

# THÈSE

présentée devant  
L'ÉCOLE CENTRALE DE LYON

pour obtenir  
le titre de DOCTEUR  
SPÉCIALITÉ ACOUSTIQUE

par

Jean-Baptiste DUPONT

## CONTRÔLE ACTIF D'IMPÉDANCE ACOUSTIQUE POUR LA RÉDUCTION DU BRUIT TRANSMIS PAR UN ENCOFFREMENT

Soutenue le 11 décembre 2007 devant la Commission d'Examen

### JURY

Président : M. M. ICHCHOU

Examineurs : Mme M.-A. GALLAND (Directeur de thèse)  
M. M. COLLET (Rapporteur)  
M. P. LECLAIRE  
M. V. MARTIN (Rapporteur)  
M. A. ROURE  
M. N. TROMPETTE (INRS - Invité)

Laboratoire de Mécanique des Fluides et d'Acoustique, UMR CNRS 5509  
École Centrale de Lyon



# École Centrale de Lyon

## Liste des personnes habilitées à diriger des recherches

<b>NOM Prénom</b>	<b>Corps grade</b>	<b>Laboratoire</b>	<b>Établissement</b>
AURIOL Philippe	<i>Professeur</i>	CEGELY	ECL
BEROUAL Abderrahmane	<i>Professeur</i>	CEGELY	ECL
BURET François	<i>Maître de conférences</i>	CEGELY	ECL
JAFFREZIC-RENAULT Nicole	<i>Directeur de recherche</i>	CEGELY	CNRS/ECL
KRAHENBUHL Laurent	<i>Directeur de recherche</i>	CEGELY	CNRS/ECL
MARTELET Claude	<i>Professeur</i>	CEGELY	ECL
NICOLAS Alain	<i>Professeur</i>	CEGELY	ECL
NICOLAS Laurent	<i>Directeur de recherche</i>	CEGELY	CNRS/ECL
SIMONET Pascal	<i>Chargé de recherche</i>	CEGELY	CNRS/ECL
THOMAS Gérard	<i>Professeur</i>	CEGELY	ECL
VOLLAIRE Christian	<i>Maître de conférences</i>	CEGELY	ECL
HELLOUIN Yves	<i>Maître de conférences</i>	DER EEA	ECL
LE HELLEY Michel	<i>Professeur</i>	DER EEA	ECL
GUIRALDENQ Pierre	<i>Professeur émérite</i>	DER STMS	ECL
VINCENT Léo	<i>Professeur</i>	DER STMS	ECL
LOEHAC Jean-Pierre	<i>Maître de conférences</i>	ICJ	ECL
MAITRE Jean-François	<i>Professeur émérite</i>	ICJ	ECL
MARION Martine	<i>Professeur</i>	ICJ	ECL
MOUSSAOUI Mohand	<i>Professeur</i>	ICJ	ECL
MUSY François	<i>Maître de conférences</i>	ICJ	ECL
ROUY MIRONESCU Elisabeth	<i>Professeur</i>	ICJ	ECL
ZINE Abdel-Malek	<i>Maître de conférences</i>	ICJ	ECL
DAVID Bertrand	<i>Professeur</i>	ICTT	ECL
CLOAREC Jean-Pierre	<i>Maître de conférences</i>	LEOM	ECL
GAFFIOT Frédéric	<i>Professeur</i>	LEOM	ECL
GAGNAIRE Alain	<i>Maître de conférences</i>	LEOM	ECL
GARRIGUES Michel	<i>Directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS/ECL
GENDRY Michel	<i>Directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS/ECL
GRENET Geneviève	<i>Directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS/ECL
HOLLINGER Guy	<i>Directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS/ECL

Liste des personnes habilitées à diriger des recherches

---

JOSEPH Jacques	<i>Professeur</i>	LEOM	ECL
KRAWCZYK Stanislas	<i>Directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS/ECL
MARTIN Jean-René	<i>Professeur émérite</i>	LEOM	ECL
O'CONNOR Ian	<i>Maître de conférences</i>	LEOM	ECL
PHANER-GOUTORBE Magali	<i>Professeur</i>	LEOM	ECL
ROBACH Yves	<i>Professeur</i>	LEOM	ECL
SOUTEYRAND Eliane	<i>Directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS/ECL
TARDY Jacques	<i>Directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS/ECL
VIKTOROVITCH Pierre	<i>Directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS/ECL
CHEN Liming	<i>Professeur</i>	LIRIS	ECL
BAILLY Christophe	<i>Professeur</i>	LMFA	ECL
BERTOGLIO Jean-Pierre	<i>Directeur de recherche</i>	LMFA	CNRS/ECL
BLANC-BENON Philippe	<i>Directeur de recherche</i>	LMFA	CNRS/ECL
CAMBON Claude	<i>Directeur de recherche</i>	LMFA	CNRS/ECL
CARRIERE Philippe	<i>Chargé de recherche</i>	LMFA	CNRS/ECL
CHAMPOUSSIN Jean-Claude	<i>Professeur émérite</i>	LMFA	ECL
COMTE-BELLOT Geneviève	<i>Professeur émérite</i>	LMFA	ECL
FERRAND Pascal	<i>Directeur de recherche</i>	LMFA	CNRS/ECL
GALLAND Marie-Annick	<i>Maître de conférences</i>	LMFA	ECL
GODEFERD Fabien	<i>Chargé de recherche</i>	LMFA	CNRS/ECL
HENRY Daniel	<i>Directeur de recherche</i>	LMFA	CNRS/ECL
JEANDEL Denis	<i>Professeur</i>	LMFA	ECL
JUVE Daniel	<i>Professeur</i>	LMFA	ECL
LE RIBAUT Catherine	<i>Chargé de recherche</i>	LMFA	CNRS/ECL
LEBOEUF Francis	<i>Professeur</i>	LMFA	ECL
PERKINS Richard	<i>Professeur</i>	LMFA	ECL
ROGER Michel	<i>Professeur</i>	LMFA	ECL
SCOTT Julian	<i>Professeur</i>	LMFA	ECL
SIMOENS Serge	<i>Chargé de recherche</i>	LMFA	CNRS/ECL
TREBINJAC Isabelle	<i>Maître de conférences</i>	LMFA	ECL
BENAYOUN Stéphane	<i>Professeur</i>	LTDS	ECL
CAMBOU Bernard	<i>Professeur</i>	LTDS	ECL
COQUILLET Bernard	<i>Maître de conférences</i>	LTDS	ECL
DANESCU Alexandre	<i>Maître de conférences</i>	LTDS	ECL
FOUVRY Siegfried	<i>Chargé de recherche</i>	LTDS	CNRS/ECL
GEORGES Jean-Marie	<i>Professeur émérite</i>	LTDS	ECL
GUERRET Chrystelle	<i>Chargé de recherche</i>	LTDS	CNRS/ECL
HERTZ Dominique	<i>Past</i>	LTDS	ECL
ICHCHOU Mohamed	<i>Maître de conférences</i>	LTDS	ECL
JEZEQUEL Louis	<i>Professeur</i>	LTDS	ECL
JUVE Denyse	<i>Ingénieur de recherche</i>	LTDS	ECL
KAPSA Philippe	<i>Directeur de recherche</i>	LTDS	CNRS/ECL
LE BOT Alain	<i>Chargé de recherche</i>	LTDS	CNRS/ECL

---

LOUBET Jean-Luc	<i>Directeur de recherche</i>	LTDS	CNRS/ECL
MARTIN Jean-Michel	<i>Professeur</i>	LTDS	ECL
MATHIA Thomas	<i>Directeur de recherche</i>	LTDS	CNRS/ECL
MAZUYER Denis	<i>Professeur</i>	LTDS	ECL
PERRET-LIAUDET Joël	<i>Maître de conférences</i>	LTDS	ECL
SALVIA Michelle	<i>Maître de conférences</i>	LTDS	ECL
SIDOROFF François	<i>Professeur</i>	LTDS	ECL
STREMSDOERFER Guy	<i>Professeur</i>	LTDS	ECL
THOUVEREZ Fabrice	<i>Professeur</i>	LTDS	ECL
TREHEUX Daniel	<i>Professeur</i>	LTDS	ECL
VANNES André-Bernard	<i>Professeur émérite</i>	LTDS	ECL



# Remerciements

*Ce travail a été réalisé au Centre Acoustique du Laboratoire de Mécanique des Fluides et d'Acoustique, Unité Mixte de Recherche 5509 associée au CNRS. Il a été cofinancé par le Centre National de la Recherche Scientifique et l'Institut National de Recherche et de Sécurité. Je remercie tout d'abord ces deux organismes pour leur soutien mais également Daniel Juvé, directeur du Département Mécanique des Fluides, Acoustique et Énergétique, pour m'avoir accueilli au sein de son groupe de recherche au cours de ces trois dernières années.*

*Pour ses conseils et sa constante disponibilité, j'adresse mes remerciements les plus sincères à Madame Marie-Annick Galland, Maître de Conférence à l'École Centrale de Lyon, qui a dirigé cette thèse. Son assistance, son investissement et notre complicité auront sans nul doute été la clé de la réussite de ces travaux.*

*Je remercie vivement tous les membres du jury pour avoir accepté de juger mon travail. J'exprime, en particulier, ma plus profonde gratitude à M. Mohammed Ichchou, Professeur à l'École Centrale de Lyon qui m'a fait l'honneur de présider ce jury. M. Manuel Collet, chargé de recherche à l'institut FEMTO-ST de Besançon et M. Vincent Martin, directeur de recherche à l'institut Jean le Rond d'Alembert de Saint Cyr l'École ont accepté d'évaluer ces travaux. Je leur suis infiniment reconnaissant de l'intérêt qu'ils y ont porté. Je tiens enfin à témoigner ma reconnaissance à messieurs Philippe Leclaire, Alain Roure et Nicolas Trompette pour leur présence enrichissante au sein de ce jury.*

*Les travaux présentés dans ce mémoire sont notamment basés sur de nombreuses expériences qui n'aurait pu être menées à bien sans la compétence et l'implication de Pierre et Pascal. Je tiens également à remercier chaleureusement Jean-Michel pour son expérience et son dévouement sans faille.*

*Pour l'accueil chaleureux dont j'ai bénéficié, je tiens à remercier tout les membres du laboratoire : Benoît pour son amitié et sa complicité, Guillevic pour sa science du sport, Olivier pour son anglais parfait et sa connaissance exhaustive du monde de l'informatique, Juninho pour avoir alimenté les conversations, Yannick, Cédric, Julien, Julien, Arganthaël, Johanna, Thomas, Benjamin, Elena, Micha, Vincent, Sébastien, doctorants d'hier et d'aujourd'hui, ainsi que tous les membres permanents du laboratoire. La qualité de l'ambiance de travail n'est sans doute pas étrangère à la réussite de ces travaux.*

*Comment ne pas remercier ma famille, notamment mes parents, pour leur soutien permanent et leur confiance depuis maintenant plus de 27 ans. J'ai également une pensée pour Béatrice qui a tant donné et qui aurait pu mettre un terme prématurément à ces travaux de thèse, Paulette fait maintenant de son mieux, mais je ne pense pas qu'elle pourra combler le vide que tu as laissé.*

*Enfin, il y a Louise...*



# Résumé

Le quart des maladies professionnelles est lié à l'excès de bruit sur les lieux de travail et les solutions classiquement utilisées pour réduire l'exposition au bruit ne sont pas toujours suffisamment efficaces. On propose ici de développer une stratégie active pour améliorer l'isolation d'une machine par capotage, procédé usuel mais jusqu'à présent peu performant dans les basses fréquences. Depuis une dizaine d'années, des absorbants actifs ont été développés par le Centre Acoustique du LMFA pour des applications aéronautiques. Dans ces systèmes, la pression est réduite par contrôle actif à l'arrière d'un matériau poreux pour en renforcer l'efficacité dans les basses fréquences. L'étude présentée dans ce mémoire a pour objectif l'optimisation et la mise en œuvre de ces absorbants sur un encoffrement académique, permettant des développements aussi bien théoriques qu'expérimentaux.

Le système est constitué d'une cavité rigide couplée à une plaque élastique bafflée. Il est excité par une source monopolaire située dans la cavité. La démarche s'appuie sur une modélisation du système dans le but de calculer l'impédance optimale de l'absorbant, définie comme celle qui, pour chaque fréquence de la bande 50Hz-600Hz, fournit la meilleure réduction de la puissance acoustique transmise par le capotage. Une méthode modale permet de prendre en compte les couplages entre les différents sous-systèmes. La puissance acoustique rayonnée est calculée à partir du champ de vitesse induit sur la plaque. L'impédance optimale variant fortement avec la fréquence, elle n'est pas réalisable en large bande par un dispositif passif ou actif simple. La stratégie sous-optimale alors choisie conduit à la réalisation d'un absorbant « parfait » présentant une impédance normale réduite proche de 1.

Pour la mise en œuvre sur le banc d'essai, le matériau poreux choisi est une toile métallique de faible épaisseur. Les configurations retenues impliquent trois cellules, chacune équipée d'une source secondaire et d'un microphone de contrôle. Le contrôle actif est réalisé grâce à un algorithme *feedforward* multivoie. Enfin, la puissance rayonnée est mesurée par intensimétrie. Les performances expérimentales confirment les prévisions et permettent une réduction de plus de 5dB sur la bande 50Hz-600Hz, avec des absorbants couvrant seulement 2% de la surface de l'encoffrement. Ces réductions sont essentiellement visibles sur la bande de fréquence 200-600Hz, où le rayonnement de la plaque est contrôlé par les modes de la cavité. Sur la gamme 50-200Hz, le rayonnement est dominé par les modes de la plaque et les absorbants actifs n'ont que peu d'effet.

Pour améliorer les performances des absorbants sur 50-200Hz, un contrôle actif direct de l'impédance est finalement envisagé en tube de Kundt. Il est réalisé grâce à deux microphones situés de part et d'autre d'une couche de matériau poreux. Un algorithme de contrôle a été spécialement développé pour approcher l'impédance optimale sur 50-200Hz tout en conservant la stratégie initiale d'absorption sur 200-600Hz. Un tel dispositif permettrait de réduire de 5dB supplémentaires la puissance transmise par l'encoffrement.



# Abstract

A quarter of occupational diseases are related to excess noise in the workplace. Generally, machine noise is controlled by acoustic enclosures which limit the power of outward-going sound. But this solution often proves to be insufficient, especially for low frequencies. This study investigates the potential of active absorbers for reducing low-frequency noise transmission through an enclosure. Over the last ten years, active absorbers have been developed by the *Centre Acoustique* of the LMFA for aeronautical applications. The basic principle involves an active control system to reinforce the effectiveness of a porous material layer at low frequencies. The study presented here aims at optimizing and implementing these absorbers on an academic enclosure, allowing theoretical and experimental developments.

