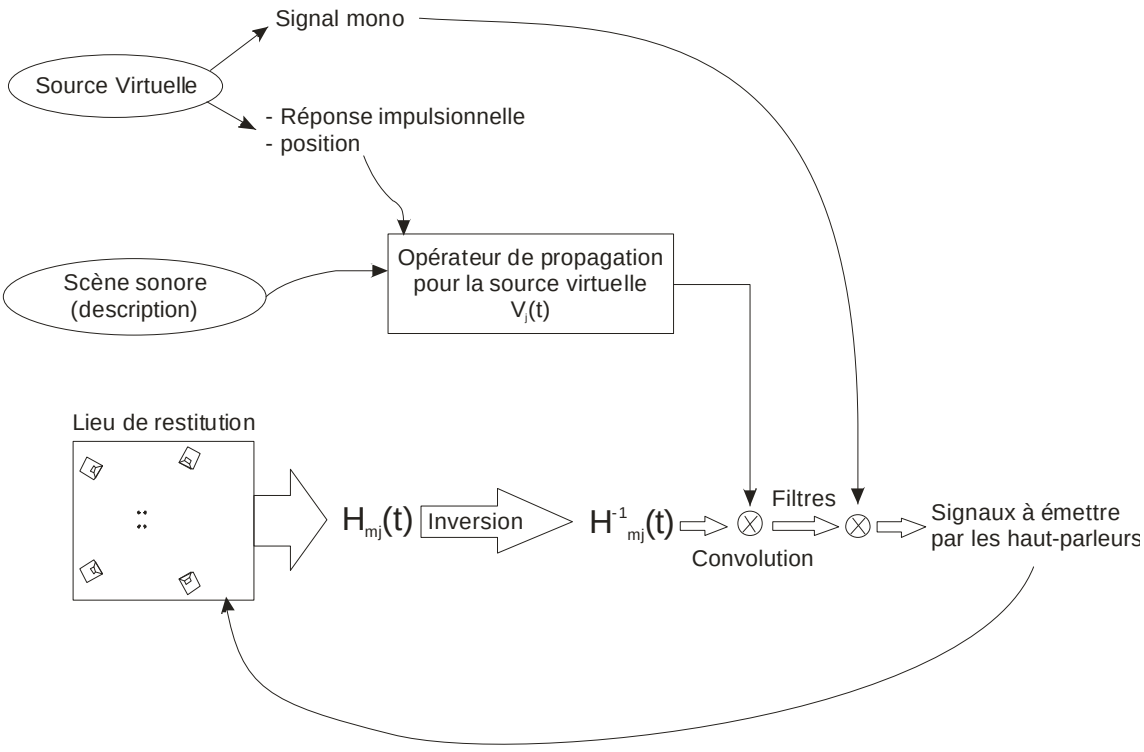


Figure IV-5 : Etapes de reconstitution du champ sonore

IV.C.2 Résultats obtenus

La caractérisation de la performance d'un système tel que celui décrit ci-dessus est une opération assez compliquée. En effet, il est relativement simple d'obtenir des mesures

[27] Bien que dans le cadre d'acoustique 'virtuelle', on pense tout d'abord à des techniques de simulation, rien n'empêche d'obtenir cet opérateur de propagation par mesure, du moment

objectives des résultats obtenus, mais dans le cadre d'un système destiné à une utilisation par l'homme, ceci est insuffisant, puisque la corrélation entre les mesures et la perception que peut avoir l'utilisateur n'est pas toujours présente.

Avant d'obtenir une mesure quantitative de la perception de direction par les utilisateurs, la première étape est de vérifier par mesure la concordance entre le champ souhaité sur les points de contrôle et celui obtenu. Pour cela, on choisit une source virtuelle située à même hauteur que l'ensemble des microphones et des haut-parleurs (à élévation nulle), et décalée de 45° à gauche par rapport à l'axe de notre expérience (soit un azimut de –45°). Dans cette situation, on peut tout d'abord vérifier que le champ recréé sur les point de contrôle correspond bien au gabarit initial, avec des performances similaires à celles présentées au cours du chapitre II : le niveau des lobes secondaires temporel est typiquement de l'ordre de –40 dB.

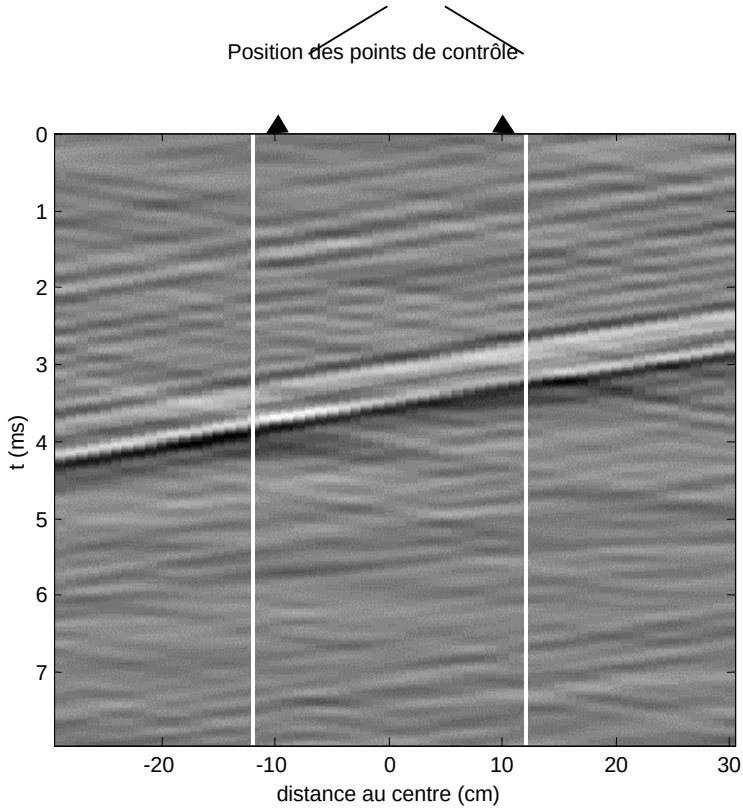


Figure IV-6 Champ obtenu (B-Scan) autour des microphones

que l'acquisition est faite avec des position relatives identiques pour les 4 microphones.

De plus, comme on peut le constater sur la Figure IV-6, Le fait de forcer le champ sur les quatre points de contrôle est suffisant pour obtenir un front d'onde correspondant à la source virtuelle sur une zone relativement large. Ce résultat n'est pas étonnant, dans la mesure où la diffraction impose un nombre de degrés de liberté limités dans le milieu ; de ce fait, l'échantillonnage spatial choisit, correspondant à un écart de 23 cm entre les microphones est suffisant pour représenter le champ correctement.

La deuxième étape de validation expérimentale de ce système a pour but de vérifier que les champs obtenus permettent réellement de donner la perception d'un source virtuelle. Pour cela, nous mettons en œuvre une expérience basée sur la perception que peut avoir une personne utilisant notre système. Le protocole expérimental est le suivant :

- Une banque de signaux à émettre est constituée avec la méthode décrite plus haut. Ceux-ci correspondent à différentes positions d'une source unique, placée à élévation nulle par rapport à l'utilisateur, à une distance de 5 mètres, et prenant un ensemble de valeurs d'azimut permettant de la faire tourner autour de l'auditeur. La valeur d'azimut est échantillonnée avec un pas de 22.5°, ce qui donne une banque de signaux correspondant à 16 directions différentes de la source sonore.
- Un auditeur est placé dans la zone où le champ est contrôlé, et écoute les champs calculés précédemment, émis de façon aléatoire. Pour chaque émission, le sujet doit déterminer la direction dans laquelle il estime que la source est située ; pour cela, il a le droit de bouger la tête, en particulier de la tourner pour lever une ambiguïté de type avant/arrière.
- Cette dernière opération est répétée pour 16 utilisateurs, afin d'observer les sensibilités individuelles.

Les résultats obtenus ainsi sont présentés sur la Figure IV-8, et montrent le bon fonctionnement d'ensemble de notre technique : les utilisateurs réussissent bien à localiser la direction dans laquelle est la source, avec quelques cas de confusion, en particulier entre une source localisée à l'avant et son symétrique situé à l'arrière de la tête (ce qui correspond aux deux droites en pointillés sur la figure).

Il faut noter à ce stade qu'un des facteurs influençant beaucoup la qualité du résultat présenté est l'expérience que peut avoir l'utilisateur en la matière : certaines personnes ont des difficultés à localiser une source sonore, y compris lorsque celle-ci est réelle, comme le montre les mesures effectuées par Kahana et al. (Figure IV-7)avec des hauts parleurs situés tout autour de l'utilisateur.

Nous n'avons pas eu la possibilité de mettre en œuvre l'expérience symétrique de la nôtre utilisant des sources réelle, puisque celle-ci aurait nécessité l'utilisation d'un pièce anéchoïque. Par contre, la Figure IV-9 montre que les meilleurs utilisateurs du système sont capables d'identifier, pratiquement sans faute, les directions de provenance du son.

En conclusion, cette expérience nous a permis de valider notre concept de recréation d'un champ sonore dans une zone donnée, sans information a priori sur l'utilisateur, pour pouvoir rendre une scène sonore au moins bidimensionnelle, dans le plan constitué par les haut-parleurs et l'ensemble des microphones. Les premiers résultats expérimentaux, lorsqu'ils sont comparés à ceux obtenus avec la technique proposée par Nelson et Kirkeby (Figure IV-7), montrent même une amélioration significative des performances, en particulier sur le point toujours délicat de la discrimination avant-arrière.