The system consists of a simply supported baffled flexible plate backed by a rigid cavity. It is excited by the pressure generated by an acoustic point-source located in a corner of the cavity. The study is based on the modelling of the system in order to calculate the optimal impedance of the absorber: that which, for each frequency of the band 50-600Hz, provides the best reduction of the sound power transmitted by the plate. A modal approach by substructures was used here to model the system. The radiated sound power is calculated starting from the velocity field induced on the plate. The value of the optimal impedance varies too quickly with frequency, so it is not realizable over a large band of frequencies with our device. The selected sub-optimal strategy consists in realizing a "perfect" absorber presenting an impedance close to that of air.

On the test bench, the selected porous material is a thin metal cloth. The selected configurations use three active cells, each one equipped with a secondary source and a control microphone. Active control uses a multichannel feedforward algorithm and the radiated power is measured by intensimetry. In line with predictions, the absorbers provide a 5.5dB overall reduction (on 50-600Hz) while covering only 2% of the cavity surface. These reductions are mainly achieved in the range 200-600Hz, where the plate radiation is controlled by the cavity modes. In the range 50-200Hz, the radiation is controlled by the plate modes and the absorbers have little effect.

In order to improve the low frequency (50-200Hz) performance of the absorbers, a full active control of the impedance is finally envisaged in a plane wave tube. It is carried out thanks to two microphones located on either side of a porous material layer. A control algorithm is specially developed to enable the normal impedance to approach the optimal value in the range 50-200Hz while preserving the initial absorption strategy in the range 200-600Hz. Such a device would allow a 5dB additional reduction in the noise transmitted by the enclosure.



# Table des matières

Liste des personnes habilitées à diriger des recherches	i
Remerciements	v
Résumé	vii
Abstract	ix
Table des matières	xi
Introduction	1
<b>1 Les encoffrements acoustiques : des protections aux performances à améliorer</b>	<b>7</b>
1.1 Le bruit dans l'entreprise et ses conséquences . . . . .	7
1.1.1 L'oreille et l'audition . . . . .	7
1.1.2 Les risques . . . . .	9
1.1.3 L'exposition des travailleurs . . . . .	10
1.2 Les encoffrements acoustiques actuels . . . . .	11
1.2.1 Les réalisations classiques . . . . .	11
1.2.2 Performances et limites des encoffrements . . . . .	13
1.3 Les pistes d'amélioration . . . . .	15
1.3.1 État de l'art . . . . .	15
1.3.2 Le projet CAHPAC . . . . .	20
1.3.3 Principe général de l'absorbant actif . . . . .	23
1.4 Conclusions . . . . .	24
<b>2 Définition et réalisation du banc d'essai : le système cavité-plaque</b>	<b>27</b>
2.1 Choix de l'encoffrement académique, cahier des charges . . . . .	27
2.2 La cavité . . . . .	28
2.3 La plaque flexible . . . . .	32
2.3.1 Réalisation de la condition d'appui simple . . . . .	32
2.3.2 Analyse modale . . . . .	33

xi

---

2.4	La source acoustique . . . . .	41
2.4.1	Choix de la source . . . . .	41
2.4.2	Mesure de la puissance injectée . . . . .	45
2.5	Mesure de la puissance rayonnée par intensimétrie . . . . .	48
2.5.1	Principe de la mesure : la méthode des deux microphones . . . . .	48
2.5.2	Mise en œuvre . . . . .	50
2.5.3	Validation de la mesure . . . . .	51
2.6	Conclusions . . . . .	54
<b>3</b>	<b>Modélisation analytique modale d'un champ vibroacoustique couplé, application au système cavité-plaque</b>	<b>57</b>
3.1	Les origines de la méthode modale . . . . .	58
3.2	Cas général . . . . .	59
3.2.1	Champ acoustique dans un volume confiné . . . . .	59
3.2.2	Champ vibratoire de la structure . . . . .	62
3.2.3	Formulation matricielle du système couplé . . . . .	64
3.3	Application au caisson . . . . .	65
3.3.1	Caractéristiques modales de la cavité . . . . .	65
3.3.2	Caractéristiques modales de la plaque . . . . .	65
3.3.3	Coefficients de couplage plaque/cavité . . . . .	66
3.3.4	Terme source . . . . .	67
3.4	Indicateurs vibroacoustiques . . . . .	67
3.4.1	Énergie potentielle acoustique . . . . .	67
3.4.2	Énergie cinétique de la structure . . . . .	68
3.4.3	Facteur de rayonnement . . . . .	68
3.4.4	Choix et calcul des indicateurs . . . . .	69
3.5	Calcul de la puissance rayonnée . . . . .	69
3.5.1	Utilisation de la formule de Rayleigh . . . . .	69
3.5.2	Utilisation de la matrice d'impédance intermodale de rayonnement . . . . .	73
3.6	Mise en œuvre du calcul de la puissance rayonnée et validation du calcul . . . . .	74
3.6.1	Convergence du calcul modal - Ordre de troncature . . . . .	74
3.6.2	Comparaison à un calcul par éléments finis . . . . .	77
3.7	Réponse du système couplé cavité-plaque . . . . .	79
3.8	Conclusions . . . . .	81
<b>4</b>	<b>Détermination et optimisation de la stratégie de réduction</b>	<b>83</b>
4.1	Définition de l'impédance optimale et considérations sur son calcul . . . . .	83
4.2	Optimisation par la méthode <i>simplex</i> . . . . .	84
4.3	Les configurations envisagées . . . . .	87

4.4	Calculs des impédances optimales . . . . .	88
4.4.1	Impédance optimale . . . . .	88
4.4.2	Stratégie sous-optimale . . . . .	93
4.5	Choix de la stratégie . . . . .	93
4.6	Extension de la surface absorbante . . . . .	99
4.7	Conclusions . . . . .	102
<b>5</b>	<b>Développement et mise en œuvre des absorbants actifs</b>	<b>105</b>
5.1	Conception et réalisation des cellules absorbantes . . . . .	105
5.1.1	Conception des cellules . . . . .	105
5.1.2	Mesure de l'impédance réalisée . . . . .	109
5.1.3	Les configurations mises en œuvre expérimentalement . . . . .	115
5.2	Développement d'un système de contrôle actif multivoie . . . . .	116
5.2.1	Les origines du contrôle actif et ses bases théoriques . . . . .	116
5.2.2	Algorithme LMS à référence filtrée (FXLMS) pour un système SISO . . .	120
5.2.3	Généralisation de l'algorithme FXLMS pour un système MIMO . . . . .	122
5.2.4	Mise en œuvre pratique du système de contrôle . . . . .	124
5.3	Performances du système de contrôle actif . . . . .	128
5.3.1	Réduction de pression . . . . .	128
5.3.2	Fonctions de transfert optimales . . . . .	128
5.3.3	Diagonalisation et stabilité . . . . .	135
5.4	Résultats expérimentaux . . . . .	140
5.4.1	Puissance rayonnée . . . . .	140
5.4.2	Comparaisons Calculs/Mesures . . . . .	141
5.5	Conclusions . . . . .	142
<b>6</b>	<b>Réalisation d'une impédance complexe dans un champ uni-dimensionnel</b>	<b>147</b>
6.1	Le contrôle actif d'impédance : État de l'art . . . . .	149
6.1.1	Les origines du contrôle actif d'impédance : l'acoustique sous-marine . . .	149
6.1.2	Les travaux références de Guicking . . . . .	150
6.1.3	Les contributions plus récentes au contrôle d'impédance . . . . .	151
6.2	Description du banc d'essai . . . . .	158
6.2.1	Le tube de Kundt CAMELIA . . . . .	158
6.2.2	Mesure de l'impédance . . . . .	160
6.3	Principe de la réalisation d'une impédance quelconque . . . . .	162
6.3.1	Principe . . . . .	163
6.3.2	Dispositif expérimental . . . . .	165
6.4	Les algorithmes de contrôle et la mise en œuvre expérimentale . . . . .	170
6.4.1	Structure à un bloc FXLMS . . . . .	171

6.4.2 Structures utilisant un bloc FXLMS par bande de fréquence . . . . .	174
6.5 Conclusions . . . . .	184
<b>Conclusion</b>	<b>187</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>193</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>195</b>
<b>Annexes</b>	<b>201</b>
<b>A Étude théorique de l’algorithme MIMO-FXLMS</b>	<b>201</b>
<b>B L’algorithme MIMO-FXLMS développé sous Simulink</b>	<b>205</b>
<b>C La carte dSpace</b>	<b>207</b>
C.1 Présentation . . . . .	207
C.1.1 Simulink . . . . .	207
C.1.2 Les logiciels de liaison avec dSpace . . . . .	208
C.2 Fiche technique du DS1103 PPC Controller Board . . . . .	209
<b>Bibliographie</b>	<b>211</b>
<b>Publications</b>	<b>221</b>

# Introduction

Les activités industrielles ont, ces dernières décennies, connu une croissance qui a apporté à notre société une nouvelle forme de pollution et de nuisance : le bruit. Dans un souci de confort et de sécurité, mais aussi dans un contexte normatif de plus en plus strict, la lutte contre le bruit est devenue l'un des thèmes majeurs de recherche et restera un domaine porteur pour les années futures.

« En 2003, près d'un tiers des salariés sont exposés à des nuisances sonores ». Cette phrase éloquente tirée des conclusions de l'enquête SUMER, menée par la Direction des relations du travail (Inspection médicale du travail) montre à quel point l'exposition des travailleurs au bruit est devenue préoccupante. Le secteur industriel compte parmi les plus touchés, le bruit y est à l'origine de stress, de baisses de productivité et surtout, dans le cas de fortes expositions, de lésions sur les systèmes auditifs des travailleurs menant à une irrémédiable surdité. En milieu industriel, les principales sources sonores sont les machines-outils. Notamment, les scies, presses et autres machines d'usinage et de façonnage sont particulièrement bruyantes et dangereuses pour leurs opérateurs. Malheureusement, les solutions classiquement utilisées pour réduire l'exposition au bruit ne sont pas toujours suffisamment efficaces. Pour réduire le bruit rayonné par des machines, la solution la plus fréquemment retenue est l'encoffrement acoustique. Le principe de cette méthode est de confiner la machine dans son intégralité à l'intérieur d'une enceinte. Elle présente de nombreux avantages [135] :

- Les encoffrements sont souvent efficaces, quelle que soit la solution retenue, dans les gammes de hautes fréquences.
- Bien qu'ils perturbent parfois le procédé, les encoffrements sont applicables sans modification majeure de la machine. Au contraire, les méthodes de réduction traitant le bruit à sa source doivent être mises en œuvre dès le stade de la conception.
- La qualité de la réduction n'évolue pas dans le temps, sauf dans le cas de détérioration de l'assemblage ou des matériaux composant l'encoffrement.

Cependant, cette méthode de réduction de bruit des machines présente deux inconvénients majeurs. D'une part, l'encoffrement manque d'efficacité dans les basses fréquences. En effet, les méthodes passives classiques utilisées ne sont plus efficaces dans ces gammes de fréquences.

De plus, on constate souvent l'existence d'importantes fuites acoustiques vers l'extérieur de l'enceinte. Elles peuvent avoir lieu à travers les ouvertures nécessaires au fonctionnement de la machine, mais aussi aux endroits où l'encoffrement n'est pas acoustiquement étanche. Ces fuites peuvent également être dues à des détériorations.

Ce travail a pour objectif l'amélioration des performances acoustiques des encoffrements industriels. Pour atteindre cet objectif, différentes solutions ou approches peuvent être envisagées. Elles peuvent viser à la réduction du bruit rayonné à l'extérieur, par réduction du bruit à l'intérieur de l'encoffrement. Il est également possible de réduire la transmission en agissant directement sur les parois de l'enceinte.

\*

Les techniques passives classiques, exploitant les propriétés de divers matériaux, ont pu apporter des solutions à un grand nombre de problèmes courants (écrans anti-bruit, insonorisation des bâtiments...) mais restent relativement inefficaces dans les basses fréquences où leur utilisation nécessite des épaisseurs difficiles à mettre en œuvre. L'isolation apportée aux basses fréquences par les encoffrements acoustiques ne peut donc pas être améliorée par la simple utilisation de matériaux poreux classiques. Les techniques acoustiques actives apparaissent comme des solutions complémentaires intéressantes. Le principe fondamental du contrôle actif, dont la première application fut présentée par Paul Lueg en 1936, consiste à atténuer un bruit indésirable en lui superposant, à l'aide de sources acoustiques de contre-bruit dites secondaires, un bruit identique, mais en opposition de phase, pour ainsi réaliser des interférences destructives.

Une vingtaine d'années plus tard, Olson fut un des premiers à utiliser expérimentalement le principe décrit par Lueg. Le dispositif est alors présenté sous le nom de « Electronic Sound Absorber ». À cette occasion, Olson différencie bien réduction et absorption du son. Son appareil est placé derrière un écran poreux fournissant une résistance acoustique déterminée. Il a pour but de créer une charge nulle sur une large gamme de fréquence pour améliorer l'adaptation d'impédance avec les ondes acoustiques incidentes. Olson avait ainsi constitué le premier absorbant actif qui, jusqu'au milieu des années 1980, ne trouvera pas d'écho dans la littérature spécialisée.

Depuis plus de quinze ans maintenant, le Centre Acoustique du Laboratoire de Mécanique des Fluides et d'Acoustique de l'École Centrale de Lyon développe un nouveau type de revêtement acoustique inspiré du dispositif de Olson. Il se présente sous la forme de cellules. Chacune est constituée d'une cavité fermée sur un côté par une couche de matériau poreux derrière laquelle on place un système de contrôle actif. L'absorbant présente un encombrement réduit et la partie sensible qu'est le système de contrôle actif est protégée de l'environnement extérieur. Pour une application donnée, la surface de la cellule peut ainsi être contrôlée pour présenter une impédance normale adaptée à la réduction du bruit, à condition que l'échantillon soit judicieusement choisi.

## Objectifs de la thèse

L'objectif de cette étude est de **mettre en œuvre le concept d'absorbant actif pour améliorer les performances d'un encoffrement acoustique**. La méthode utilisée propose une **démarche générale** qui doit pouvoir être employée pour appliquer les absorbants actifs à tout système. Ces travaux portent sur les basses fréquences, pour un domaine fréquentiel d'étude de 50-600Hz. La démarche nécessite une modélisation préalable, donc le système étudié ici est un encoffrement académique. Il doit être suffisamment simple pour permettre des développements théoriques tout en étant représentatif d'un encoffrement réel. Le choix se porte donc sur un système constitué d'une plaque couplée à une cavité, seule la plaque participe à la transmission vers l'extérieur. L'élaboration de l'encoffrement académique passe par de nombreux choix tant au niveau de la fabrication du banc d'essai à proprement parler qu'à la mesure des différentes grandeurs caractéristiques du système.

Les absorbants actifs ne peuvent être implantés dans le système qu'au terme d'une **procédure de développement et d'optimisation**. Elle comprend évidemment la modélisation du système à traiter ainsi qu'un processus de choix de la stratégie à adopter : « Quels absorbants ? À quel endroit ? ». Il s'agit enfin de concevoir les absorbants correspondant à la stratégie choisie. Une attention particulière doit être portée au système de contrôle actif et à la réalisation du contrôleur. Le choix de l'algorithme est guidé par le nombre de cellules absorbantes et le type de bruit à traiter.

La mise en œuvre des absorbants actifs ainsi conçus sur le banc d'essai a enfin fait naître une question sous-jacente : **comment obtenir des parois actives d'une impédance complexe donnée, dépendante de la fréquence**. Dans les travaux consacrés au contrôle actif d'impédance, la priorité est très souvent donnée à l'absorption d'onde acoustique en incidence normale, grâce à des terminaisons d'une impédance proche de celle de l'air. Les cellules absorbantes actives développées jusqu'à présent ne peuvent réaliser, en basses fréquences, que des impédances purement résistives. Or dans les situations réelles, les meilleures réductions du bruit rayonné ne sont pas nécessairement obtenues avec ce type d'absorbants mais peuvent passer par la réalisation de parois dont l'impédance est complexe et dépend de la fréquence.

## Organisation du mémoire

Ce mémoire est divisé en six chapitres. Le premier d'entre eux est un chapitre introductif qui permet de replacer le sujet de l'étude dans le contexte de la lutte contre le bruit et des encoffrements acoustiques. Après avoir évoqué les mécanismes de l'audition, il place les problèmes de surdité et de bruit dans l'entreprise dans le cadre de la santé publique. Un état de l'art consacré aux encoffrements acoustiques permet d'établir les premières pistes pour cette étude.

Enfin, le projet CAHPAC<sup>1</sup>, dans le cadre duquel se situe cette étude, est décrit. Les différents partenaires qui le composent sont notamment présentés, ainsi que les approches qu'ils proposent pour améliorer les performances basses fréquences des encoffrements.

Le deuxième chapitre est consacré à la définition et à la réalisation du banc d'essai. Le cahier des charges est exposé et la réalisation pratique du système cavité-plaque est détaillée. Une attention particulière est portée à l'obtention d'une condition d'appui simple satisfaisante entre la partie supérieure de la cavité et la plaque. Cette liaison est validée expérimentalement grâce à une analyse modale de la plaque. La question de la mesure des performances des solutions apportées par chaque partenaire est également abordée : un système intensimétrique permet de mesurer la puissance transmise par l'encoffrement académique, la puissance acoustique injectée dans le système étant aussi mesurée.

Les trois chapitres suivants décrivent la procédure de développement, d'optimisation et de mise en œuvre des absorbants actifs. Le troisième aborde la modélisation du système couplé cavité-plaque. Alors que les méthodes de type éléments finis donnent des résultats très satisfaisants, c'est une approche analytique modale qui a été choisie, en particulier pour sa rapidité. Il s'agit d'une méthode modale par sous-système qui permet de calculer la pression dans la cavité et le champ de vitesse de la plaque, puis la puissance rayonnée par la plaque en fonction de la géométrie, des caractéristiques du système ainsi que de l'impédance des absorbants éventuellement placés sur les parois de la cavité.

Le quatrième chapitre détaille la procédure de détermination et d'optimisation de la stratégie de réduction. La modélisation du système permet de calculer la puissance transmise par la plaque en fonction de la configuration du système. Ce calcul est utilisé pour déterminer la configuration d'absorbants la plus intéressante dans l'optique d'une réduction du bruit transmis. Pour une distribution d'absorbants donnée, il s'agit de déterminer l'impédance optimale qu'ils doivent présenter afin de réduire au maximum le bruit transmis. Le but est de dégager une méthode de réduction réalisable, ce qui passe bien souvent par la définition et la mise en œuvre d'une stratégie sous-optimale.

Le cinquième chapitre est consacré à la réalisation pratique des absorbants actifs et à la mesure de leurs performances. La conception et le dimensionnement des cellules absorbantes sont ainsi évoqués. L'aspect algorithmique du système de contrôle numérique est ensuite abordé. Pour présenter une surface d'absorption plus importante, les configurations choisies mettent en œuvre plusieurs cellules. L'algorithme de contrôle doit donc tenir compte des interactions entre les sources secondaires et les microphones de contrôle. Il s'agit d'un algorithme multivoie basé sur l'algorithme FXLMS classique. Les résultats expérimentaux sont enfin exposés, ils sont en

---

<sup>1</sup>Capotage Acoustique Hybride Passif/Actif

bon accord avec les prévisions.

Les simulations du comportement du système couplé cavité-plaque, appuyées, par la suite, par les résultats expérimentaux ont montré la nécessité de pouvoir obtenir des surface d'impédance normale complexe. Basé sur sur le principe initial de l'absorbant actif auquel un second microphone de contrôle a été ajouté, une nouveau dispositif est proposé afin de réaliser, dans un tube à ondes planes, une impédance complexe quelconque. Il est également intéressant de pouvoir appliquer des stratégies de contrôle différentes en fonction de la bande de fréquence. À ces fins, deux approches sont proposées pour réaliser le contrôle, toutes deux utilisent comme base le très classique algorithme FXLMS. Ces développements novateurs sont l'objet du sixième et dernier chapitre de ce mémoire.



# Chapitre 1

## Les encoffrements acoustiques : des protections aux performances à améliorer

En milieu de travail, une exposition quotidienne à des niveaux de bruit élevés constitue un facteur de risque qui peut entraîner une surdité d'origine professionnelle consécutive à des atteintes au niveau de l'oreille interne. Les risques d'atteintes auditives et leur gravité augmentent en fonction du niveau de bruit et de la durée de l'exposition, ou avec le nombre d'impacts d'intensité élevée.

Classiquement, le bruit des machines est réduit grâce à des encoffrements acoustiques. L'objectif de ce premier chapitre est de situer notre étude dans le contexte général des encoffrements. Il rappelle tout d'abord les risques encourus lors d'une protection défaillante contre le bruit, et donc la nécessité d'améliorer les solutions existantes, en particulier dans les basses fréquences. Par la suite, le projet **CAHPAC**, au sein duquel s'est déroulé l'étude présentée dans ce mémoire, est brièvement décrit. Son objectif est de produire des solutions permettant de réduire le bruit basses fréquences transmis par les encoffrements. Les divers partenaires ont adopté des démarches différentes. Le Laboratoire de Mécanique des Fluides et d'Acoustique a proposé d'utiliser des absorbants actifs, dont le principe est d'améliorer les qualités d'absorption d'un matériau poreux grâce à un système de contrôle actif, pour réduire le bruit dans l'encoffrement et, par conséquent, le bruit transmis vers l'extérieur.

### 1.1 Le bruit dans l'entreprise et ses conséquences

#### 1.1.1 L'oreille et l'audition

Pour mieux appréhender les risques encourus par des personnes exposées à de trop fort niveaux de bruit, nous commençons par nous intéresser brièvement au phénomène de l'audition et à l'organe qui lui est associé chez l'homme : l'oreille.

L'oreille comprend trois parties ayant des fonctions distinctes d'inégale importance (voir la figure 1.1). **L'oreille externe**, pavillon et conduit auditif, guide le son jusqu'au tympan, membrane séparant l'oreille externe de l'oreille moyenne, dont le rôle est de capter les variations

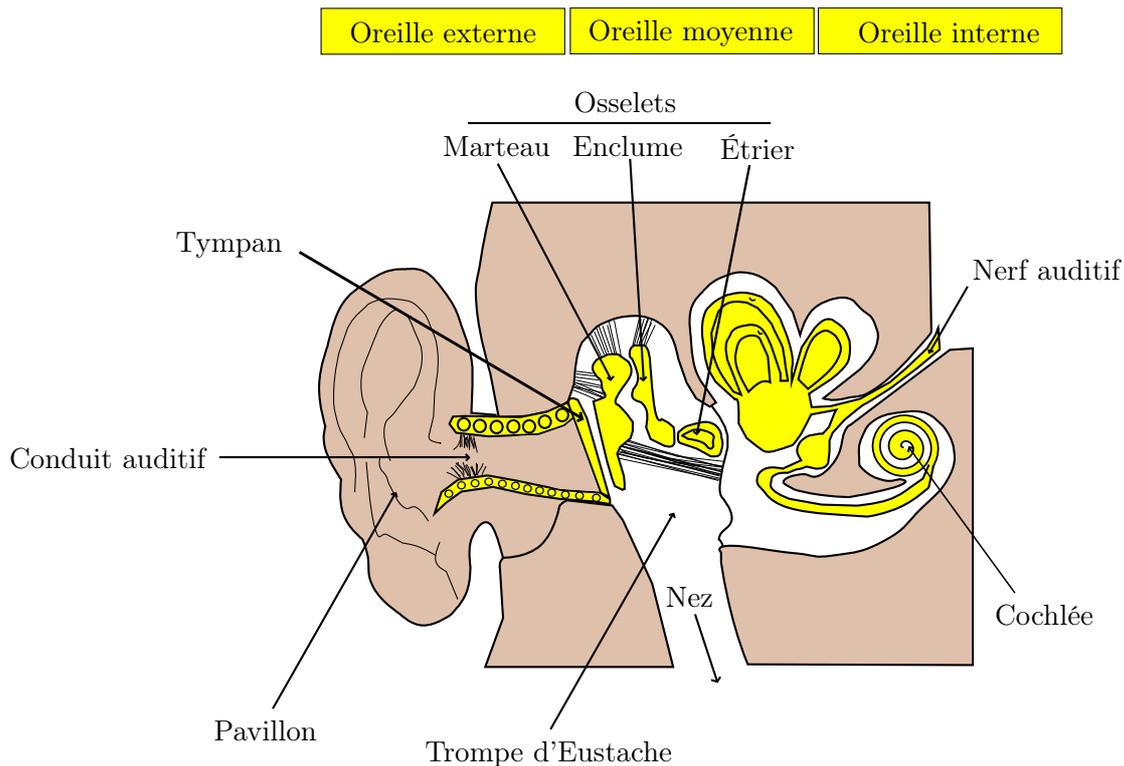


Figure 1.1: Description de l'oreille. D'après Wikipedia [139]

de pression sonore, comme le fait la membrane d'un microphone.

**L'oreille moyenne**, constituée d'une chaîne de trois osselets, le marteau, l'enclume et l'étrier, transmet les mouvements du tympan à l'oreille interne. Elle est en communication avec le milieu extérieur par la trompe d'Eustache habituellement fermée et s'ouvrant à la déglutition. Un petit muscle implanté sur l'étrier, le stapédius, limite les mouvements des osselets lorsque le niveau sonore s'élève. Cependant, son efficacité est faible, voire négligeable dans la protection contre le bruit.

**L'oreille interne** est au cœur du système auditif ; c'est un milieu liquide renfermant deux ensembles fonctionnels distincts : le vestibule, organe de l'équilibre, et la cochlée ou limaçon, dédiée à l'audition. La cochlée abrite environ 15000 cellules sensorielles, les cellules ciliées qui jouent un rôle déterminant dans l'audition. Par l'intermédiaire de ces cellules, la cochlée exerce différentes actions. Elle recueille les vibrations qui lui parviennent. Elle les analyse en fonction de leur fréquence et les oriente vers les cellules ciliées correspondantes. Enfin, elle transforme l'énergie vibratoire en influx nerveux.

La plupart des surdités sont consécutives à une atteinte des cellules ciliées. Il en résulte une double carence : le malentendant n'entend pas certains sons par manque d'amplification, et a des difficultés à comprendre la parole, faute d'analyse.

### 1.1.2 Les risques

Classiquement, le système auditif est considéré en danger à partir d'une exposition 85dB(A) sur une journée de travail de 8 heures. En raisonnant en termes d'énergie acoustique subie par les oreilles de l'individu, pour des niveaux de bruit plus élevés, l'exposition doit être plus courte. À partir d'un certain niveau, toute exposition, aussi courte soit-elle, est dangereuse pour l'intégrité de la personne.

Les conséquences d'une exposition à de trop fort niveaux de bruits sont avant tout physiologiques. Ils peuvent aller de la simple fatigue à des lésions du système auditif et à la surdité. Cependant, des risques d'un autre ordre doivent être cités [74].

#### Les effets non traumatiques

Tout d'abord, le bruit peut avoir pour conséquence des effets dits « non traumatiques » ou « extra-auditifs ». Ces répercussions sont néfastes pour d'autres fonctions sans, pour autant, mettre l'audition face à un danger particulier. Les effets non traumatiques du bruit sont plutôt de l'ordre comportemental. Une ambiance bruyante peut gêner la communication, détourner l'attention. C'est également un important facteur de stress, d'anxiété et d'agressivité. Le bruit détériore donc les performances des opérateurs, en particulier de ceux exerçant des tâches intellectuelles ou cognitives demandant de la concentration. Même lorsqu'il ne présente pas de danger pour l'homme, le bruit est donc un élément indésirable.

#### La fatigue auditive

L'exposition à un bruit intense peut provoquer une souffrance temporaire, des sifflements d'oreilles, des bourdonnements (acouphènes) ainsi que d'une baisse momentanée de l'acuité auditive. Les dégradations de l'audition se situent en particulier au niveau du haut médium et de l'aigu, ce qui donne la sensation d'écouter avec « du coton dans les oreilles ». Cette fatigue auditive demande quelques semaines sans surexposition au bruit pour disparaître. Le bruit est cause de fatigue même sous les seuils réglementaires.

#### La surdité

L'exposition prolongée à des niveaux de bruits intenses détruit peu à peu les cellules ciliées de la cochlée. Elle conduit progressivement à une surdité, dite de perception, qui est irréversible. Dans ce cas, la chirurgie n'est d'aucun secours. L'appareillage par des prothèses électroniques est l'unique recours, mais il se contente d'amplifier l'acuité résiduelle et ne restitue pas la fonction auditive dans son ensemble. L'efficacité de ces solutions est donc limitée. Le tableau 1.1.2 donne les différents stades de la surdité. Elle peut aller d'une surdité légère à peine perceptible à la surdité totale et définitive.

1 <sup>er</sup> stade	<b>Surdité légère</b>	Le sujet ne se rend pas compte de sa perte auditive car les fréquences de la parole sont peu touchées.
2 <sup>e</sup> stade	<b>Surdité moyenne</b>	Les fréquences aigu�es de la conversation sont touchées, le sujet devient « dur d'oreille » et ne comprend plus distinctement ce qui se dit.
3 <sup>e</sup> stade	<b>Surdité profonde et irréversible</b>	Il existe d'autres surdités dont les causes sont sans rapport avec ce type d'exposition et qui peuvent, dans certains cas, être opérées ou corrigées.