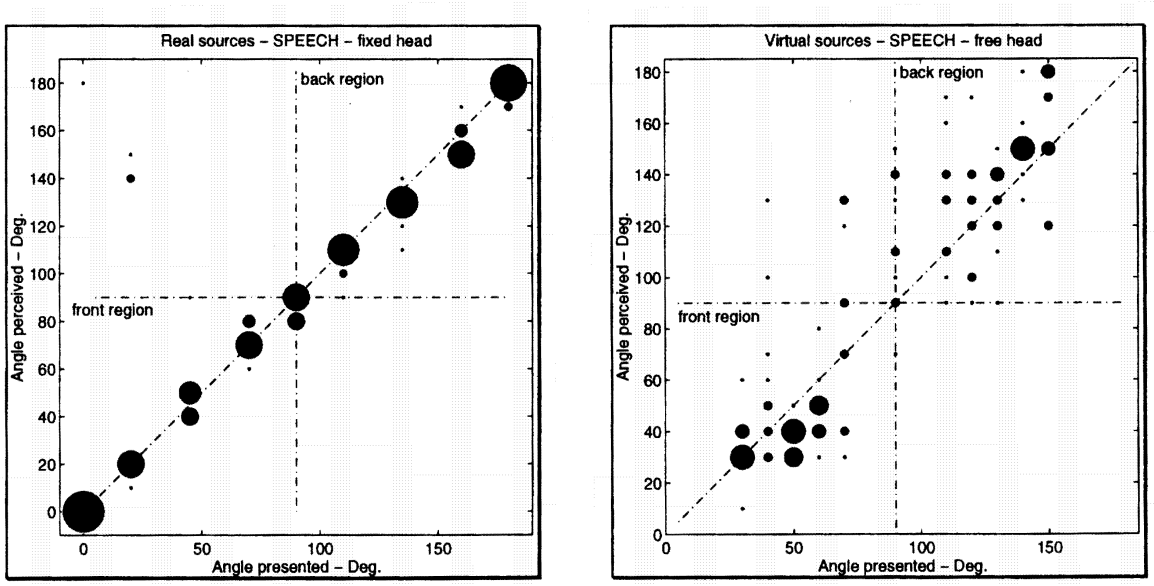


Figure IV-7 : Résultats obtenus par Kahana et al. [6] pour des sources réelles et pour leur système de reproduction

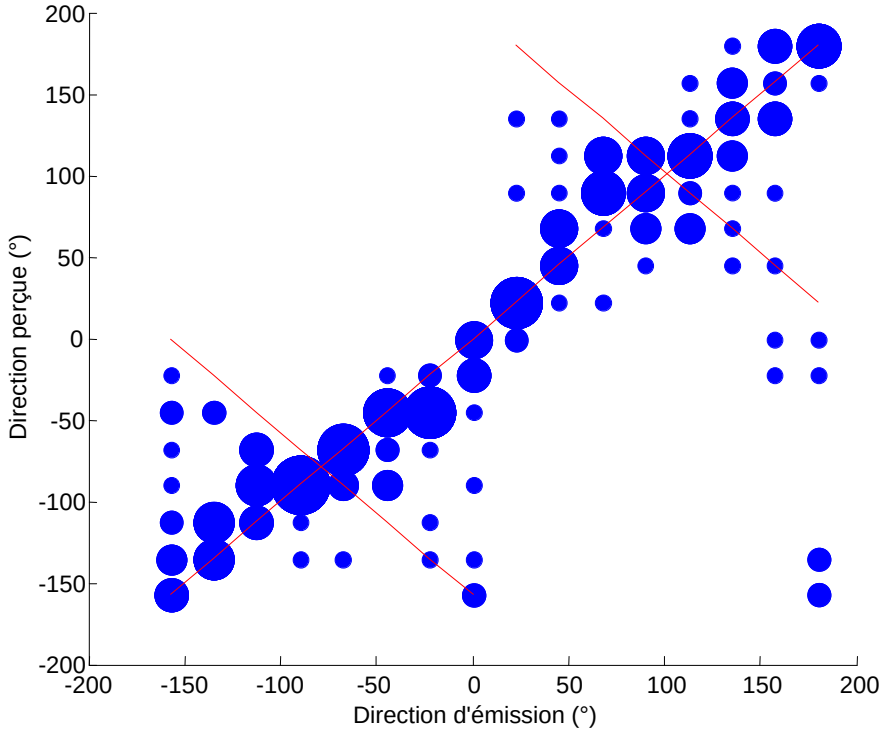


Figure IV-8 : Comparaison entre azimut d'émission et azimut perçu pour l'ensemble des 16 sujets. Le diamètre des disques est proportionnel au nombre de perceptions.

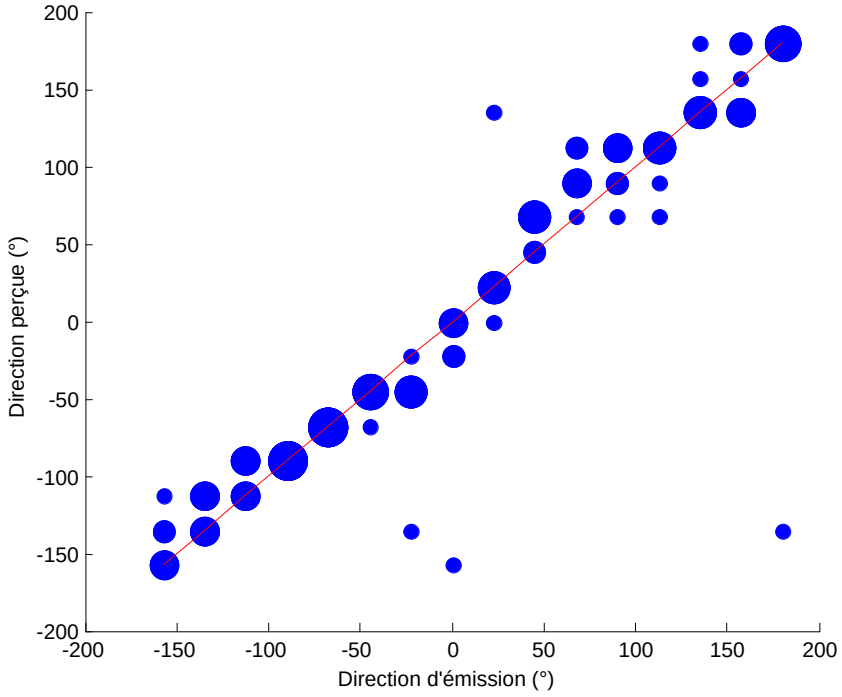


Figure IV-9 : Comparaison entre azimut d'émission et azimut perçu pour les 5 meilleurs sujets

IV.D Perspectives

Comme nous venons de le voir, une technique de synthèse du champ sonore par filtrage inverse permet à un auditeur de localiser une source virtuelle émettant quelque part autour de sa tête avec une bonne précision, au moins en azimut. A partir de ce point, le chemin à parcourir est encore long avant de pouvoir disposer d'un système capable de rendre complètement une scène sonore.

Tout d'abord, nous nous sommes placés dans une pièce réverbérante, afin de montrer que nos techniques étaient capable de donner une sensation de localisation sonore en s'affranchissant complètement du milieu où se produit effectivement la propagation. Le fait de pouvoir placer une source virtuelle dans le plan des haut-parleurs est une première étape, mais nous savons, après les résultats présentés dans les deux premiers chapitres, que le fait de travailler en environnement réverbérant devrait nous permettre de faire mieux : nous avons montré qu'il existe des degrés de libertés également sur l'axe vertical, du fait des réflexions sur le sol ou le plafond. Notre technique devrait donc nous permettre de créer des champ sonores correspondants à des sources virtuelles localisées en dehors du plan des haut-parleurs d'émission ; ceci nous permettrait alors de recréer la totalité d'un scène sonore avec un système de petites dimensions, puisque constitué d'un minimum d'émetteurs.

Un deuxième axe de recherche, en vue d'une application pratique est de réfléchir au problème posé par la zone dans laquelle la recréation du champ est valable : il est impensable de mesurer les opérateurs de propagation pour un très grand nombre de zones, mais des techniques telles que la quantification vectorielle [9], ou des méthodes polaires [10] devraient permettre de réduire la quantité de données à obtenir pour couvrir une zone utile d'une pièce.

Enfin, de nombreux progrès restent à faire sur la qualité du signal retransmis, qui dans l'état actuel des expériences, est assez fortement bruité. Ceci passe avant par l'obtention de l'opérateur de propagation avec une plus grande dynamique.

IV.E Bibliographie

[1] R. Koenen, 'Overview of the MPEG-4 Standard', ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 N4030, mar 2001. (Disponible sur le Site du Moving Picture Experts Group : http://www.cselt.it/mpeg/)

[2] J.-M. Jot, O. Warusfel. 'Le Spatialisateur', *Actes du Colloque "Le son & l'Espace"*. Rencontres Musicales Pluridisciplinaires Informatique et Musique. GRAME - Musiques en scène. Lyon, 1995

[3] P.B. Fellgett 'Ambisonic Reproduction of Directionality in Surround Sound Systems' *Nature*, **252,** pp 534 – 538, Dec. 13, 1974.

[4] M. Emerit, J. Martin, E. Dudouet, 'Head related transfer functions and high-order statistics', *Proc 15th International Conf. On Acoustics*, Trondheim, 1995

[5] A.J. Berkhout, D. de Vries, and P. Vogel, 'Acoustic control by wave field synthesis', *J. Acous. Soc. Am*. **93**(5) pp. 2764-2778, may 1993

[6] Y. Kahana, P.A. Nelson, O. Kirkeby and H. Hamada, " A multiple microphone recording technique for the generation of virtual acoustic images", *J. Acous. Soc. Am.*, **105**(3), 1503-1516, Mar 1999.