Tableau 1.1: Les différents stades de la surdité. D'après l'INRS [74]

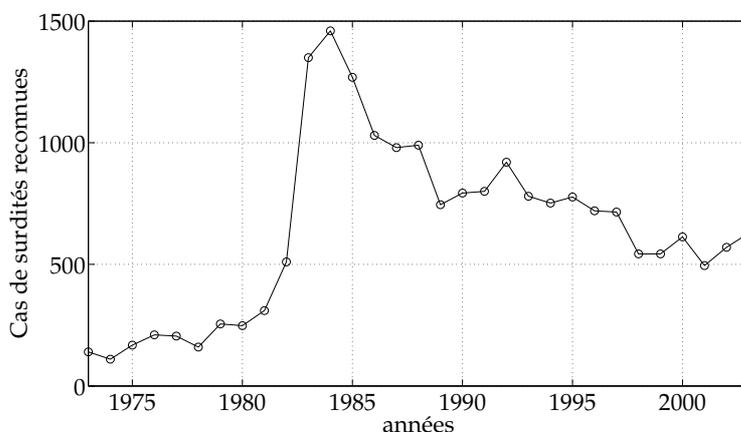


Figure 1.2: Nombre de surdités professionnelles reconnues depuis 1973. D'après l'INRS [74]

Selon des critères médicaux précis, la surdité peut être reconnue comme maladie professionnelle. Le graphique de la figure 1.2 présente le nombre de surdités professionnelles reconnues depuis 1973. La brusque augmentation au début en 1981 correspond à une modification des critères. Depuis les années 1980, ce nombre est globalement en baisse mais reste préoccupant. Il est donc important d'agir pour améliorer la protection des travailleurs contre les atteintes du système auditif.

### 1.1.3 L'exposition des travailleurs

En 2003, l'enquête SUMER<sup>1</sup> a permis d'évaluer la proportion de travailleurs exposés, en France, à des nuisances sonores. D'après cette étude [92], plus de 3 millions de personnes, c'est-à-dire près de trois salariés sur dix, seraient exposées de manière prolongée à des bruits intenses, dépassant 85dB(A) sur leur lieu de travail. Les expositions nocives (dont la durée dépasse 20 heures par semaine) représentent près de 7% des cas.

Plus de la moitié des salariés exposés à un bruit nocif appartient à l'industrie, alors que

<sup>1</sup>SURveillance MEDicale des Risques

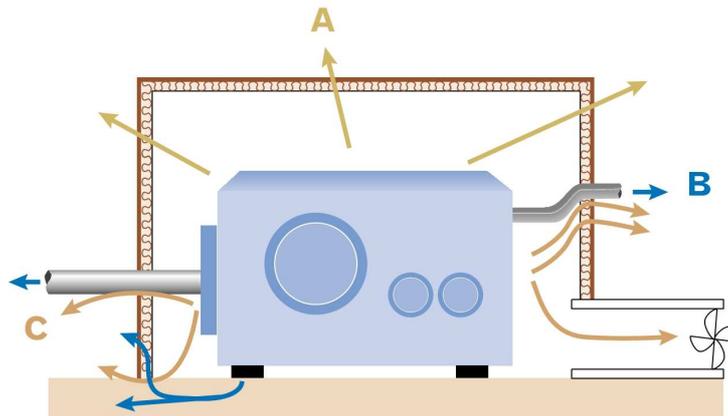


Figure 1.3: Les différents modes de transmission d'un encoffrement (A : voie aérienne, B : voie solidienne, C : fuites). D'après Trompette *et al.* [135]

ce secteur n'emploie qu'un cinquième des salariés. À l'inverse, un quart des salariés exposés appartiennent au secteur tertiaire qui emploie pourtant plus de deux tiers des salariés. Les ouvriers du secteur industriel sont les personnes les plus touchées, notamment ceux travaillant dans la production. Les principales sources mises en cause sont les machines-outils notamment celles utilisées dans la métallurgie, la transformation des métaux et l'industrie du bois. Parmi elles, on trouve les presses destinées à frapper des pièces métalliques, les tours, les fraiseuses, les rectifieuses, ou encore, les scies.

Un des moyens les plus répandus pour protéger les opérateurs de ce type de machines est de confiner l'équipement bruyant à l'intérieur d'une enceinte permettant de l'isoler du reste du local. C'est le principe d'un encoffrement acoustique.

## 1.2 Les encoffrements acoustiques actuels

### 1.2.1 Les réalisations classiques

L'objectif des encoffrements acoustiques est de réduire le bruit émis par une machine trop bruyante. Ils sont constitués d'une enceinte qui enveloppe le plus complètement possible la machine dont le bruit est à réduire. Le schéma de la figure 1.3 donne un exemple d'encoffrement ainsi que les principaux modes de transmission de l'énergie acoustique de la machine vers l'extérieur. Elle peut se propager par l'air à travers l'encoffrement, on parle alors de bruit aérien, par les structures (bruit solidien), ainsi que par les ouvertures pratiquées, volontairement ou non, sur l'encoffrement (fuites).

L'encoffrement ne permet de réduire que la proportion aérienne du bruit rayonnée par la machine. Son efficacité sur le bruit global d'une machine dépend donc directement de la proportion de bruit aérien rayonné directement par la machine dans le bruit global. Il est également fonction de la surface, notamment comparée aux dimensions des ouvertures. Un encoffrement est plus

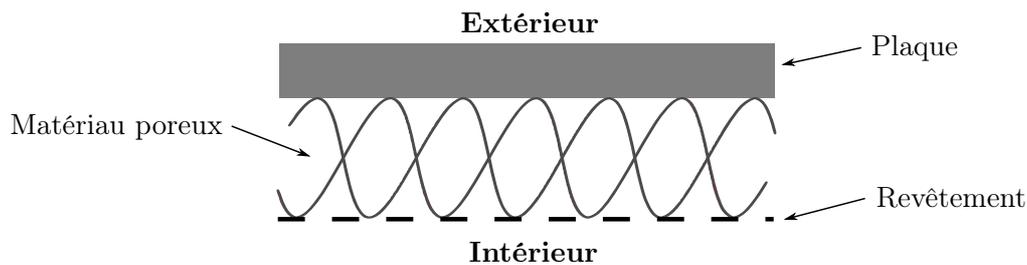


Figure 1.4: Constitution des panneaux d'un encoffrement classique

efficace si ses parois ne sont pas excités directement par les vibrations générées par la machine (par voie solidienne). Enfin, l'efficacité d'un encoffrement dépend évidemment de la nature des parois. Elles doivent être choisies pour réduire la puissance transmise, mais aussi pour absorber l'énergie acoustique et ainsi minimiser le champ à l'intérieur de l'enceinte.

Généralement, les encoffrements acoustiques sont construits à partir de panneaux constitués d'une plaque porteuse, d'un matériau absorbant et d'un revêtement interne (voir le schéma de la figure 1.4). Ces panneaux sont assemblés sur un châssis métallique. La plaque porteuse est souvent une plaque homogène de bois ou de métal (acier). Des matériaux plus récents, de type matériaux composites, peuvent également être utilisés. Elle peut être recouverte d'une couche destinée à l'alourdir ou à l'amortir afin d'améliorer ses performances en transmission.

La plaque porteuse est recouverte d'une couche de matériau poreux, habituellement de la laine de verre, de la laine de roche ou de la mousse. Pour des questions pratiques, il doit être suffisamment léger et son épaisseur doit rester raisonnable, généralement inférieure à 10cm. L'objectif est à la fois d'absorber l'énergie acoustique située à l'intérieur de l'encoffrement et de limiter la transmission. Son effet est également de rajouter de la masse et de l'amortissement à la plaque porteuse.

Le rôle du revêtement est enfin de protéger le matériau poreux contre l'environnement intérieur de l'encoffrement (projections, attaques mécaniques). Souvent constitué d'une fine tôle d'acier perforée, il ne joue pas de rôle acoustique prépondérant dans l'encoffrement.

Lors de l'assemblage des différents panneaux sur le châssis, l'étanchéité acoustique est primordiale. Elle doit être assurée entre les panneaux grâce à l'utilisation de joints souples. Le nombre et les dimensions des ouvertures fonctionnelles doivent être limités. Des dispositifs peuvent être utilisés pour en limiter l'influence, comme par exemple, des tunnels, des chicane ou des trappes. Le dernier point concerne les vibrations transmises par la machine à l'encoffrement. Pour éviter que les parois, excitées via les structures, ne rayonnent du bruit, l'encoffrement doit être désolidarisé de la machine grâce à un dispositif de suspension souple, comme des plots en élastomère.

### 1.2.2 Performances et limites des encoffrements

Peu de méthodes simples permettent de prévoir les performances d'un encoffrement complexe. Il est cependant possible d'obtenir un ordre de grandeur de l'affaiblissement acoustique d'une paroi en fonction des fréquences mises en jeu grâce à la loi de masse.

#### Transmission des parois : la loi de masse

Pour une plaque homogène infinie, la loi de masse est une approche permettant de calculer l'indice d'affaiblissement acoustique  $R$  d'une paroi en fonction de sa masse surfacique et de la fréquence. La transparence de plaque est donnée par :

$$\tau = \frac{I^t}{I^i} = \frac{W^t}{W^i} \quad (1.1)$$

où  $I^i$  et  $I^t$  sont les intensités acoustiques incidente et transmise par la plaque et  $W^i$  et  $W^t$  les puissances acoustiques incidente et transmise. L'indice d'affaiblissement  $R$  est alors calculé, en dB, grâce à l'expression :

$$R = 10 \log \left( \frac{1}{\tau} \right) \quad (1.2)$$

Lesueur [85] a exprimé l'indice d'affaiblissement acoustique de la plaque  $R_0$  sous incidence normale pour une onde à la pulsation  $\omega$  grâce à l'expression :

$$R_0(\omega) = 20 \log \left( \frac{M_s \omega}{2 \rho_i c_i} \right) \quad (1.3)$$

où  $M_s$  est la masse surfacique de la plaque,  $\rho_i$  et  $c_i$  la masse volumique et la vitesse du son dans le milieu incident, l'air dans l'extrême majorité des cas. En conséquence, à une fréquence donnée, le doublement de la masse surfacique de la paroi permet d'augmenter  $R_0$  de 6dB. Pour une masse donnée, on constate que  $R_0$  croît de 6dB par octave.

La loi de masse fournit un ordre de grandeur très convenable de l'affaiblissement apporté par les parois de l'encoffrement prises séparément, mais ne permet pas d'en calculer les performances globales.

#### Performances d'un encoffrement classique

Les performances d'un encoffrement classique ont été mesurées par Trompette *et al.* [135]. Les dimensions de l'enceinte sont 1.35m×1.35m×2.00m, la plaque support des parois est une plaque d'acier d'une épaisseur de 1mm. Elle est recouverte d'une couche de 50mm de laine roche d'une masse volumique de 66kg/m<sup>3</sup>. Enfin, le revêtement est une tôle d'acier d'une épaisseur de 0.8mm présentant taux de perforation de 33%. À l'intérieur de l'enceinte, une source sonore de référence permet de simuler les frappes d'une machine sur une plaque. Elle est omnidirectionnelle.

Le graphe de la figure 1.5 présente la perte par insertion, également appelée *Insertion Loss*,

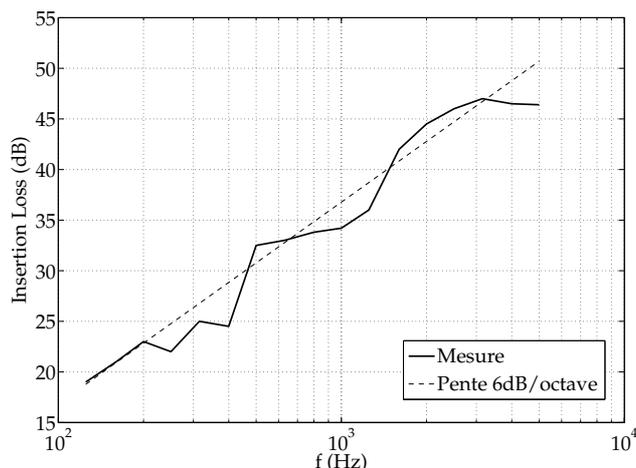


Figure 1.5: Perte par insertion d'un encoffrement classique. D'après Trompette *et al.* [135]

c'est-à-dire, la diminution de puissance rayonnée par la source grâce à la mise en place de l'encoffrement. Les valeurs sont données par tiers d'octave. En accord avec la loi de masse, l'atténuation apportée par l'encoffrement est croissante en fonction de la fréquence. On constate que l'encoffrement permet de réduire très sensiblement (45dB) la puissance rayonnée par la source pour les plus hautes fréquences du domaine de l'étude. En revanche, pour les basses fréquences, en-dessous de 500Hz, l'atténuation est nettement moins intéressante, elle est inférieure à 20dB.

Deux raisons principales permettent d'expliquer cette dégradation des performances dans les basses fréquences. D'une part, comme illustré par la loi de masse, la plaque support est nettement plus transparente aux basses fréquences. D'autre part, outre la limitation de la puissance transmise vers l'extérieur, le rôle du matériau poreux est d'absorber l'énergie acoustique située dans la cavité. En effet, il permet de dissiper l'énergie sonore sous forme de chaleur. L'absorption d'un matériau poreux dépend notamment de la fréquence de l'onde incidente (plus la fréquence est élevée meilleure est l'absorption) et de l'épaisseur du matériaux. Dans les plus basses fréquences du domaine, l'épaisseur de 50mm de laine de roche est trop faible pour pouvoir absorber l'énergie acoustique de la cavité. Dans les hautes fréquences, le matériau contribue à la réduction du champ interne et donc du bruit transmis.

Pour améliorer les performances d'un encoffrement, des solutions simples sont tout d'abord envisageables. D'après la loi de masse, un doublement de la masse surfacique des parois permet d'augmenter de 6dB leur indice d'affaiblissement et, par conséquent, d'augmenter la perte par insertion procurée par l'encoffrement. Une augmentation de la masse surfacique peut être obtenue notamment en choisissant une plaque support plus épaisse, dans un métal à la masse volumique plus importante, ou encore en ajoutant à la plaque une couche d'un matériau lourd, comme le plomb par exemple. Il est également possible d'améliorer l'absorption à l'intérieur de l'enceinte grâce à la couche de matériau fibreux. Outre le choix d'un matériau plus absorbant, pour

étendre les performances d'absorption aux plus basses fréquences, il faut envisager une couche plus épaisse, généralement de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde à traiter.

Les inconvénients inhérents à ces moyens d'améliorer les performances des encoffrements sont immédiats. En effet, une trop forte augmentation de l'épaisseur et de la masse des parois entraînerait des difficultés de manipulation de l'encoffrement, la nécessité d'un châssis plus robuste pour supporter les parois, mais aussi un prix plus élevé à cause d'une plus grande quantité de matière. De même, pour que le matériau poreux placé contre la plaque support réduise sensiblement le champ acoustique interne jusqu'aux plus basses fréquences, il faudrait utiliser une épaisseur de matériau qui s'avérerait vite rédhibitoire. À titre d'exemple, pour une source sonore à la fréquence de 200Hz, pour absorber l'énergie acoustique contenue dans l'enceinte, la couche de matériau poreux doit avoir une épaisseur de l'ordre de 1.7m. Ce type d'approche est donc impossible à mettre en œuvre pour les basses fréquences.

Si les encoffrements classiques offrent des performances suffisantes dans les hautes fréquences, il apparaît que, pour les basses fréquences, leurs performances sont insuffisantes, tant en termes de limitation du bruit transmis par les paroi qu'au niveau de l'absorption de l'énergie acoustique contenue dans la cavité. Des pistes doivent donc être étudiées pour améliorer leurs performances en basses fréquences.