[7] P.A. Nelson, O. Kirkeby, T. Takeuchi, and H. Hamada, „Sound fields for the produciton of virtual acoustic images", *J. Sound. Vib.*, **204**(2), pp 386-396, 1997

[8] D.H. Cooper and J. Bauck, „Prospects for transaural recordings", *J. Audio Eng. Soc.*, **37**, pp 3-19, 1989

[9] J.N. Mourjopoulos, ‚Digital equalization of room acoustics', *J. Audio Eng. Soc.*, **42**(11),pp 884-900, nov 1994.

[10] Y. Haneda, S. Makino, and Y. Kaneda, ‚Common acoustical pole and zero modeling of room transfer functions', *IEEE Trans. Speech Audio Proc.*, **2**, pp. 320-328, apr 1994.

Conclusion

Une grande partie de l'effort de recherche du laboratoire ondes et acoustique porte sur les techniques permettant de focaliser l'énergie ultrasonore dans des milieux complexes, pour des besoins d'imagerie ou de traitement médical. Le travail présenté ici s'inscrit dans ce cadre, tout en proposant une extension de l'utilisation de ces techniques vers le domaine de la transmission d'information.

Le fait que l'on veuille transmettre un message tout en réalisant une focalisation implique une influence réciproque de ces deux contraintes sur le résultat final : nous avons pu montrer en particulier que la focalisation est d'autant meilleure que le nombre de grains fréquentiels utilisés pour l'obtenir est grand. Inversement, nous avons pu voir le lien entre la capacité de transfert d'information et la qualité de focalisation, en terme de nombre de degrés de liberté.

Ce résultat, détaillé dans les trois premiers chapitres, permet d'envisager de nombreuses applications à des techniques comme le retournement temporel ou le filtre inverse. Ces applications ont été évoquées, qu'il s'agisse de spatialisation sonore ou de communication numériques dans les villes ou dans un cadre sous-marin, mais cette liste n'est pas exhaustive.

Quoiqu'il en soit, le domaine des applications des techniques de contrôle du son en espace réverbérant reste un sujet de recherche très ouvert : cette thèse ne fait que présenter des résultats préliminaires montrant simplement l'intérêt de telles techniques. Les deux applications proposées au cours des derniers chapitres méritent toutes deux une étude bien plus exhaustive que celle menée ici, vu les possibilités que celles-ci semblent offrir dans leurs domaines respectifs.

Annexes

Annexe A : Dispositif utilisé pour l'obtention des réponses impulsionelles en champ libre

Pour pouvoir caractériser complètement les techniques de filtrage inverse et de retournement temporel, il est nécessaire de posséder des informations fiables sur la chaîne de mesure utilisée. Pour cela, un des hauts parleurs utilisés , ainsi qu'un microphone tel que ceux utilisés pour nos mesures ont été testés dans la chambre sourde de l'IRCAM. Le dispositif de mesure est représenté sur la Figure IV.E-1, et a pour but d'obtenir les caractéristiques du haut parleur Audax TW34H utilisé, à la fois en bande passante et en directivité.

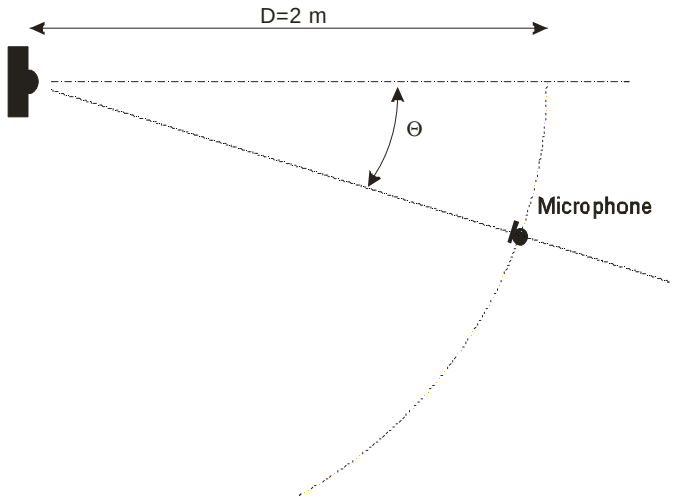


Figure IV.E-1 : Configuration utilisée pour l'acquisition ; le microphone parcourt le quart de cercle pour 0<q<90°.

Comme le haut-parleur utilisé est de type mid-tweeter, avec une bande passante comprise entre 500 Hz et 20 kHz, un filtre passif est inséré entre l'amplificateur et la bobine du haut-parleur. Ceci permet de protéger la bobine contre les fréquences trop basse, et de corriger en partie le pic de résonance du haut-parleur. On choisit pour cela un filtre CLC, ayant la réponse fréquentielle représentée sur la Figure IV.E-2.

Pour obtenir les caractéristiques à la fois en terme de directivité et de réponse fréquentielle du haut-parleur, la réponse impulsionnelle de celui-ci est mesurée à une distance de deux mètres, pour l'ensemble d'un quart de cercle avec un pas de 2,5° entre chaque mesure. Pour limiter au maximum le bruit de mesure tout en couvrant de façon uniforme le spectre, les réponses impulsionnelles sont obtenues par émission de séquences pseudo-aléatoire préalablement calculées avec une technique itérative permettant d'assurer un contenu spectral uniforme[28].

Les résultats obtenus par cette technique sont présentés sur les figures A-3 et A-4, et permettent de comprendre le choix d'un haut-parleur de type mid-tweeter : la bande passante est située haut en fréquence, mais est relativement uniforme de 700 Hz jusqu'à 10 kHz. De plus, ce haut-parleur monopolaire est en pratique assimilable à un piston plan de diamètre 3,4 cm ; ce qui garantit une répartition quasi omnidirectionnelle de l'énergie jusqu'à 5 kHz.

Ces deux caractéristiques sont importantes pour pouvoir profiter au maximum des avantages du retournement temporel ou du filtrage inverse. La bande passante étendue permet de vérifier le fonctionnement des algorithme sur un spectre large, et la bonne omnidirectionnalité du haut-parleur permettra de profiter au maximum des phénomènes de réflexion sur les parois permettant d'améliorer la qualité de focalisation.

[28] J. Pumplin, 'Low-Noise Noise', *J. Acous. Soc. Am.*, **78**(1), pp. 100-104, jul. 1985.

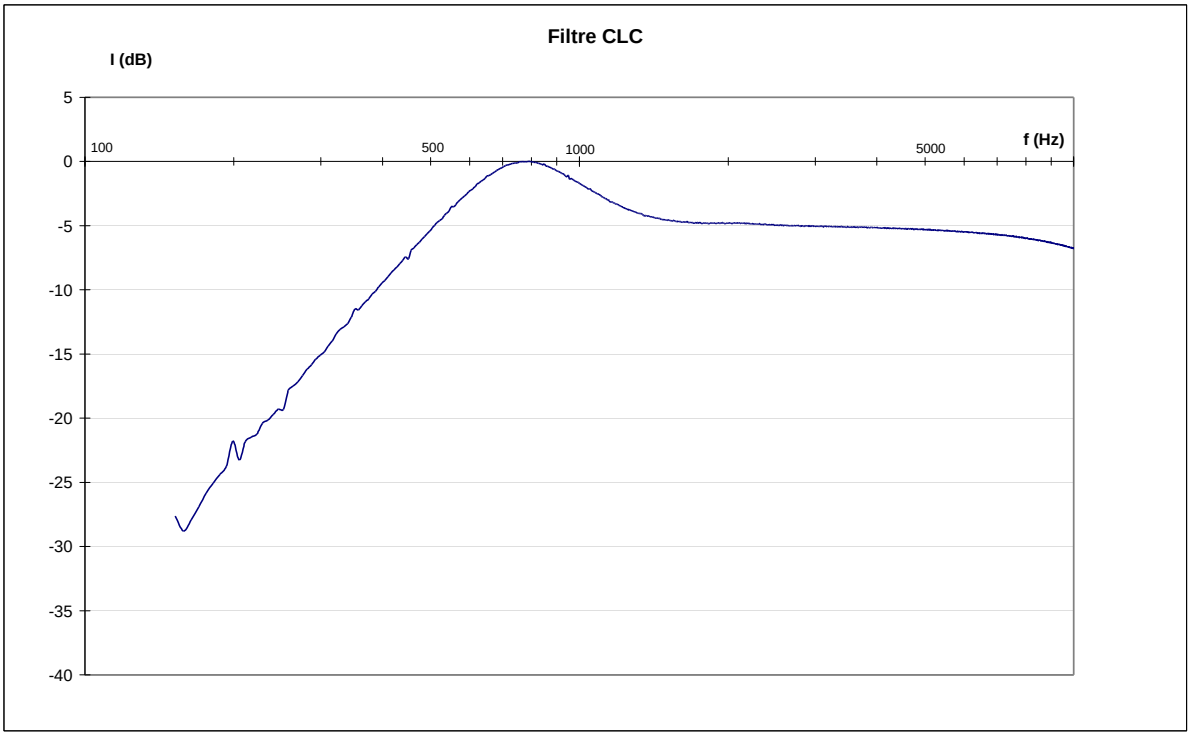


Figure IV.E-2 : Fonction de transfert du filtre inséré entre l'amplificateur et le haut-parleur.

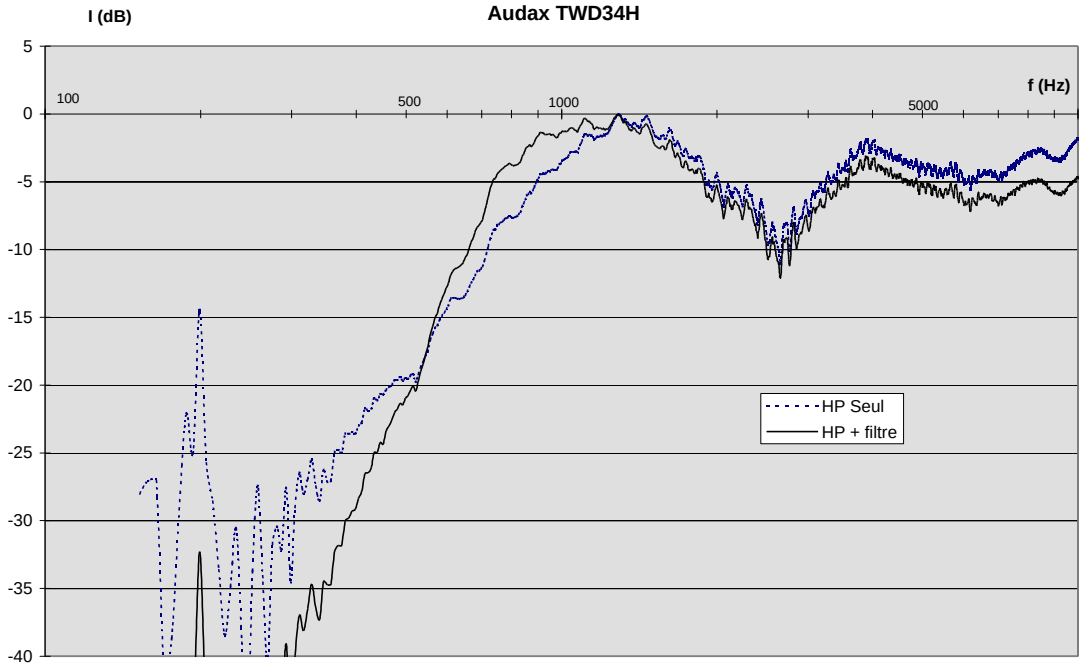


Figure IV.E-3 : Fonction de transfert du Haut-parleur mesurée dans l'axe ; l'introduction du filtre permet d'élargir la bande passante vers les basses fréquences

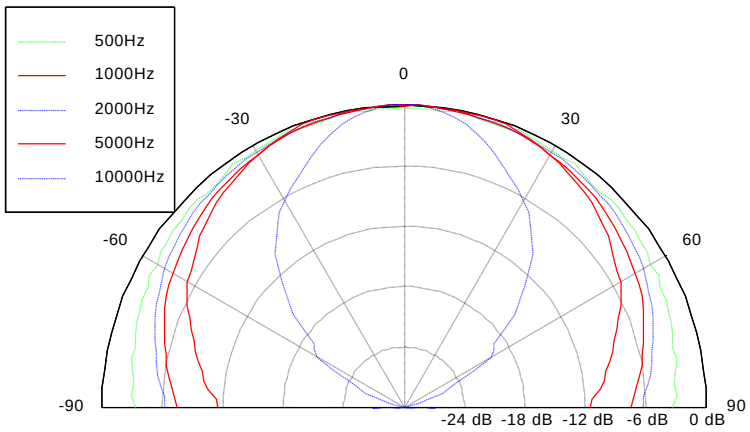


Figure IV.E-4 : Diagrammes de directivité pour différentes fréquences.

Annexe B : Notions de base sur les communications numériques

Sans avoir l'ambition d'écrire ici un cours sur les communications numériques, il nous a semblé nécessaire, de rappeler quelques notions élémentaires concernant les techniques de transmission de l'information, afin de fixer le langage et les méthodes utilisés dans le chapitre 3. Les points abordés dans cette annexe viennent directement des livres de J.G. Proakis [26], et de J. Oswald [27], le lecteur est donc invité à s'y reporter pour plus de détails.

D'une façon très générale, un système de communication numérique monovoie correspond au schéma de la Figure B-1. La source d'information à l'entrée du système peut être aussi bien analogique que numérique. De façon à optimiser l'utilisation du système, la première étape par laquelle passe le signal est une étape de *codage de la source* : c'est au cours de cette phase que le signal est mis sous forme numérique si nécessaire et que le flux d'information est modifié de façon à éviter toute redondance dans la séquence binaire à émettre. Pour cette raison, cette phase de codage est également dénommée phase de *compression des données*. La séquence de bits obtenus ainsi est appelée *séquence d'information*.

Cette séquence d'information est ensuite passée au *codeur canal,* qui a plusieurs buts :

- Ajouter une certaine quantité de redondance dans la séquence afin de pouvoir compenser les erreurs introduites par la transmission (codage par parité, etc…).
- Introduire différentes informations permettant par exemple l'alignement des séquences (introduction de bit de démarrage et d'arrêt), ou la détection de caractéristiques du milieu de propagation (séquence d'apprentissage).

La nouvelle séquence binaire ainsi obtenue est ensuite passée au modulateur, dont le but principal est la transformation de l'information binaire en une suite de signaux transmissibles. La complexité de la modulation est mesurée par le nombre de signaux différents disponibles pour chaque cycle de modulation, et donc par le nombre *b* de bits codés à chaque symbole. Si

le taux de transfert binaire (bitrate) vaut R bit.s^{-1}, on peut alors définir une vitesse de transfert des symboles égale à *R/b.* On parle alors de modulation *M-aire,* où $M = 2^b$ est le nombre de symboles disponibles. Le cas le plus simple est celui de la modulation binaire (b=1, M=2), où le bitrate et la vitesse de modulation sont égaux.

L'étape de *transmission* correspond à la phase de propagation ou de stockage des signaux préalablement modulés, dans un milieu donné. Il peut s'agir dans les cas qui vont nous intéresser plus particulièrement d'un milieu où les ondes sonores ou électromagnétiques vont se propager, mais dans le cas plus général de la théorie des communications, il peut également s'agir d'une ligne filaire, d'une fibre optique, ou d'un support de stockage comme une bande magnétique ou un disque optique. Au sens de la théorie de l'information, ce milieu est fréquemment dénommé *'canal',* et ses caractéristiques permettent à elles seules de définir la capacité d'un système à transmettre l'information.

Quoi qu'il en soit, le milieu physique a pour propriété principal d'introduire de la distorsion dans le signal modulé : bruit introduit par l'électronique d'émission et de mesure, atténuation au cours du trajet correspondent au cas le plus simple, modélisé par l'ajout d'un bruit blanc gaussien au signal émis. Si cette situation est parfaitement connue, elle ne traduit généralement pas la réalité d'un canal de transmission ; en particulier, une grande partie de cette étude sera consacrée à l'étude de la communication au travers de canaux réverbérants avec la plupart du temps une atténuation non uniforme sur la bande de fréquence considérée. Ces canaux, généralement appelés canaux '*Multipaths*' correspondent par exemple au conditions de propagation radioélectrique dans une ville, où les façades des immeubles réfléchissent les ondes, ou aux conditions de propagation acoustique par petits fonds dans l'océan. Une des principales caractéristiques de ce genre de canal est d'introduire des problèmes d'interférences entre les symboles transmis, que l'on nommera par l'acronyme anglais ISI (Inter-Symbol Interference).

Après réception des signaux, le *démodulateur* a pour rôle de transformer les symboles dégradés par la propagation dans le milieu en une séquence correspondant à la meilleure estimation de la séquence binaire transmise. Cette séquence est ensuite utilisée par le décodeur de canal afin d'obtenir une estimation de la *séquence d'information* initialement introduite dans le codeur canal. L'efficacité de la transmission numérique peut être mesurée à ce stade par comparaison des séquences d'information transmises et estimées, en regardant la fréquence des erreurs sur la séquence binaire. Cette fréquence est le taux d'erreur binaire, ou BER (*Bit Error Rate*). Ce BER dépend de nombreux facteurs : type de modulation utilisée, caractéristiques du milieu de transmission, puissance disponible, techniques de codages, etc…

Enfin, une dernière étape de décodage de la source peut exister dans un certain nombre de cas (en particulier lorsqu'on souhaite transmettre une information analogique, ou lorsqu'une méthode de compression a été appliquée aux flux de données).

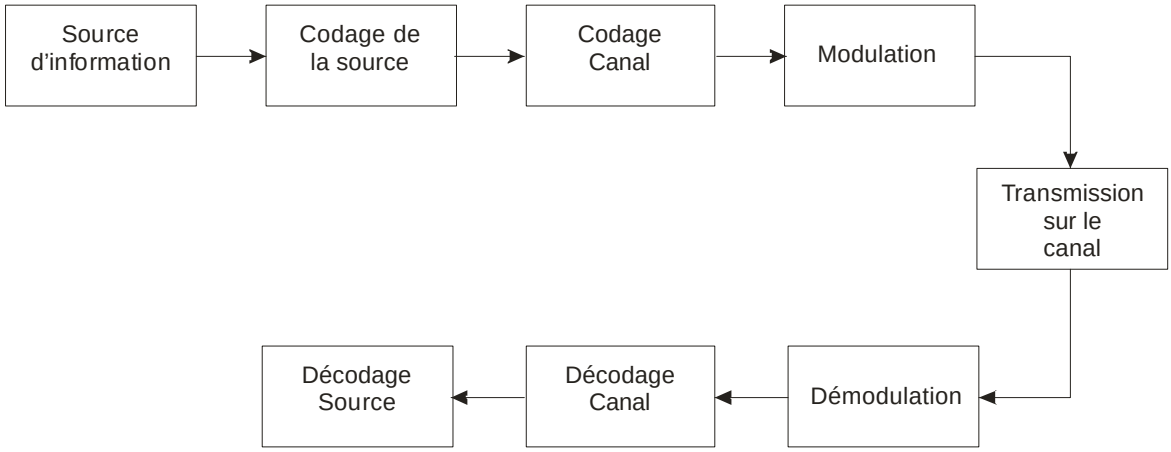


Figure B-1 : Eléments de base d'un système de communication numérique

Dans le cadre du sujet qui nous intéresse, l'étude se limitera à l'ensemble de transmission , c'est à dire à la chaîne Codeur canal – Modulateur – Canal – Démodulateur – Décodeur canal. De ce fait, nous ferons toujours l'hypothèse que la séquence d'information binaire fournie à notre système possède une distribution uniforme, à savoir que la probabilité d'obtenir un 0 ou un 1 est la même, égale à 0.5.