## 1.3 Les pistes d'amélioration

Le paragraphe précédent a mis en lumière la nécessité de mieux comprendre le comportement des encoffrements pour pouvoir en améliorer les performances, notamment dans les basses fréquences. Après un rapide état de l'art consacré à l'étude des encoffrements et à leur optimisation, cette partie présente le projet **CAHPAC** et, plus précisément, la participation du Laboratoire de Mécanique des Fluides et d'Acoustique (LMFA).

### 1.3.1 État de l'art

Traditionnellement, les réalisations d'encoffrement sont plus basées sur des méthodes empiriques que sur des études systématiques de leur comportement. Dans la littérature spécialisée, rares sont donc les travaux qui concernent l'étude systématique des encoffrements. En revanche, la transmission du bruit par des parois est un phénomène plus largement étudié et des améliorations basées sur des approches très diverses sont proposées dans de nombreux travaux de recherches.

Loin de se prétendre exhaustif, l'objectif de ce tour d'horizon historico-bibliographique est de replacer notre étude dans le contexte général des différents travaux sur les encoffrements. Il donne également des exemples d'améliorations de l'indice d'affaiblissement de parois simples.

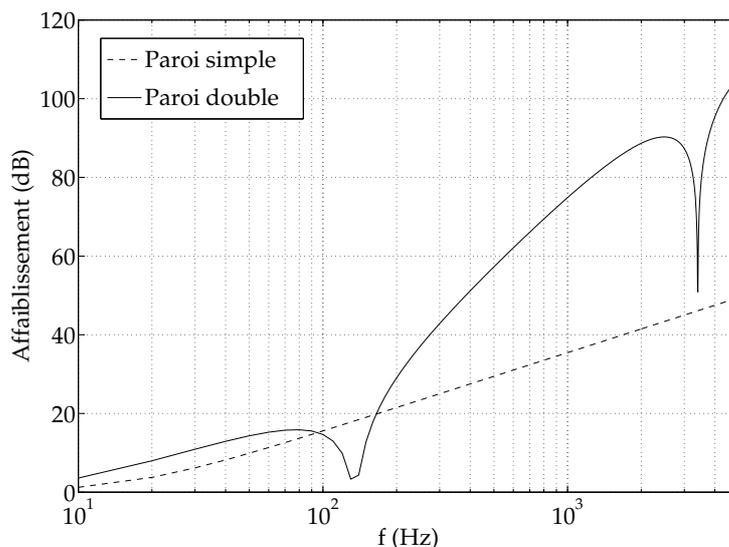


Figure 1.6: Indice d'affaiblissement pour des parois simple et double

### Les doubles parois

Le concept de double paroi a été présenté dès les années 1950, notamment par Beranek et Work [13] et par London [88]. Par la suite, son étude a été affinée par White et Powell [138] et par Mulholland et Cummings [99, 32] qui ont étudié des doubles parois de dimensions finies pour diverses incidences. Le principe est à présent bien connu. Il s'agit d'utiliser deux parois indépendantes, identiques ou non, séparées par une lame d'air ou un matériau poreux. La lame d'air confinée entre les deux plaques permet d'en augmenter l'amortissement et donc de les rendre moins transparentes aux ondes acoustiques.

Dans son ouvrage de référence, Lesueur [85] développe le calcul de l'indice d'affaiblissement acoustique des parois doubles en fonction des caractéristiques des plaques et des différents milieux de propagation. Le graphe de la figure 1.6 montre l'indice d'affaiblissement calculé pour une plaque simple correspondant à une paroi de l'encoffrement étudié au paragraphe 1.2.2 : une plaque d'acier d'une épaisseur de 1mm et de dimensions 1.35m×2m et le compare à l'indice d'affaiblissement obtenus pour deux plaques identiques séparées par une lame d'air de 5cm.

Conformément à la loi de masse décrite précédemment, l'affaiblissement procuré par la paroi simple est linéaire et croît à raison de 6dB par octave. Dans le cas de la double paroi, le système plaque-air-plaque peut être considéré comme un système masse-ressort-masse. Sa fréquence dite de résonance est celle à laquelle les deux plaques oscillent en opposition de phase. Elle est ici située à 135Hz. La plaque y est particulièrement transparente. Elle sépare le comportement de la paroi double en différents domaines fréquentiels. En dessous de la fréquence de résonance, le système se comporte comme si les plaques étaient collées l'une à l'autre. L'indice d'affaiblissement est donc celui d'une plaque identique au cas simple paroi, mais dont la masse a doublé : il lui est

donc supérieur de 6dB. Au delà de la fréquence de respiration, la lame d'air permet d'augmenter l'affaiblissement qui croît alors de 18dB par octave. Dans les hautes fréquences, l'atténuation procurée par la double paroi est donc considérable. Elle chute localement dans les très hautes fréquences, pour les fréquences correspondant aux modes de la cavité située entre les plaques. Pour la double paroi étudiée ici, (figure 1.6), le premier mode de cavité apparaît à la fréquence de 3400Hz.

De nos jours, vues les performances proposées par ce type de systèmes, l'utilisation des doubles parois est très répandue, non seulement dans la réalisation d'encoffrements, mais aussi dans de nombreux cas d'insonorisation comme, par exemple, dans l'automobile. D'un point de vue pratique, il est préférable de choisir des plaques aux caractéristiques différentes, les fréquences de résonances des plaques seules ne sont alors pas identiques, ce qui permet d'éviter des cas défavorables. Il convient également de choisir les caractéristiques du système pour que les fréquences où la double paroi est très transparente, à savoir la fréquence de respiration et celles des premiers modes de cavité, ne soient pas incluses dans le domaine fréquentiel du bruit à traiter. Lorsque c'est possible, l'utilisation de matériau poreux entre les plaques permet de réduire l'influence des modes de la cavité.

Une des limitations est enfin la réalisation pratique. En effet, de si bonnes performances d'affaiblissement ne sont obtenues que si les deux plaques sont mécaniquement découplées. Pratiquement, les plaques doivent être fixées sur un châssis, il est donc difficile d'éviter que les vibrations ne se transmettent par le biais de la structure.

### **Les travaux de Jackson**

Selon nos recherches, les travaux de Jackson [77] datés des années 1960 sont parmi les premiers présentant une étude de l'encoffrement d'une machine dans un milieu industriel. Il aborde le cas des encoffrements étanches et ceux dont les fonctions imposent des ouvertures vers l'extérieur. Les encoffrements étanches sont dits « ajustés » : ils sont dimensionnés pour que leur parois soient proche de la machine bruyante, ici une boîte pulsante. Les ondes acoustiques frappant les parois sont donc considérées planes et en incidence normale. L'atténuation procurée par l'encoffrement peut alors être calculée grâce au comportement des plaques constituant les parois.

Les encoffrements présentant une ouverture sont vus comme des résonateurs de Helmholtz. Si la source émet à la fréquence de résonance, le bruit transmis se trouve amplifié. Jackson présente une série de résultats expérimentaux confirmant cette approche.

### **Les travaux de Oldham et Hillarby**

Dans la continuité des travaux de Jackson, l'objectif des travaux de Oldham et Hillarby [112, 113] est de prédire le comportement des encoffrements dits « ajustés » de petite taille. Ils proposent deux modèles pour calculer l'atténuation procurée par l'encoffrement. Le premier, applicable pour les basses fréquences, plus précisément en-dessous du premier mode de la cavité interne

à l'encoffrement, fait l'hypothèse d'un champ de pression uniforme à proximité des parois. Le second modèle, applicable aux plus hautes fréquences, est basé sur une approche statistique de type SEA.

Ils comparent leurs prévisions à des mesures d'*Insertion Loss* réalisées *in situ* par des techniques d'intensimétrie. L'encoffrement utilisé est volontairement le même que celui mis en œuvre par Jackson. La source utilisée est une matrice de neuf haut-parleurs dont la distance aux parois peut varier, offrant ainsi différents cas de figure. Les résultats expérimentaux montrent une adéquation correcte entre les mesures et les prévisions théoriques. Ils soulignent surtout la pertinence du choix des auteurs de calculer l'affaiblissement selon deux modèles en fonction des fréquences mises en jeu, venant ainsi affiner sensiblement la méthode proposée par Jackson.

### **Les recherches de Tang *et al.***

Publiés à la fin des années 1990, les travaux de Tang *et al.* [128] concernent l'efficacité de parois dites « sandwich » dans la réalisation d'encoffrements. Leur étude expérimentale se base sur un encoffrement simplifié où une seule paroi participe à la transmission du bruit vers l'extérieur. La source est un haut-parleur situé dans un coin de l'encoffrement, elle émet dans les basses fréquences (0-1000Hz).

Le matériau sandwich utilisé est constitué de plaques d'aluminium de dimensions 0.5m×0.5m, séparées par des lames d'air comblées avec des fibres de verre. Différentes configurations ont été testées expérimentalement. La puissance transmise est mesurée en chambre réverbérante grâce à un unique microphone.

Les résultats expérimentaux montrent logiquement une augmentation de l'affaiblissement apporté par les parois sandwich par rapport à la paroi simple en aluminium. Les auteurs discutent des effets des modes des plaques et de la cavité sur la transmission du bruit, mais les courbes expérimentales présentées en tiers d'octave n'offrent pas la précision nécessaire à une analyse fine des phénomènes. Malgré tout, il est indiscutable qu'à masse de paroi constante, l'affaiblissement proposé par les parois sandwich est nettement supérieur.

### **Les travaux de Lai *et al.***

Datés de 1999, les travaux de Lai *et al.* [83] concernent une étude très concrète des encoffrements de machines industrielles. Les auteurs ont étudié le comportement, dans un environnement industriel, de différentes solutions d'encoffrement de machines destinées à cisailer de larges plaques de métal. Avant et après l'installation des protections, des mesures ont été effectuées sur des durées suffisamment longues pour mettre en évidence les différentes périodes du cycle de fonctionnement des machines. Trois types d'encoffrements classiques ont été étudiés. Ils ont permis de réduire le bruit perçu par l'opérateur de 5dB environ.

Les auteurs montrent que les performances de réduction sont comparables pour les différents types d'encoffrements et que la faible atténuation a deux principales origines. D'une part, le

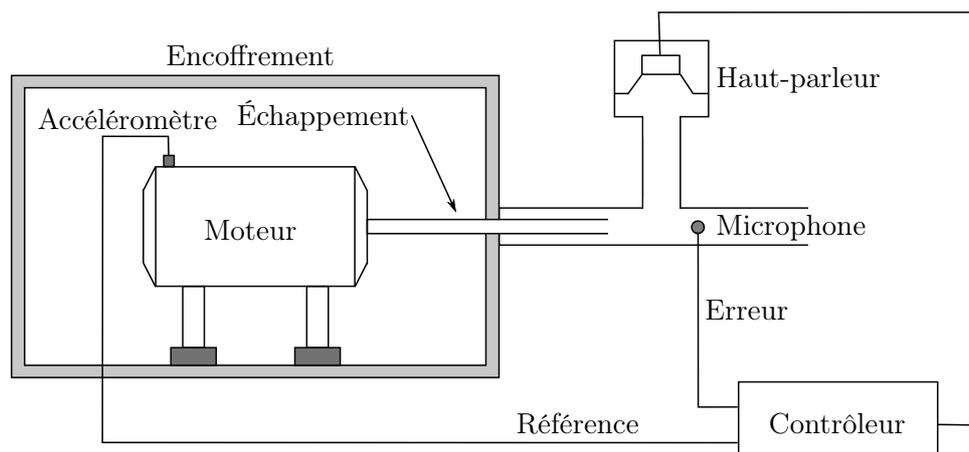


Figure 1.7: Le dispositif hybride utilisé par Cuesta et Cobo [31]

fonctionnement même de la cisaille impose de pratiquer de larges ouvertures dans deux parois de l'encoffrement, ce qui s'avère extrêmement préjudiciable en terme d'atténuation. De plus, la majeure partie du bruit perçu par l'opérateur semble être due à la transmission solidienne du bruit. Les vibrations de la machine sont transmises par les structures de l'encoffrement. Elles sont également transmises par les plaques de métal en cours de façonnage : lorsqu'un bord est en cours de découpe, une importante partie de la plaque est située à l'extérieur de l'encoffrement, elle est responsable d'une grande partie du bruit rayonné.

### Les travaux de Cuesta et Cobo

L'objectif de l'étude présentée par Cuesta et Cobo [31] en 2000 est d'atténuer le bruit produit par un moteur à explosion. L'approche proposée est hybride : elle est basée sur les qualités passives des encoffrements et sur un système de contrôle actif permettant d'en améliorer les performances.

Le moteur est enfermé à l'intérieur d'un encoffrement de petite taille. Une ouverture a nécessairement été pratiquée sur une paroi pour permettre l'évacuation des gaz d'échappement. Le tuyau d'échappement débouche dans un tube de plus grand diamètre. L'atténuation procurée par l'encoffrement seul s'avère très satisfaisante dans les hautes fréquences, il y est supérieure à 20dB. En-dessous de 500Hz, elle est plus faible à cause d'une plus grande transparence des parois mais surtout à cause de l'ouverture qui est plus pénalisante dans les basses fréquences. Le principe proposé par les auteurs est de réaliser un contrôle actif dans le tube d'échappement afin de réduire les composantes basse fréquence transmises par l'ouverture. Le contrôle actif est réalisé grâce à un algorithme de type FXLMS, le microphone de référence est situé dans le tube. Un signal de référence provenant d'un accéléromètre fixé au moteur est utilisé. Le schéma de la figure 1.7 décrit le dispositif complet.

Les mesures expérimentales montrent que le système actif permet de réduire les plus importantes des raies du bruit basse fréquence transmis par le tuyau d'échappement. L'encoffrement

hybride ainsi obtenu présente des performances intéressantes sur tout le domaine fréquentiel.

### Les panneaux actifs de Elliott *et al.*

Au sein de l'*Institute of Sound and Vibration* de l'université de Southampton, l'équipe de Elliott se consacre aux thématiques de contrôle actif depuis plusieurs années. Ils ont notamment entrepris la conception de plaques légères et rigides offrant, grâce au contrôle actif, une très faible transparence acoustique. Cette étude est un exemple d'amélioration apportée à des parois pour en augmenter l'indice d'affaiblissement. Ces panneaux pourront, à terme, être utilisés dans la réalisation d'encoffrements performants.

Le principe proposé par Elliott *et al.* [44, 57, 58, 15] au début des années 2000 est d'équiper une plaque d'aluminium de 16 accéléromètres collocalisés avec 16 actionneurs piézo-céramiques. Chaque actionneur est commandé grâce à un contrôleur monovoie de type *feedback* n'utilisant que le signal de l'accéléromètre correspondant à l'actionneur. Ces cellules réalisent un amortissement actif et permettent de réduire la transparence de la plaque.

Ces panneaux ont été utilisés pour réduire le bruit transmis par un encoffrement simplifié composé d'une cavité rigide fermée par un panneau actif qui, seul, contribue à la transmission du bruit. Par rapport à la plaque équipée, mais sans contrôle, l'utilisation du contrôle actif permet de réduire la puissance transmise vers l'extérieur. Les pics correspondant aux premiers modes de la plaque sont notamment réduits de plus de 10dB.

### 1.3.2 Le projet CAHPAC

Les encoffrements classiquement utilisés pour la réduction du bruit des machines et la protection des personnes se montrent performants dans les hautes fréquences, mais l'atténuation qu'ils procurent est souvent insuffisante dans les basses fréquences, notamment en dessous de 500Hz. Se basant sur ce constat, l'objectif du projet **CAHPAC**<sup>2</sup>, financé par l'INRS<sup>3</sup>, le CNRS<sup>4</sup> et le MENESR<sup>5</sup>, est de développer des solutions pour la réduction du bruit basses fréquences transmis par les encoffrements.

Pour ce faire, deux approches sont principalement envisageables. Il est possible, pour réduire le bruit transmis par l'encoffrement, d'agir sur les parois, d'en limiter les vibrations afin qu'elles rayonnent moins de bruit vers l'extérieur. Il est également concevable de réduire l'énergie acoustique contenue à l'intérieur de l'encoffrement et ainsi diminuer le champ qui excite les parois. Une attention particulière doit également être portée aux fuites qui peuvent être, comme cela a été évoqué dans les paragraphes précédents, très préjudiciables pour les performances globales d'un encoffrement. Pour mettre en œuvre ces approches, il est bien entendu envisageable d'utiliser des moyens passifs ou actifs.

---

<sup>2</sup>CApotage Acoustique Hybride Passif/ACTif

<sup>3</sup>Institut National de Recherche et de Sécurité

<sup>4</sup>Centre national de la Recherche Scientifique

<sup>5</sup>Ministère de l'Éducation nationale, de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche

Le projet **CAHPAC** compte six partenaires universitaires dont l'objectif est de développer une solution basée sur une des approches évoquées. Ils sont maintenant présentés. Le schéma de la figure 1.8 reprend chacune des approches.

### **Le Département Génie Civil et Bâtiment : Matériaux passifs innovants**

Le DGCB de l'ENTPE<sup>6</sup> se propose de mettre en œuvre une solution basée sur des matériaux passifs innovants et notamment sur le concept de double porosité. Des matériaux passifs poro-élastique classiques (laine de verre, laine de roche, mousses) subissent des inclusions d'air. Ces mésopores sont de l'ordre de grandeur de la taille du matériau, ils sont donc très largement supérieurs aux pores du matériau poro-élastique. Le matériau hétérogène ainsi obtenu présente une efficacité accrue dans l'absorption des basses fréquences [5]. La principale difficulté est le choix du meilleur matériau ainsi que l'optimisation de la perforation. Deux stratégies sont envisagées : absorber le champ acoustique à l'intérieur de l'encoffrement et limiter, grâce à ces matériaux, le bruit transmis vers l'extérieur.

### **L'Institut d'Électronique de Micro-électronique et de Nanotechnologies : Amortissement semi-actif**

Les partenaires de l'IEMN suggèrent d'augmenter l'amortissement des parois pour en réduire les vibrations et donc, leur rayonnement. Ils proposent d'équiper les parois de transducteurs piezo-électrique et de les utiliser pour transformer l'énergie vibratoire de la plaque en énergie électrique [69]. Cette énergie doit être absorbée grâce à des circuits de dissipation. Les principales difficultés résident dans le choix de l'emplacement des transducteurs piezo-électriques qui doit être adapté au comportement vibratoire des parois, ainsi que dans la conception des circuits de dissipation.

### **L'Institut FEMTO-ST : Contrôle actif des vibrations**

La démarche des partenaires de l'Institut FEMTO-ST<sup>7</sup> est de réaliser un contrôle actif des vibrations des parois de l'encoffrement : les diminuer peut permettre de réduire l'énergie acoustique rayonnée. Ils proposent d'utiliser des actionneurs constitués d'un empilement de céramiques piezo-électriques fixé à la paroi grâce à des équerres. Le contrôle permet d'adapter la longueur de l'empilement, les équerres jouent alors le rôle de leviers pour agir sur la paroi [28]. Le placement sur la paroi des ces actionneurs est un élément primordial, c'est lui qui détermine les modes de la paroi sur lesquels ils peuvent agir.

### **Le Laboratoire de Tribologie et de Dynamiques des Systèmes : Isolants actifs**

La solution proposé par le LTDS en collaboration avec le LMFA regroupe différentes approches précédemment présentées. Ils s'agit de réaliser des parois en matériau sandwich actif composé de

<sup>6</sup>École Nationale des Travaux Publics de l'État

<sup>7</sup>Franche-Comté Électronique Mécanique Thermique et Optique - Sciences et Technologies

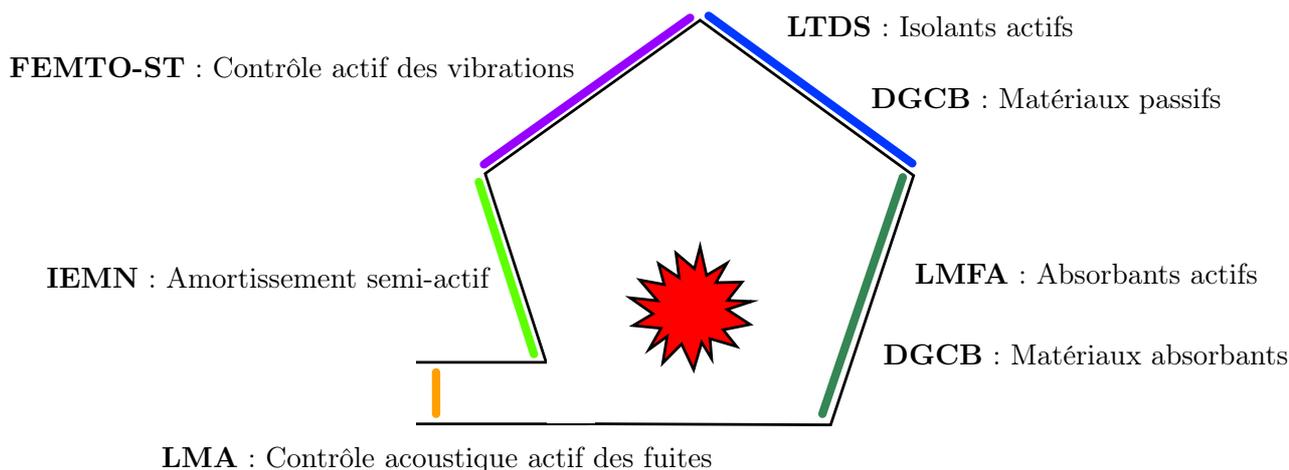


Figure 1.8: Les approches des différents partenaires du programme **CAHPAC**

deux plaques métalliques autour d'une couche de matériau poro-élastique. Les éléments piezo-électriques collés aux plaques permettent de réaliser un contrôle actif de leurs vibrations et donc de diminuer la transparence acoustique de l'ensemble. Bien que prometteuse, cette stratégie est difficile à mettre en œuvre, il est nécessaire de modéliser ce système pour pouvoir l'optimiser [7] et l'adapter au cas à traiter. Se pose également la question du développement du contrôleur.

### **Le Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique : Contrôle acoustique actif des fuites**

Au sein du projet **CAHPAC**, l'objectif des partenaires du **LMA** est de dégager une solution performante pour traiter les fuites acoustiques d'un encoffrement par contrôle actif. Cette solution est à rapprocher de l'étude de Cuesta et Cobo [31] présentée précédemment.

Plusieurs microphones de contrôle et plusieurs sources secondaires peuvent être utilisés. Si la machine dont le bruit est à réduire peut fournir un signal de référence, alors une réduction sur une large bande de fréquence est envisageable.

### **Le Laboratoire de Mécanique des Fluides et d'Acoustique : Absorbants actifs**

Dans le projet **CAHPAC**, le rôle du **LMFA** est double. Il est tout d'abord responsable de la coordination du projet et de la réalisation d'un banc d'essai commun servant à l'évaluation des performances de chacune des solutions. Le développement du banc d'essai est l'objet du chapitre 2 de ce mémoire.

Comme partenaire du projet, le **LMFA** propose également une solution de réduction du bruit transmis, basée sur le concept d'absorbants actifs. Le développement de cette technique est l'objet de ce mémoire de thèse, les absorbants actifs sont présentés au paragraphe 1.3.3. Le principe est de placer ces absorbants à l'intérieur de l'enceinte pour pouvoir y réduire le champ acoustique. Sans agir directement sur les parois, le bruit transmis par l'enceinte se trouve alors réduit.

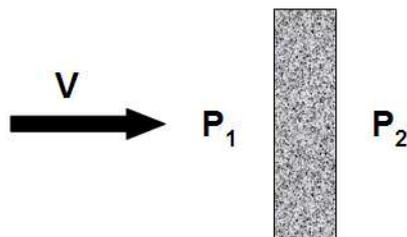


Figure 1.9: Loi de Darcy.

### 1.3.3 Principe général de l'absorbant actif

L'objectif principal de l'absorbant actif est de réaliser une impédance particulière, par exemple celle qui permet d'obtenir la meilleure réduction de bruit. Introduisons la notion de résistivité, notée  $\sigma$ , d'un matériau poreux. En basses fréquences, là où les efforts visqueux sont prépondérants sur les efforts inertiels, un matériau poreux d'épaisseur  $e$  est essentiellement caractérisé par sa résistance au passage de l'air  $R = \sigma e$ , qui fait intervenir la résistivité  $\sigma$  précisément. Le comportement du matériau est de plus décrit par la loi de Darcy illustrée en figure 1.9 et exprimée par la relation :

$$\sigma = \frac{\Delta P}{Ve} \quad (1.4)$$

où  $\Delta P$  représente la chute de pression statique à travers la couche poreuse, à la source d'un écoulement fluide stationnaire de vitesse macroscopique  $V$ . Le comportement dynamique basses fréquences peut être approché par cette relation en régime permanent. Aussi, la loi de Darcy peut être écrite en faisant intervenir les variables acoustiques  $v$  et  $p$  pour respectivement, la vitesse et la pression au voisinage du matériau poreux. L'équation (1.4) devient alors :

$$\sigma e = \frac{\Delta p}{v} = \frac{p_1 - p_2}{v} \quad (1.5)$$

Dès lors, il vient aisément que lorsque la pression  $p_2$  à l'arrière de l'échantillon poreux est nulle, l'impédance de surface ne dépend que de la résistance du matériau au passage de l'air. On a alors :

$$Z = \frac{p_1}{v} = \sigma e = R. \quad (1.6)$$

Plusieurs solutions sont envisageables pour obtenir l'annulation de la pression  $p_2$ . La première solution est de placer un mur rigide, et donc d'impédance infinie, à une distance de  $\lambda/4$  — où  $\lambda$  est la longueur d'onde de l'onde incidente — de la face arrière du matériau poreux. C'est le principe du résonateur quart d'onde, voir figure 1.10(a). Néanmoins, cette solution d'absorption passive présente deux inconvénients majeurs :

- D'une part, en basses fréquences, l'application industrielle devient fortement limitée au regard de la taille de la tranche d'air induite. À titre d'exemple, à 200Hz, la longueur

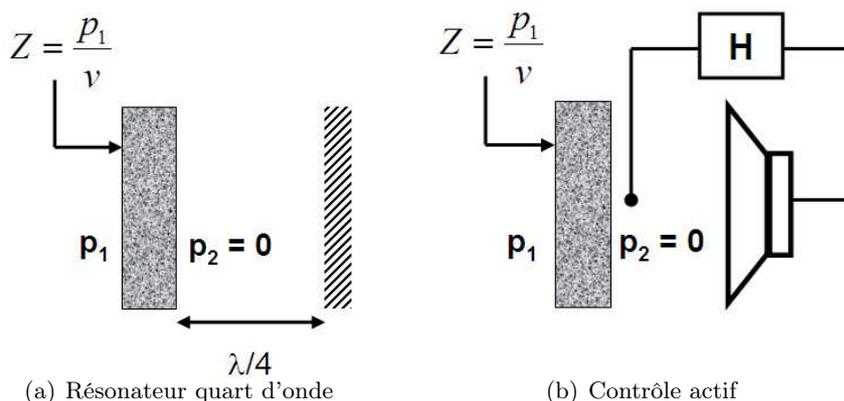


Figure 1.10: Principe de l'absorbant

d'onde vaut  $\lambda = 1.71\text{m}$ . La lame d'air doit donc être supérieure à 40cm, ce qui est rédhibitoire

- D'autre part, et c'est d'autant plus vrai en basses fréquences, il s'agit là d'un absorbant fortement résonnant, c'est à dire que l'annulation de pression n'est effectuée que sur une bande limitée de fréquences.

L'absorption active telle qu'initialement suggérée par Olson et May [115] et reprise en figure 1.10(b) présente l'avantage de s'affranchir des problèmes évoqués. En effet, l'épaisseur de l'absorbant ne dépend plus de la fréquence mais de plus il est tout à fait envisageable d'annuler la pression sur une gamme de fréquences élargie. Sous couvert de cette hypothèse, on voit donc que les performances de cet absorbant sont directement reliées au choix du matériau poreux, et intrinsèquement au couple  $(\sigma, e)$ .

En incidence normale et en considérant un champ acoustique composé d'ondes planes uniquement, la meilleure réduction sonore sera obtenue pour l'absorption maximale des ondes — et donc un coefficient de réflexion nul — soit encore pour une impédance de surface égale à l'impédance caractéristique de l'air ( $Z = Z_0 = \rho_0 c_0$ ). En incidence oblique, l'impédance de surface assurant la meilleure atténuation devient dépendante de l'angle d'attaque  $\theta$  des ondes planes par rapport à la normale au matériau, étant ainsi égale à  $Z_s = Z_0 / \cos \theta$ . Pour la mise en œuvre dans un encoffrement, le champ acoustique est bien plus complexe. La notion d'absorption maximale laisse alors la place au concept d'impédance optimale, calculée théoriquement à l'aide de simulations comme étant celle qui donne la meilleur de réduction du bruit.

## 1.4 Conclusions

Ce premier chapitre a permis de situer notre étude dans le contexte général des encoffrements acoustiques et de la protection des travailleurs contre les nuisances sonores en milieu professionnel. Les protections classiques actuelles, encoffrements dont les parois sont souvent constituées de

plaques métallique et de matériau absorbant, permettent de réduire convenablement le bruit des machines dans les hautes fréquences. Les performances sont malheureusement insuffisantes dans les basses, où les travailleurs sont encore exposés à des niveaux de bruit trop importants.

L'objectif du projet **CAHPAC**, au sein duquel s'est située l'étude présentée dans ce mémoire, est de parvenir à proposer des solutions pour réduire, aux basses fréquences, le bruit transmis par les encoffrements. Ces solutions peuvent être actives, passives ou hybrides. De plus, elles peuvent chercher à réduire les vibrations des parois, ou à atténuer le champ acoustique à l'intérieur de l'encoffrement pour limiter le bruit transmis.