1. Systèmes et signaux utilisés en communication numérique

L'un des avantages des communications numériques est de donner un maximum de liberté au concepteur quant à la forme des signaux utilisés et à la répartition spectrale de l'information transmise. L'existence de nombreuses techniques de modulation permet à la fois de choisir la répartition spectrale du signal à émettre, de s'adapter au bruit présent sur le canal, et d'obtenir des systèmes robustes dans des cas délicats, comme par exemple lorsque l'émetteur ou le récepteur se déplace.

L'étape de modulation consiste à associer un symbole S_m à une forme d'onde donnée $s_m(t)$. Dans le cas d'une modulation linéaire, on peut décomposer chacun des $s_m(t)$ sur un ensemble

de fonctions orthogonales. On appelle espace signal l'espace vectoriel correspondant à cette décomposition, et constellation l'ensemble des points parcourus par les projections des différentes valeurs de $s_m(t)$ sur cet espace.

1.1. Techniques de modulation

1.1.1. Modulation QAM

La plus simple des méthodes utilisables pour moduler un signal numérique consiste à coder chaque symbole dans l'espace de Fresnel associé à la fréquence de la porteuse f_c. Dans ce cas, la base de fonctions orthogonales permettant d'écrire l'ensemble des formes d'onde $s_m(t)$ se met sous la forme des deux fonctions :

$$\begin{cases} f_1(t) = \sqrt{2/T}\cos 2p\ f_c t \\ f_2(t) = \sqrt{2/T}\sin 2p\ f_c t \end{cases} \quad \text{(B.1)}$$

Sur cette base, le codage peut se faire à la fois sur la phase et sur l'amplitude, d'où le nom générique donné à ces techniques de **QAM** pour *Quadrature Amplitude Modulation*. D'une façon générale, les formes d'onde peuvent être mises sous la forme

$$s_m(t) = \mathrm{Re}\left[X_m g(t) e^{j 2p\ f_c t} \right] \quad \text{(B.2)}$$

Où g(t) est une fonction définie sur [0,T] permettant de jouer sur le spectre du signal transmis, et X_m un nombre complexe. Suivant la complexité da la constellation utilisée, on distingue plusieurs cas particuliers :

- Si tous les X_m sont réels, avec par exemple X_m=(2*m*-1-M)*d*, (*d* est un réel positif quelconque, M.*d* est l'énergie maximale émise), la modulation porte simplement sur l'amplitude (PAM, *Pulse Amplitude Modulation*)
- Si les X_m sont situés sur le cercle unité, la modulation porte sur la phase, on parle alors de PSK (*Phase-Shift Keying*)
- Dans un cas plus général, les X_m sont le plus souvent répartis sur une grille rectangulaire, comme on peut le voir Figure B-2

L'ensemble des constellations de type QAM constitue un cas d'école intéressant : En effet, sans dévoiler le problème posé par la détection, on voit immédiatement que dans le cas d'un canal parfait, on a intérêt à complexifier la constellation à l'infini pour transmettre beaucoup plus d'information dans la même bande passante. Dans une situation réelle, par contre, le bruit

introduit par le canal provoquera d'autant plus d'erreurs de détection que la modulation est complexe.

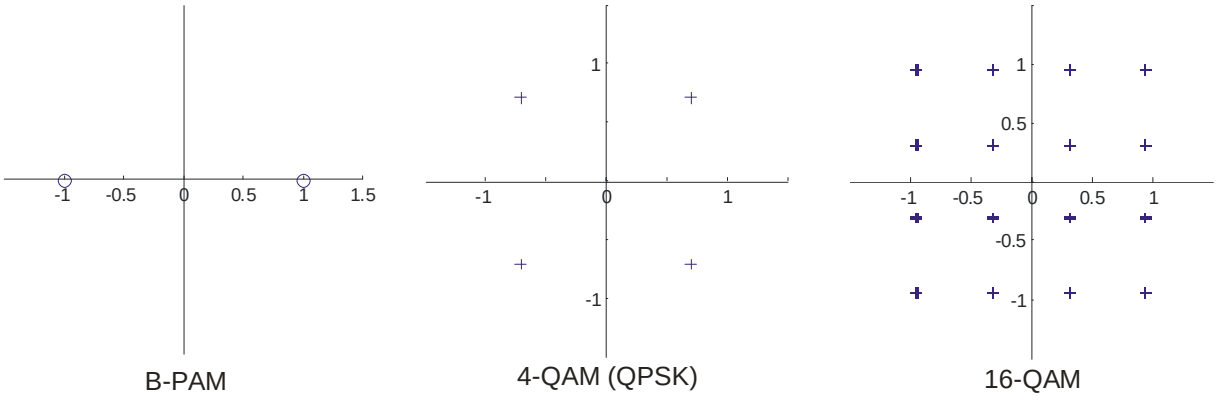


Figure B-2 : Quelques constellations QAM classiques, normalisées en énergie moyenne par symbole.

1.1.2. Signaux multidimensionnels

Comme on vient de le voir, le fait de moduler la phase et l'amplitude du signal par une information numérique correspond à un espace signal à deux dimensions. Si on le souhaite, il est possible de construire des espaces signal sur un plus grand nombre de dimensions. Pour cela, il faut utiliser de façon adéquate le domaine fréquentiel ou le domaine temporel :

- Dans le domaine temporel, on peut diviser la période nécessaire à transmettre un symbole T en N slots temporels séparés, de longueur unitaire $T_1=T/N$. Chaque slot est alors utilisé pour transmettre un signal unidimensionnel (équivalent à un signal PAM).
- De façon symétrique, on peut découper la bande de fréquences utilisée Δf en N 'slots' de largeur unitaire $\Delta f / N$. Chaque slot ainsi créé peut être utilisé pour transmettre un signal uni- ou bi-dimensionnel de type QAM. Bien entendu, la largeur $\Delta f / N$ doit être choisie de façon à limiter au maximum les phénomène d'interférence entre les différents slots.
- Plus généralement, les deux techniques peuvent être mélangées pour créer un ensemble de slots temps-fréquence.

Ce formalisme est utilisé pour représenter des techniques de modulation adaptées à des transmissions sur des canaux très bruités (par étalement de l'information sur une plus grande

bande de fréquence) ; il est également utilisé pour décrire les mécanismes de multiplexage décris plus loin (TDMA, FDMA, CDMA).

Notre but ici n'est pas de faire une énumération exhaustive des techniques de modulation existantes. Les techniques linéaires décrites ci-dessus ont l'avantage d'être très simples à mettre en œuvre, et seront pour cette raison utilisées dans la partie pratique de cette étude. Le principal défaut de ces techniques est leur faible efficacité spectrale : les lobes secondaires liés à la modulation ont en général des niveaux relativement élevés. Dans un grand nombre d'utilisation pratiques, il est plutôt fait appel à des techniques non linéaires, surtout lorsque la bande passante disponible est restreinte. La Figure B-3 donne une illustration de ces propos, en comparant le spectre obtenu par une modulation de type QAM, et celui correspondant à la modulation utilisée sur les téléphones GSM

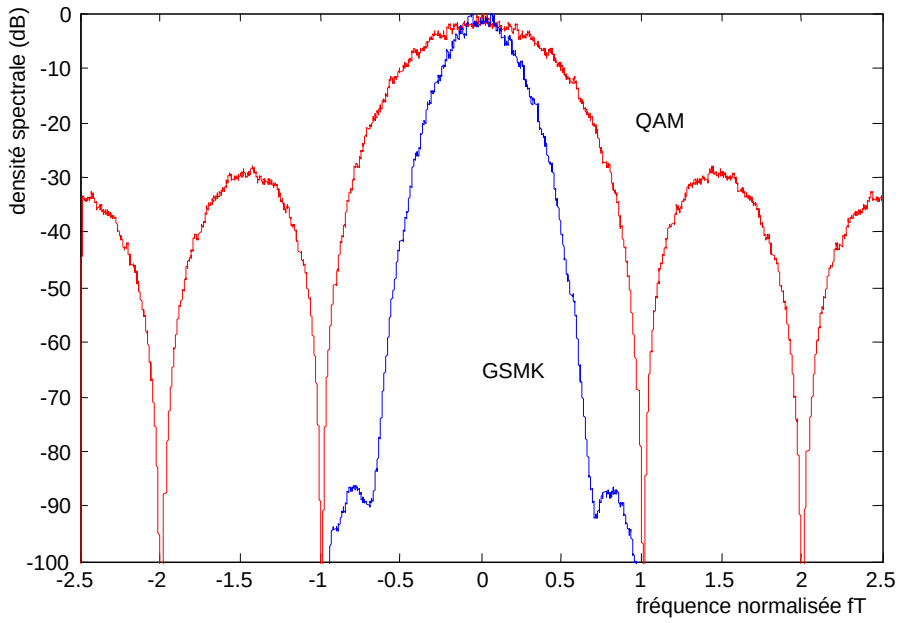


Figure B-3 : Comparaison des spectres des signaux émis, pour une modulation BPSK et pour une modulation de type GSM européen (GMSK) ; pour un même taux de transfert.

1.2. Réception et détection des signaux pour un canal AWGN

Après passage au travers du canal de transmission, l'un des principaux problèmes posé par la transmission d'information numérique est d'estimer de la façon la plus fiable possible le

message transmis à partir du signal reçu. Pour obtenir un taux d'erreurs le plus faible possible, le récepteur utilisé doit être adapté aux caractéristiques du canal de transmission. Nous aborderons simplement ici le cas du modèle de canal le plus simple, correspondant à l'addition d'un bruit blanc gaussien au signal transmis (canal AWGN, *Additive White Gaussian Noise*) ; le signal reçu s'écrit sous la forme :

$$r(t) = s_m(t) + n(t) \tag{B.3}$$

Où *n(t)* représente une réalisation du bruit blanc gaussien, possédant une densité spectrale de puissance $\Phi_{nn}(f) = {}^{1}\!/_{2}\, N_0 \;\; W/Hz$; et $s_m(t)$ le signal modulé émis. Le récepteur utilisé est séparé en deux parties : le démodulateur, chargé de transformer *r(t)* en un vecteur $\mathbf{r} = [r_1 \ldots r_M]$, de même dimension M que le signal émis[29] ; ce vecteur est ensuite passé au détecteur, charger de décider quel symbole a été transmis à partir de la connaissance de **r**.

1.2.1. Récepteurs utilisés pour une modulation linéaire

A partir du vecteur **r** correspondant au signal démodulé, on cherche à obtenir une décision la plus exacte possible quant au signal transmis. La conception de ce détecteur optimal peut être complexe suivant le type de modulation et les conditions de propagation. En revanche, le critère de décision est toujours le même : il s'agit de calculer, pour un vecteur reçu **r**, l'ensemble des probabilités conditionnelles :

$$P(\mathbf{s}_m | \mathbf{r}) \qquad m = 1,..., M \tag{B.4}$$

Soit la probabilité que le symbole $\mathbf{s_m}$ ait été émis, lorsque l'on connaît la valeur de **r** . La meilleure estimation du symbole émis correspondant alors à la probabilité de valeur maximum parmi celles calculées[30]. Si dans un cas général, ce critère de décision est difficile à implémenter, le cas de la propagation sur un canal AWGN permet une écriture beaucoup plus simple (Le détail de la passage de la relation (B.4) à la relation (B.5) est un calcul classique en communications numériques, que l'on retrouve par exemple chez Proakis [26], p.242) :

$$P(\mathbf{s}_m | \mathbf{r}) = \frac{1}{(p\, N_0)^{N/2}} \exp\left[-\sum_{k=1}^{N} \frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0} \right] \;\; m = 1,..., M \tag{B.5}$$

[29] L'opération de démodulation consiste à projeter le signal reçu sur la base des formes d'onde ayant servi à la modulation. Cette projection peut par exemple être obtenue par corrélation avec les formes d'onde, ou par filtrage adapté à chacune de ces formes.

Où N est la dimension des signaux utilisés, et les $\{s_{mk}\}$ représentent la projection des signaux émis sur chacune des formes d'onde constituant la base de l'espace signal. On voit immédiatement que la maximisation de ce critère correspond à la minimisation du terme $D(\mathbf{r},\mathbf{s_m}) = \sum_{k=1}^{N}(r_k - s_{mk})^2$, qui est la distance euclidienne entre le signal reçu et le signal émis dans l'espace signal ; dans le cas d'une modulation QAM, l'estimation du signal émis consistera donc simplement à choisir le point de la constellation le plus proche du signal reçu.

1.2.2. Performance des récepteurs

Pour pouvoir caractériser la capacité d'une technique à améliorer le canal de communication entre deux ou plusieurs points, une des données importantes est le rapport entre le nombre d'erreurs commises par l'ensemble émetteur-récepteur et le nombre total de bits transmis (BER). Le calcul analytique de cette valeur, dans le cas d'un canal AWGN, n'est pas toujours possible. Pour les méthodes de modulation les plus simples, toutefois, il est possible de calculer une limite supérieure à cette valeur, et la limite obtenue ainsi nous sera très utile pour l'interprétation des résultats expérimentaux obtenus.

Le calcul de cette probabilité d'erreur est relativement simple dans le cas des modulations linéaires, puisqu'il s'agit de calculer, pour chacun des symboles, la probabilité de fausse détection. Le signal reçu n'est perturbé que par un bruit blanc gaussien, il s'agit donc de majorer l'aire de la partie marginale de la distribution des valeurs mesurées. Le détail de ce type de calcul peut être retrouvé par exemple dans le livre de J.G. Proakis [26], ch. 5. Dans le cas d'une modulation de type *QAM*, la probabilité d'erreur par symbole[31] vérifie l'inégalité :

$$P_M < (M-1)Q\left(\frac{d_{\min}^{(e)\,2}}{2N_0}\right) \qquad \text{(B.6)}$$

Où $d_{\min}^{(e)}$ est la distance euclidienne minimale entre deux symboles, et N_0 la variance du bruit. La fonction *Q*, définie par la relation :

---

[30] Ce critère est dénommé *Maximum a Posteriori* (MAP)

[31] On passe de la probabilité d'erreur par symbole P_M à la probabilité d'erreur par bit P_b en écrivant, dans le cas où toutes les erreurs sur les symboles sont équiprobables, qu'il existe $\binom{k}{n}$ possibilités que *n* bits sur les *k* composant un symbole soient faux, ce qui donne la relation $P_b = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_M$

$$Q(t) = \int_t^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2p}} e^{-x^2/2} dx \qquad \text{(B.7)}$$

correspond bien à l'aire marginale d'une distribution gaussienne. Le cas de l'utilisation d'une constellation rectangulaire permet d'obtenir l'expression suivante, plus directement utilisable :

$$P_M \leq 4Q\left(\sqrt{\frac{3ke_{bav}}{(M-1)N_0}}\right) \qquad \text{(B.8)}$$

Où e_{bav}/N_0 est le rapport signal à bruit moyen par bit.

Un calcul similaire peut être mené pour des techniques de modulations plus complexes, comme une modulation non linéaire ou une modulation par signaux orthogonaux. Dans ce dernier cas, une limite supérieure de la probabilité d'erreur s'écrit sous la forme simple :

$$P_M \leq (M-1)Q\left(e_S/N_0\right) = (M-1)Q\left(\frac{ke_b}{N_0}\right) \qquad \text{(B.9)}$$

Les formules établies ci-dessus pour les différentes techniques de modulation vont nous permettre de comparer leur efficacité respective. En effet, pour effectuer cette comparaison, une bonne approche est d'étudier le débit R (en bit.s^{-1}) admissible pour chaque technique, et ceci pour une probabilité d'erreur donnée. L'efficacité de la technique va alors correspondre au niveau maximal de bruit acceptable permettant d'obtenir la probabilité d'erreur souhaitée.

Pour que cette comparaison ait un sens, il est également nécessaire de fixer la bande passante disponible pour la transmission du signal. Il est évident que dans le cas contraire, le débit maximal admissible est directement proportionnel à la largeur de la bande passante. On définit pour cela la largeur de bande *W* utilisée par le signal comme la largeur du lobe principal de modulation. Cette définition peut être reliée aux courbes présentées sur la Figure B-4, où l'on voit que suivant la technique de modulation et la forme d'onde choisie, l'énergie du signal est plus ou moins bien contenue dans cette largeur de bande. Une comparaison précise peut être établie pour des techniques ayant des contenus spectraux similaires, comme c'est le cas pour les modulations linéaires. Dans le cas d'une modulation *QAM*, *W* est directement relié à la période symbole T par la relation *W=1/T*. Une modulation par signaux orthogonaux conduit quant à elle à une relation *W=M/2T* du fait de la bande passante nécessaire à chaque composante.

La Figure B-4 permet de comparer les techniques décrites : Le débit d'information R/W en bit.s^{-1}.Hz^{-1} est l'unité naturelle traduisant la compacité d'une technique de modulation. Cette valeur, constante propre à chaque technique est mise en rapport avec le niveau de bruit nécessaire sur le canal pour obtenir un BER donné. Ce graphe permet donc d'observer les différents domaines d'application de chaque technique, en fonction de la bande passante disponible et du niveau de bruit du canal.

Deux grands domaines de fonctionnement apparaissent sur la Figure B-4 : les techniques de modulation de type QAM correspondent à des débits supérieurs ou égaux à la bande passante disponible ($R/W \geq 1$). Ce genre de modulation est optimal du point de vue du taux de transfert, mais nécessite un canal avec un bon rapport signal à bruit. L'autre situation correspond à des canaux où le rapport signal à bruit est faible, mais où une grande bande passante est disponible. Les deux systèmes de modulations décrits correspondent donc à des applications très différentes, et se complètent pour couvrir l'ensemble des situations rencontrées.