Au sein de ce projet, nous proposons d'utiliser des absorbants actifs pour réduire l'énergie acoustique contenue dans l'encoffrement. Le principe de ces absorbants se base sur la loi de Darcy qui relie, en basses fréquences, la vitesse acoustique et la différence de pression sur ses faces aux caractéristiques intrinsèques d'une couche de matériau poreux. Si la pression à l'arrière du matériau est annulée par contrôle actif, l'impédance normale sur sa face avant ne dépend alors que de sa résistance. Choisir judicieusement le matériau et son épaisseur permet d'obtenir une impédance particulière, la plus proche de celle considérée comme optimale. Les chapitres qui vont suivre retracent la mise en œuvre de ces absorbants actifs dans le cas d'un encoffrement académique.



## Chapitre 2

# Définition et réalisation du banc d'essai : le système cavité-plaque

Le dispositif expérimental a été élaboré dans le cadre du projet **CAHPAC**. Les partenaires du projet ont proposé la réalisation de mesures sur un banc d'essais commun afin de quantifier et de comparer l'efficacité et les limites des différents traitements développés dans le but d'améliorer aux basses fréquences l'efficacité des encoffrements acoustiques de machines. L'ensemble du développement du banc d'essais et des mesures associées a été à la charge du Centre Acoustique du Laboratoire de Mécanique des Fluides et d'Acoustique.

Ce chapitre est consacré aux différents aspects de l'élaboration du banc d'essai. Après avoir détaillé le choix de l'encoffrement académique à réaliser, il en décrit les éléments constitutifs. Il aborde enfin la question de la mesure de la puissance rayonnée.

### 2.1 Choix de l'encoffrement académique, cahier des charges

Le banc d'essais avait pour objectif d'être représentatif d'un encoffrement réel, tout en permettant une démarche d'optimisation des traitements qui reposait nécessairement sur une modélisation de l'application visée.

Notre choix s'est porté sur une cavité parallélépipédique rigide dont une face est constitué d'une plaque flexible. Une source acoustique est situé à l'intérieur de la cavité. La grandeur considérée est la puissance acoustique transmise vers l'extérieur. La plaque flexible est le seul côté contribuant à la transmission du bruit vers l'extérieur. Ce système est un encoffrement académique dans le sens où, bien que plus simple qu'un encoffrement réel, il s'agit bien d'une source acoustique confinée dont on désire empêcher la propagation du bruit.

Le système devant être modélisé, certains choix ont été immédiats. Insérer la plaque dans un baffle supposé « infini » et en réalité de grande taille par rapport à ses dimensions permet à la plaque de rayonner dans un demi-espace et offre la possibilité de calculer analytiquement la puissance rayonnée. De même, le comportement modal d'une plaque en appui simple est modélisable analytiquement. Notre choix s'est donc porté sur une plaque bafflée en appui simple. La source

pouvait également être l'objet d'un choix judicieux. En optant pour une source ponctuelle située dans un coin de la cavité, la modélisation analytique s'est trouvée facilitée.

Dans un usage classique destiné à la réduction du bruit rayonné par une machine-outil, un encoffrement a des dimensions de l'ordre de 2m à 4m pour une hauteur d'environ 2.5m. Les parois sont généralement des tôles en acier d'une épaisseur de l'ordre du millimètre, et contribuent toutes à la transmission. Les spectres de bruit sont large-bande et les contributions en basses fréquences (dès 50Hz) sont les plus difficiles à réduire.

Une rapide estimation a montré que, pour ces dimensions, un grand nombre de modes de plaque et de cavité étaient présents dès les basses fréquences. Il semblait donc inutile de mettre en avant dans l'étude, des cas particuliers de couplage vibroacoustique. Il nous est apparu plus judicieux de choisir les dimensions du banc d'essai pour qu'il représente différents cas de figure. Les dimensions retenues pour la cavité sont donc de  $L_x = 0.78\text{m}$ ,  $L_y = 0.85\text{m}$  et  $L_z = 0.6\text{m}$ , pour une plaque en aluminium d'une épaisseur de 2mm. Les tableaux 2.1 et 2.2 présentent les modes théoriques de cavité et de plaques pour un système aux dimensions « réelles » et pour un système cavité-plaque aux dimensions retenues. On constate que les dimensions choisies permettent au système de présenter plusieurs cas, notamment une bande basse fréquence située en dessous du premier mode non nul de cavité, où seuls des modes de plaques sont présents dans une densité raisonnable, une bande de fréquence où les modes de cavité et de plaque sont présents avec une faible densité et enfin une bande où les densités modales de la cavité et de la plaque augmentent sensiblement. En excitant le système sur le domaine 50-600Hz, les trois parties précédemment évoquées peuvent être couvertes.

Le système choisi est donc une cavité rigide de dimensions  $0.78\text{m} \times 0.85\text{m} \times 0.60\text{m}$  fermée sur sa plus vaste face (la face supérieure) par une plaque rectangulaire en aluminium d'une épaisseur de 2mm. La plaque est en appui simple, elle est insérée dans un baffle rigide infini. Le système est excité par une source ponctuelle située dans un coin inférieur de la cavité, au point de coordonnées  $(0, 0, 0)$ . Elle émet sur la bande de fréquence 50-600Hz. Le schéma de la figure 2.1 reprend le système retenu. Le grandeur choisie pour caractériser les performances des solutions de réduction proposées est la puissance acoustique rayonnée par la plaque.

## 2.2 La cavité

Pour fabriquer la cavité du banc d'essai, les parois ont été réalisées en médium haute densité d'une épaisseur de 30mm. Les parois intérieures ont été recouvertes d'une couche de peinture réfléchissante afin d'en améliorer le comportement. Elles sont donc supposées parfaitement réfléchissantes. Les cinq parois sont assemblées et montées sur un châssis en profilé d'aluminium, les dimensions retenues correspondant évidemment aux dimensions intérieures de l'assemblage. La photographie de la figure 2.2 présente la cavité assemblée avant le montage de la plaque.

La « petite » chambre anéchoïque du Laboratoire de Mécanique des Fluides et d'Acoustique a été choisie pour réaliser les mesures de la puissance acoustique transmise par la plaque. Ses

Cavité					Plaque			
Mode n°	$m$	$n$	$t$	$f(\text{Hz})$	Mode n°	$p$	$q$	$f(\text{Hz})$
1	0	0	0	0	1	1	1	0.76
2	0	1	0	42.88	2	1	2	1.21
3	0	0	1	68.60	3	1	3	1.97
4	0	1	1	80.90	4	2	1	2.57
5	0	2	0	85.75	5	1	4	3.03
6	1	0	0	85.75	6	2	2	3.03
7	1	1	0	95.87	7	2	3	3.78
8	0	2	1	109.81	8	1	5	4.39
9	1	0	1	109.81	9	2	4	4.84
10	1	1	1	117.89	10	3	1	5.60
11	1	2	0	121.27	11	1	6	6.06
12	0	3	0	128.63	12	3	2	6.06
13	0	0	2	137.20	13	2	5	6.21
14	1	2	1	139.33	14	3	3	6.81
15	0	1	2	143.74	15	2	6	7.87
16	0	3	1	145.78	16	3	4	7.87
17	1	3	0	154.59	17	1	7	8.02
18	0	2	2	161.79	18	3	5	9.23
19	1	0	2	161.79	19	4	1	9.84
20	1	1	2	167.38	20	2	7	9.84

Tableau 2.1: Modes théoriques de cavité et de plaque pour un encoffrement académique aux dimensions « réelles » (2m×4m×2.5m, plaque en acier de 1mm)

Cavité					Plaque			
Mode n°	$m$	$n$	$t$	$f(\text{Hz})$	Mode n°	$p$	$q$	$f(\text{Hz})$
1	0	0	0	0	1	1	1	14.667
2	0	1	0	201.76	2	1	2	34.782
3	1	0	0	219.87	3	2	1	38.554
4	0	0	1	285.83	4	2	2	58.669
5	1	1	0	298.42	5	1	3	68.307
6	0	1	1	349.87	6	3	1	78.366
7	1	0	1	360.62	7	2	3	92.194
8	0	2	0	403.53	8	3	2	98.481
9	1	1	1	413.22	9	1	4	115.24
10	2	0	0	439.74	10	3	3	132.01
11	1	2	0	459.54	11	4	1	134.1
12	2	1	0	483.82	12	2	4	139.13
13	0	2	1	494.51	13	4	2	154.22
14	2	0	1	524.48	14	1	5	175.59
15	1	2	1	541.18	15	3	4	178.94
16	2	1	1	561.95	16	4	3	187.74
17	0	0	2	571.67	17	2	5	199.47
18	2	2	0	596.83	18	5	1	205.76
19	0	3	0	605.29	19	5	2	225.88
20	0	1	2	606.23	20	4	4	234.68

Tableau 2.2: Modes théoriques de cavité et de plaque pour un encoffrement académique aux dimensions choisies (0.78m×0.85m×0.6m, plaque en aluminium de 2mm)

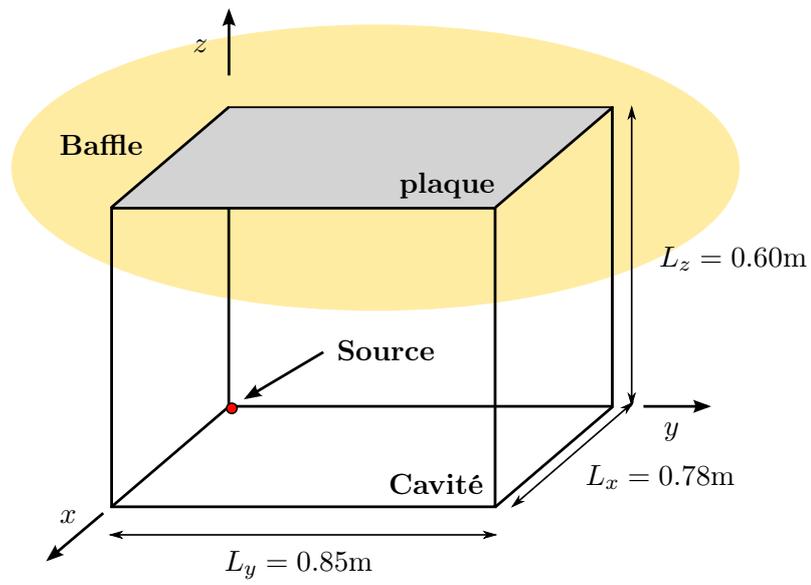


Figure 2.1: Géométrie du système retenu



Figure 2.2: Le caisson assemblé sans la plaque

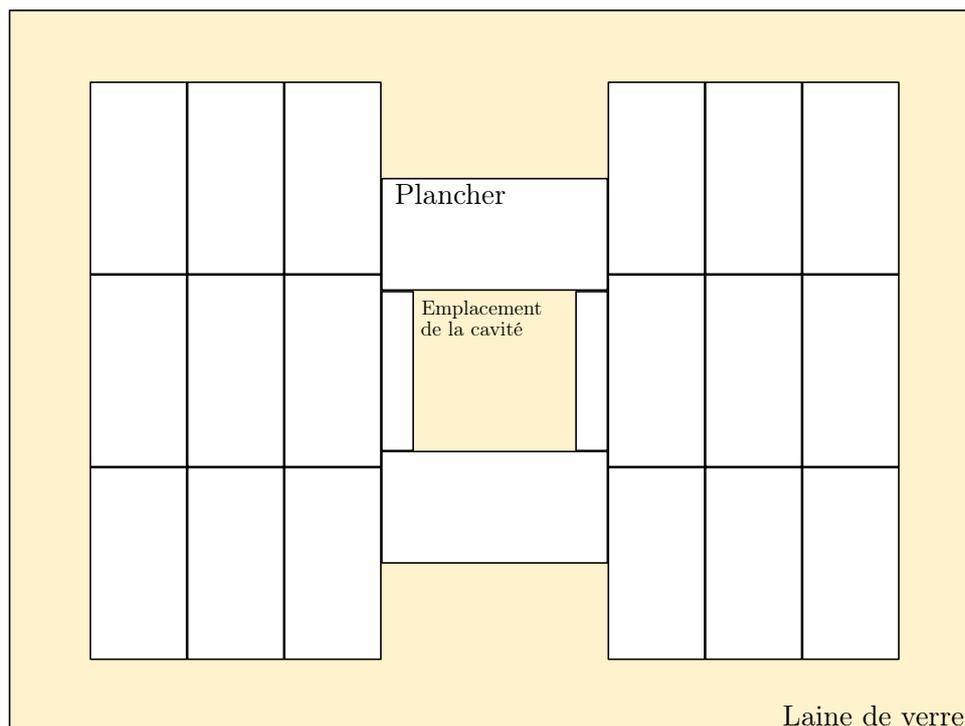


Figure 2.3: Schéma du plancher réfléchissant installé sur le sol de la chambre anéchoïque (vue de dessus)

dimensions sont  $6\text{m} \times 5\text{m} \times 4\text{m}$ . Pour pouvoir respecter les conditions initialement choisies (plaque bafflée rayonnant dans un demi-espace), la cavité a été enfouie dans la laine de verre du sol de la chambre anéchoïque. De plus, le sol de la chambre a été recouvert d'un plancher réfléchissant composé de planches de dimensions  $60\text{cm} \times 120\text{cm}$  en aggloméré mélaminé d'une épaisseur de  $22\text{mm}$ . Le schéma de la figure 2.3 représente une vue de dessus du plancher installé dans la chambre anéchoïque. On constate que, pour des raisons pratiques inhérentes notamment à son ancrage, le plancher ne peut recouvrir la totalité du sol. Comme décrit par le schéma de la figure 2.3, il en couvre environ 60%. Dans la longueur de la chambre anéchoïque, la plaque est bafflée par le plancher sur  $1.8\text{m}$  alors que dans la largeur, elle n'est bafflée que sur  $70\text{cm}$ . Si, comparée aux longueurs d'onde mises en jeu, le baffle de  $1.80\text{m}$  semble à peine suffisant, dans la largeur le baffle de  $70\text{cm}$  est nettement trop court. Cependant, aucune solution n'était envisageable pour mettre en œuvre un baffle plus vaste. Nous avons donc dû nous contenter de ce plancher. Il nous a semblé possible de négliger les erreurs induites par le baffle non infini.

Enfin, un système de portage en profilé d'aluminium a été conçu pour faciliter les manipulations du système cavité-plaque entre les différentes séries de mesures.



Figure 2.4: Le plancher réfléchissant de la chambre sourde

## 2.3 La plaque flexible

Pour venir fermer le caisson sur sa face supérieure, trois plaques ont été réalisées en aluminium AU4G d'une épaisseur de 2mm. Leurs dimensions étaient  $0.78\text{m} \times 0.85\text{m}$ . La cavité étant enfouie dans la laine de verre de la chambre anéchoïque, une fois à sa place, la plaque émergeait juste au niveau du plancher réfléchissant, pour obtenir la condition de plaque bafflée. La principale difficulté a été de respecter expérimentalement les conditions de montage de la plaque sur la cavité.