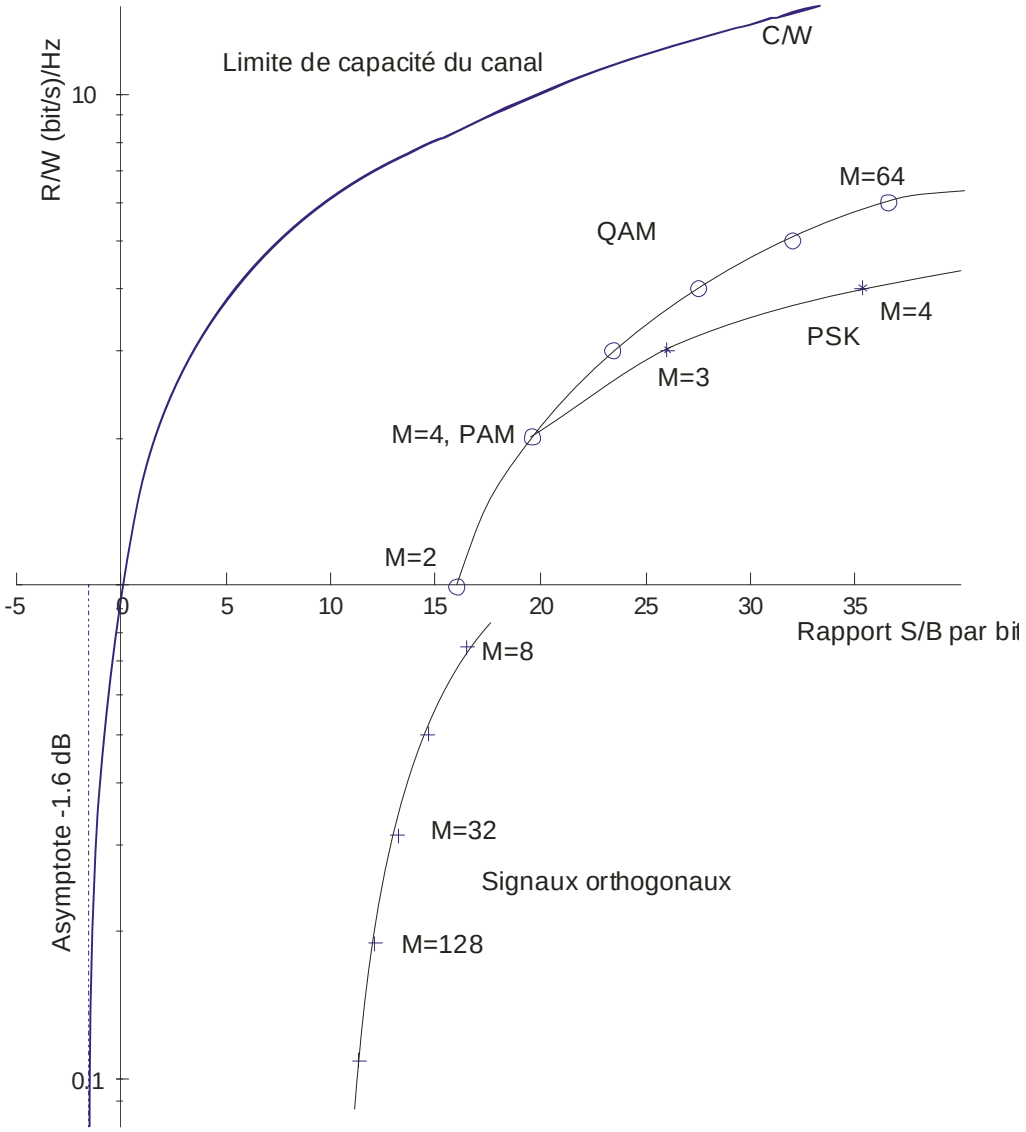


Figure B-4 : Comparaison des différentes techniques de modulation pour une probabilité d'erreur $P_b=10^{-5}$

2. Notion de capacité d'un canal

Le paragraphe précédent nous a permis d'observer qu'il était possible d'utiliser de manières très différentes un même canal de communication. Ceci nous incite à étudier plus précisément la notion de canal de communication, en s'intéressant plus particulièrement à la question suivante : quelle est la quantité maximale d'information qu'il est possible de transmettre dans un canal, et quels paramètres influent sur cette quantité maximale ?

Dans le cadre de cette étude, notre principal centre d'intérêt va être de décrire les canaux sur lesquels le fait d'introduire un système de focalisation par retournement temporel ou par

filtrage inverse peut présenter un intérêt, c'est-à-dire des canaux composés de plusieurs émetteurs et récepteurs placés dans un même milieu physique. Avant cela, ce paragraphe va nous permettre d'étudier l'exemple d'un canal de propagation simple, sur lequel il va être possible de calculer de façon analytique la capacité de transfert d'information.

Pour cela, nous allons considérer la restriction du système de communication proposé par la Figure B-1 à l'ensemble proposé par la Figure B-5. Ce canal composite, tel que le définit Shannon [28], correspond donc à la partie du système de communication acceptant des séquences binaires et ressortant les séquences détectées. Par construction, les caractéristiques de ce canal ne dépendent pas de la technique de modulation utilisée, puisque le fait que les étapes de modulation et démodulation soient incluses rend cette opération neutre. Par contre la technique de détection, ainsi que les caractéristiques de la propagation physique influent sur la capacité du canal composite à transmettre l'information

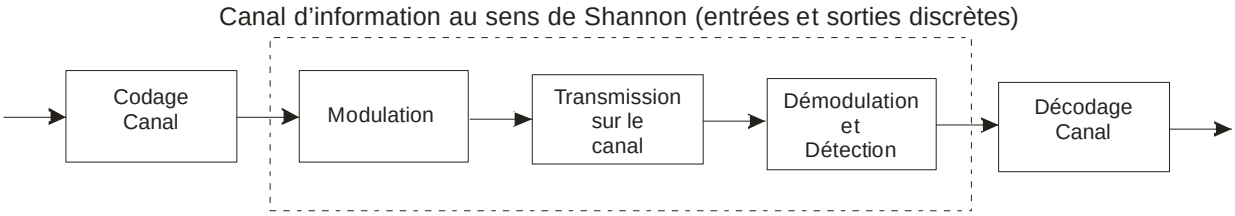


Figure B-5 : restriction du système de communication numérique au cas étudié.

Cette situation d'étude correspond donc à un canal recevant en entrée une suite de symboles numériques $\{X\}$, codés sur un nombre q entier de bits, et présentant en sortie une suite de symboles détectés $\{Y\}$, sur un nombre de bits éventuellement différent Q[32]. Un cas particulier représentatif d'un tel canal est celui du canal discret sans mémoire avec perturbation gaussienne. Ce canal modélise bien le cas d'une propagation de l'information par des ondes acoustiques en espace libre ; le fait qu'il soit sans mémoire correspond à la situation idéale où la bande passante est infinie, c'est à dire au cas ou la réponse impulsionnelle du canal de propagation est assimilable à une impulsion de Dirac.

[32] Dans beaucoup de systèmes, il est fait appel à des symboles en sortie représentés sur plus de bits que les symboles entrants. Ce procédé permet une décision plus précise, et donc une réduction du taux d'erreur. Le problème de ce genre de système est qu'ils fonctionnent en conjonction avec la partie de codage/ décodage de canal. Pour cette raison, les canaux considérés dans cette étude auront des symboles de même complexité en entrée et sortie.

Dans cette situation, la quantité d'information mutuelle véhiculée par le canal composite correspond à l'information commune aux deux ensembles $\{X\}$ et $\{Y\}$. Celle-ci est égale à l'information apportée par $\{X\}$ (c'est à dire à l'entropie de $\{X\}$), à laquelle il faut retrancher l'information résultant de *x* lorsque *y* est déjà connu ; c'est-à-dire :

$$I(x,y) = H(x) - H_y(x) \tag{B.10}$$

A partir de cette définition de l'information commune aux deux jeux de variables, Shannon définit la capacité du canal permettant le passage de $\{X\}$ à $\{Y\}$ comme la valeur maximale atteinte par *I* pour toutes les distributions possibles de la variable aléatoire $\{X\}$. Pour avoir un sens, cette capacité doit être calculée pour une bande de fréquences *W* finie, ainsi que pour une puissance d'émission limitée P_0. Avec ces hypothèses, Shannon a établi en 1948 La première expression de la capacité d'un canal sans mémoire présentant un bruit aditif gaussien de variance N_0, sous la forme :

$$\frac{C}{W} = \log_2\left(1 + \frac{P_0}{W.N_0}\right) \tag{B.11}$$

La courbe correspondante est tracée sur la Figure B-4. L'ensemble des résultats portés sur ce graphe permet de mettre en évidence plusieurs points fondamentaux concernant les notions de débit et de capacité. En effet, il existe un écart important entre la capacité limite du canal au sens de Shannon, et les rapports signal à bruit nécessaires pour transmettre l'information avec des probabilités d'erreur « raisonnables ». On voit par exemple que lorsque qu'on dispose de 20 dB de rapport signal à bruit, une technique de type 4-QAM permet d'obtenir un débit de 2 (bits/s)/Hz ; alors que la capacité limite du canal dans le mêmes conditions est supérieure à 8 (bits/s)/Hz.

Les techniques de modulation simples décrites ci-dessus ne sont donc pas du tout optimales du point de l'utilisation de la capacité disponible. Ce résultat classique en communication s'accompagne de la remarque que ce sont les systèmes de détection d'erreur qui permettent de se rapprocher de la courbe de capacité du canal (Ces dernières permettent en effet de diminuer la probabilité d'erreurs de détection pour un même niveau de bruit lors de la transmission, et permettent ainsi de déplacer les points horizontalement vers la gauche sur la Figure B-4).

Du point de vue de notre étude cette différence importante crée une difficulté pratique : Il est possible de calculer la capacité d'un dispositif d'un côté, ce qui permet d'obtenir une donnée théorique sur l'intérêt d'un système de transmission donné ; d'un autre côté, il possible, au travers d'expériences ou de simulations, d'obtenir des données sur les performances d'un

système en terme de débit, et de taux d'erreur pour un rapport signal à bruit donné. La comparaison de ces deux types de résultat nous permettra donc simplement de vérifier que l'expérience suit l'allure générale de la théorie, sans pour autant pouvoir affirmer que les deux aspects coïncident.

3. Cas des canaux limités en fréquence

Les paragraphes B.1 et B.2 précédents nous ont permis d'aborder les méthodes les plus courantes utilisées pour transmettre de l'information sous forme numérique, ainsi que de définir les performances atteignables par de tels systèmes. La présentation qui en a été faite utilise une hypothèse assez forte, et finalement peu conforme à la réalité : le canal sur lequel se propage l'information ne fait qu'ajouter un bruit blanc gaussien au signal modulé. Les situations réelles sont bien différentes, quel que soit le domaine d'application considéré :

- Pour des applications de radiotéléphonie, comme les téléphones cellulaires, le canal est fréquemment instationnaire du fait du déplacement des utilisateurs. De plus, même en rase campagne, les ondes radios se réfléchissent sur la surface du sol, créant ainsi des phénomènes d'interférence.
- Pour une transmission sur des canaux de type 'audible' (cas du téléphone filaire), la fonction de transfert du système est loin d'être uniforme, du fait de déformations sur la ligne. Ceci introduit des distorsions sur les signaux reçus.
- Dans le cas d'une transmission dans une pièce réverbérante, ou d'une transmission sous-marine par petits fonds, la situation est encore plus complexe puisque les nombreux fronts d'ondes réfléchis viennent interférer les uns avec les autres. La réponse impulsionnelle associée, beaucoup plus longue que dans les cas précédents, n'en est que plus difficile à corriger.
- Enfin, le cas de la radiophonie utilisée dans les villes constitue une sorte de référence en terme de situation difficile, puisqu'il combine les problèmes d'instationnarité avec ceux liés aux réflexions multiples à l'intérieur des guides d'ondes que constituent les rues.

Les situations décrites ci-dessus, lorsqu'elles n'impliquent pas de déplacement, peuvent être modélisées par un canal de propagation s'écrivant sous la forme :

$$y(t) = h(t) \underset{t}{*} x(t) + h(t) \qquad \text{(B.12)}$$

Où *h(t)* est la réponse impulsionnelle du canal, et *h(t)* un bruit additif gaussien, pas nécessairement blanc. Du fait des nombreuses répliques du signal initial, les canaux modélisés par la relation (B.12) ont la propriété significative d'introduire des interférences entre les symboles : La détection d'un symbole n'est plus perturbée uniquement par le bruit, mais également par les répliques atténuées des symboles émis précédemment.

Ce phénomène, généralement dénommé ISI (pour *Inter-Symbol Interference*), doit être limité au maximum pour que la détection puisse avoir lieu dans de bonnes conditions. Pour cela plusieurs techniques peuvent être mises en œuvre : tout d'abord, au niveau de la forme des signaux émis, et ensuite au niveau de la démodulation et de la détection du signal

3.1. Modulation pour une faible interférence inter symbole

Les cas où l'ISI est faible ou nulle correspondent à des canaux introduisant des distorsions légères sur l'amplitude du spectre transmis, et peu ou pas de distorsion de phase, et une bande passante limitée. Il est possible dans cette situation d'utiliser les techniques décrites dans la première partie de ce chapitre, à condition de respecter certaines règles, définies par le critère de Nyquist :

Si *g(t)* est la forme d'onde élémentaire utilisée pour la modulation (cf. eq (B.2)), de spectre *G(f)*, alors après démodulation et filtrage adapté, le pulse obtenu *x(t)* a pour caractéristiques spectrales $X(f) = |G(f)|^2$. Le théorème de Nyquist donne alors la relation suivante comme nécessaire et suffisante à l'absence d'ISI :

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} X\left(f + {}^{m}\!/_{T}\right) = T \qquad \text{(B.13)}$$

Où *T* est la période symbole. Lorsque la bande passante disponible sur le canal a une largeur 2*W*, on constate immédiatement qu'une condition indispensable pour que cette dernière condition puisse être vérifiée est que *T>1/2W*. Une fois celle-ci vérifiée, le choix de la forme du pulse est vaste. Dans le cadre des applications pratiques décrites plus loin, il sera fait appel à la forme d'onde la plus classique vérifiant la relation (B.13) :

$$X_{rc}(f)=\begin{cases} T & 0\le|f|\le\dfrac{1-b}{2T} \\ \dfrac{T}{2}\left\{1+\cos\left[\dfrac{pT}{b}\left(|f|-\dfrac{1-b}{2T}\right)\right]\right\} & \dfrac{1-b}{2T}\le|f|\le\dfrac{1+b}{2T} \\ 0 & |f|>\dfrac{1+b}{2T} \end{cases} \qquad \text{(B.14)}$$

Où β est un facteur permettant de rendre plus ou moins abrupts les côtés de la fenêtre. La Figure B-6 permet de vérifier qu'une forme d'onde de ce type répond au critère de Nyquist (B.13).

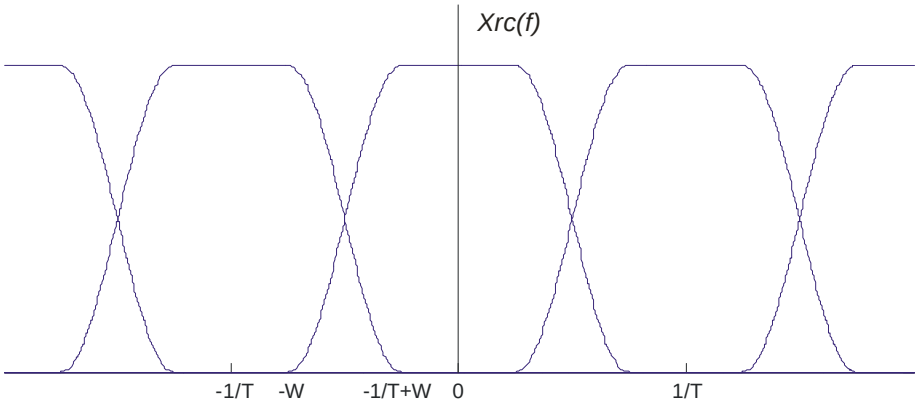


Figure B-6 : Allure du spectre de la forme d'onde utilisée, et vérification du principe de Nyquist

Le cas simple décrit dans ce paragraphe est très intéressant dans le cadre de notre étude : en effet, nous verrons dans la partie concernant l'application des techniques de filtrage inverse ou de retournement temporel au domaine des communications numériques que celles-ci permettent d'obtenir des canaux vérifiant les hypothèses évoquées de spectre peu perturbé à l'intérieur de la bande passante. Pour obtenir des résultats corrects sur un canal utilisant une des deux techniques pour la transmission, il suffira de s'assurer de la validité du critère de Nyquist. Dans ce but, toutes les expériences et simulations utiliseront une forme d'onde telle que celle décrite par la relation (B.14).

3.2. Cas général d'un canal linéaire

Dans un cas général, lorsque l'émetteur et le récepteur sont fixes, le canal de communication peut se modéliser sous la forme de l'équation (B.12). La plupart du temps, les perturbations introduites par le canal sur le spectre du signal sont telles que l'approche du paragraphe

précédent est insuffisante. Il est alors nécessaire d'utiliser d'autres méthodes pour diminuer les erreurs dues aux interférences inter symboles. Celles-ci sont la plupart du temps fondées sur l'écriture d'un modèle discret pour le canal basé sur la période symbole : comme le système est cadencé par la fréquence $1/T$ d'émission des symboles, il est possible d'écrire une représentation du canal et des signaux reçus avec cette fréquence d'échantillonnage, et d'écrire alors les symboles reçus y_k sous la forme :

$$y_k = \sum_{n=0}^{L} x_{k-n} I_n + h_k \qquad \text{(B.15)}$$

Où les $\{x_k\}$ sont les symboles émis et les $\{I_n\}, 0 \le n \le L$ un ensemble de coefficients, à priori complexes, représentatifs du canal de propagation[33].

L'étude des différentes applications et possibilités d'utilisation de cette formulation discrète du canal sort du cadre de notre présentation. Il faut toutefois noter que cette formulation est utilisée aussi bien pour effectuer des détections plus complexes qu'une simple détection symbole par symbole (à l'aide d'algorithme de Viterbi par exemple, qui consiste à effectuer la détection par l'occurrence la plus probable d'une suite de symboles), ou pour effectuer une égalisation du canal de propagation en compensant les coefficients x_n. Cette compensation peut être soit directe si l'on connaît le canal[34], soit adaptative, auquel cas le récepteur détermine au cours de la transmission les coefficients $\{x_n\}$ les plus adaptés.

Ce court paragraphe 'd'état de l'art' a pour simple but de sensibiliser le lecteur au fait qu'il existe des méthodes en communication numériques pour compenser les interférences dues à la l'étalement de la réponse impulsionnelle du milieu de transmission dans le temps. Les techniques proposées dans les deux premiers chapitres n'arrivent donc pas en terrain vierge dans ce domaine. Il faut toutefois noter que les techniques, qu'elles soient de compensation du canal ou pire de détection sur une séquence de symbole (Viterbi, etc…) sont coûteuses en terme de temps de calcul, et bien souvent inadaptées dans les cas présentant un intérêt pour

[33] Il faut noter que si les coefficients I_n sont représentatifs du canal de transmission, ils ne sont pas liés de façon linéaire à la réponse impulsionnelle du canal, du fait de l'étape de détection des symboles.

[34] La méthode la plus couramment utilisée pour obtenir les caractéristiques du canal consiste à émettre une ou plusieurs 'séquences d'apprentissage' $\{I_k^{app}\}$, avant la phase d'émission de l'information proprement dite. De cette façon, le récepteur est capable de déterminer une estimation des coefficients de filtrage à utiliser pour compenser la réponse impulsionnelle du canal.

nos techniques de focalisation : dans un milieu réverbérant, les réponse impulsionnelles sont tellement longues qu'un algorithme de type Viterbi est inenvisageable, et que même les techniques linéaires basées sur l'apprentissage sont difficiles à mettre en œuvre et peu efficace, du fait de la taille nécessaire des séquences d'apprentissage à utiliser.

4. Bibliographie

[26] John G. Proakis, **Digital Communications**, 4th Edition, *McGraw Hill Higher Education, 09/2000*

[27] Jacques Oswald, Théorie de l'Information ou Analyse Diacritique des Systèmes, *coll. CNET-ENST, Masson, 1986*

[28] C.E. Shannon, "A mathematical Theory of Communication", *Bell Syst. Tech. J., vol 27, pp623-656, Oct. 1948*