### 2.3.1 Réalisation de la condition d'appui simple

La liaison entre la cavité et la plaque devait respecter deux conditions distinctes. Elle devait tout d'abord approcher la condition théorique d'appui simple. Elle devait également permettre une étanchéité acoustique entre l'intérieur et l'extérieur de la cavité. Des fuites acoustiques auraient faussé les mesures du bruit transmis par la plaque.

Aglietti et Cunningham [1] ont étudié différentes solutions pour mettre en œuvre expérimentalement la condition d'appui simple sur le périmètre d'une plaque. Chacun de ces dispositifs vise à imposer un déplacement nul sur le bord de la plaque tout en laissant la liberté de rotation sur son axe. Ils ont notamment proposé de serrer la plaque entre des couteaux (voir la figure 2.5(a)), d'en insérer les côtés dans des gorges creusés dans le support (voir la figure 2.5(b)). Ils ont également envisagé des montages plus complexes, par exemple en considérant une plaque encastrée plus longue, et en pratiquant un étranglement aux dimensions voulues (voir la figure 2.5(c)) ou encore en implantant la plaque sur un système de suspension souple (voir la figure 2.5(d)). Ces montages présentent des performances intéressantes et approchent très correctement

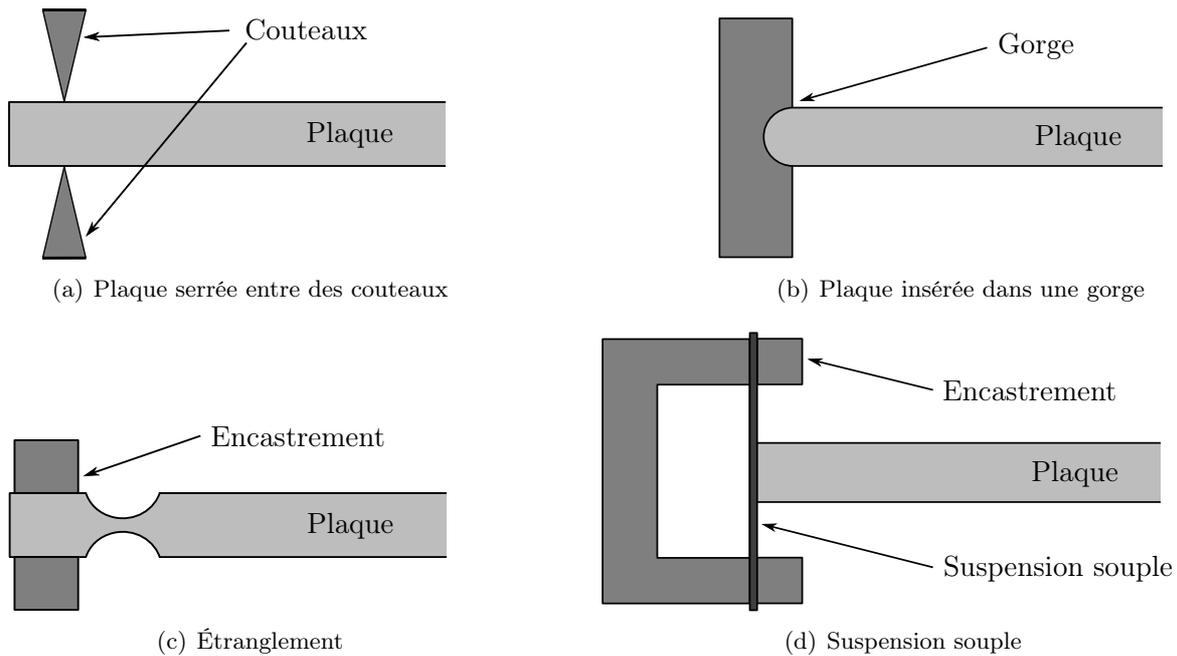


Figure 2.5: Les différents dispositifs proposés par Aglietti et Cunningham [1]

la condition d'appui simple. Malheureusement, elles sont difficiles à mettre en œuvre et elles ne permettent pas toutes d'obtenir une liaison cavité-plaque acoustiquement étanche.

C'est finalement un dispositif inspiré de celui proposé par Ochs et Snowdon [111] qui a été retenu : une bande d'acier d'une largeur de 6cm et d'une épaisseur de 0.2mm est collée (par collage néoprène) sous la plaque sur tout son périmètre. La plaque est alors posée sur la cavité et le ruban est serré entre la face supérieure des parois de la cavité et un cadre de maintien. Le schéma de la figure 2.6 décrit ce dispositif. La liaison cavité-plaque ainsi obtenue est acoustiquement étanche grâce au ruban. De plus, un déplacement nul est imposé sur tout le périmètre de la plaque. Malgré tout, grâce à la souplesse du ruban d'acier, la plaque est localement libre en rotation sur l'axe de son bord. Cette liaison cavité-plaque remplit toutes les conditions nécessaires, elle a été utilisée pour la réalisation du banc d'essai. Un cadre a donc été fabriqué pour pouvoir pincer le ruban sur le sommet des parois de la cavité. Un serrage suffisamment fort a été rendu possible par l'ajout d'inserts dans la tranche des parois en médium haute densité.

### 2.3.2 Analyse modale

Le montage de la plaque sur la cavité décrit au paragraphe précédent devait permettre d'obtenir une liaison de type appui simple sur tout le périmètre de la plaque. Un second cadre, dit « contre-cadre » a été fabriqué pour pouvoir placer la plaque, entre le cadre et le contre-cadre, dans les mêmes conditions de fixation que sur le montage final sans pour autant être influencée par la présence de la cavité (voir la photographie de la figure 2.7). La condition d'appui simple a alors pu être validée grâce à une analyse modale de la plaque.

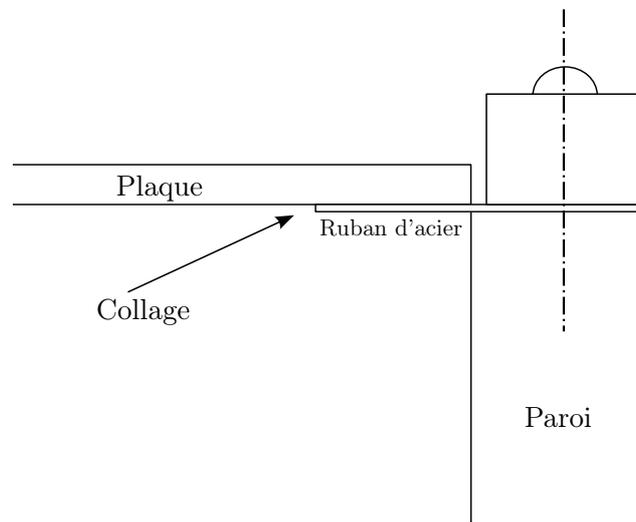


Figure 2.6: Réalisation de la condition d'appui simple



Figure 2.7: La plaque seule serrée entre le cadre et le contre-cadre

Une analyse modale est une méthode dont l'objectif est de connaître le comportement dynamique d'une structure. En effet, elle permet de dégager les paramètres modaux indispensables à la connaissance du modèle dynamique de la structure : fréquences propres, amortissements et formes propres associées.

### Principe de l'analyse modale

L'analyse modale expérimentale a pour but l'identification des paramètres modaux d'une structure à partir d'essais dynamiques.

Dans son ouvrage Ewins [47] détaille différentes manières de mettre en œuvre une démarche d'analyse modale expérimentale. Pour notre étude, des séries de mesures accélérométriques ont été réalisées sur la structure pour chacun des points d'un maillage judicieusement choisis pour obtenir des déformées significatives. Théoriquement, l'excitation est un choc en un point fixe. Pour des raisons pratiques, lors des mesures, nous avons utilisé le principe de réciprocité qui permet d'inverser excitation et point de mesure sans changer la réponse de la structure. La position de l'accéléromètre était donc fixe et l'excitation a été appliquée grâce à un marteau de choc tous les points du maillage.

La fonction de réponse en fréquence au point  $n^{\circ}i$  ( $FRF_i$ ) est définie comme le rapport de la transformée de Fourier  $X_i$  de la réponse de la structure au point  $n^{\circ}i$  :  $x_i$  mesurée grâce à l'accéléromètre et de la transformée de Fourier  $F$  de l'excitation  $f$  mesurée directement grâce au marteau de choc.

$$FRF_i(\omega) = \frac{X_i(\omega)}{F(\omega)} \quad (2.1)$$

On cherche alors à identifier ces fonctions de réponse en fréquence sous la forme d'une somme de fonctions rationnelles en  $\omega$  :

$$FRF_i(\omega) = \sum_{r=1} \frac{A_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j\eta_r\omega_r^2} \quad (2.2)$$

La représentation d'une fonction de réponse en fréquence sur le cercle de Nyquist permet de mettre en évidence la résonance. En effet, au voisinage d'une résonance, la somme de fonctions rationnelles donnée par l'équation 2.2 peut être approchée par la seule contribution de la résonance en question. On a alors :

$$FRF_i(\omega) = \frac{A_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j\eta_r\omega_r^2} \quad \text{pour } \omega \approx \omega_r \quad (2.3)$$

Le tracé de la fonction de réponse en fréquence dans le plan complexe a donc la particularité de décrire un cercle dont les caractéristiques (centre, rayon) sont reliées aux caractéristiques du mode considéré (fréquence propre, amortissement, déformée modale). De ce fait, il est possible, en interpolant le cercle mesuré par la méthode des moindres carrés, d'estimer ces paramètres.

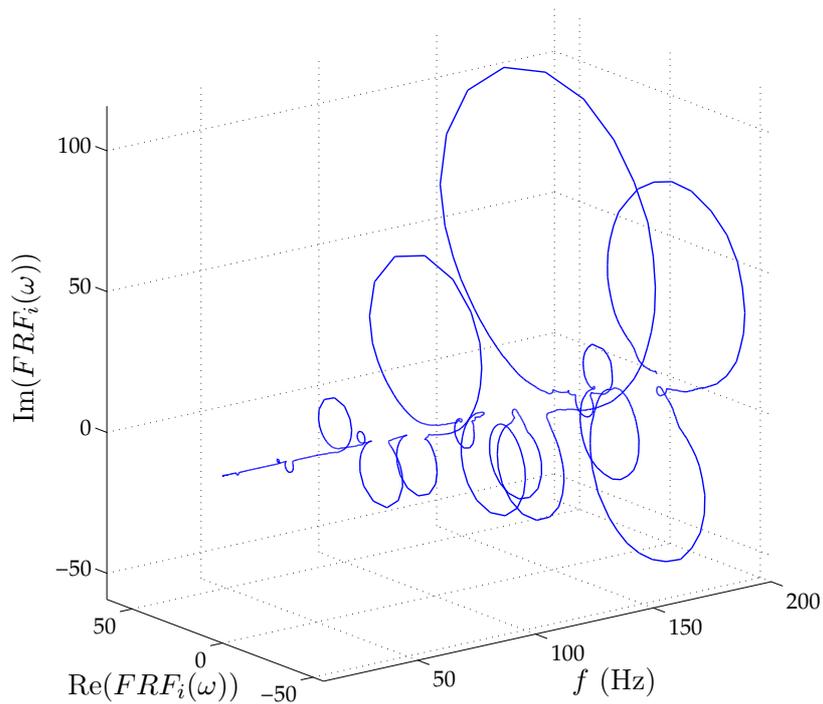


Figure 2.8: Fonction de réponse en fréquence en 3 dimensions

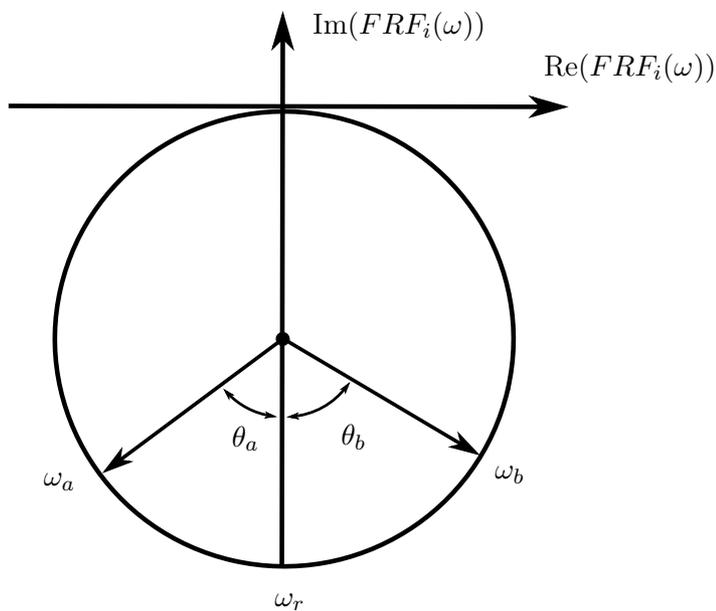


Figure 2.9: Cercle de Nyquist théorique permettant de déduire les paramètres d'un mode

La figure 2.8 présente une fonction de réponse en fréquence tracée en 3 dimensions. Des cercles apparaissent au niveau des fréquences de résonance de la structure. La figure 2.9 représente le cercle de Nyquist théorique tracé pour une résonance à la pulsation  $\omega_r$ . Les caractéristiques modales peuvent alors être estimées. La pulsation de résonance  $\omega_r$  est la pulsation pour laquelle  $\partial\theta/\partial\omega$  est maximum. L'amortissement est alors donné par :

$$\eta_r = \frac{\omega_A^2 - \omega_B^2}{\omega_r^2} \cdot \frac{1}{\tan\left(\frac{\theta_A}{2}\right) + \tan\left(\frac{\theta_B}{2}\right)} \quad (2.4)$$

avec  $\omega_A$  et  $\omega_B$  deux pulsations choisies de part et d'autre de la résonance et  $\theta_A$  et  $\theta_B$  les angles correspondant à ces pulsations. Toutes les combinaisons de pulsations  $A$  et  $B$  sont possibles. La représentation de  $\eta_r = f(\omega_A, \omega_B)$  doit faire apparaître un plan horizontal. En pratique, cette représentation permet d'estimer la qualité des mesures et donc des résultats obtenus. Enfin, l'amplitude modale est calculé par :

$$|A_r| = 2\omega_r^2 \eta_r R \quad (2.5)$$

Tous ces paramètres sont à estimer pour tous les points mesurés et cela pour chaque mode détecté. Il est bien évident que la fréquence modale et l'amortissement modal ne dépendent que du mode considéré et pas du point de mesure. Pratiquement, une disparité de mesure existe. C'est pourquoi il est nécessaire de calculer une valeur moyenne pour la fréquence et pour l'amortissement. Par la suite, les amplitudes modales sont recalculées. Il serait également possible de calculer les masses modales et les raideurs modales, mais ces paramètres ne présentent pas d'intérêt particulier en ce qui concerne notre étude.

### Mise en œuvre expérimentale

L'analyse modale de la plaque d'aluminium serrée entre le cadre et le contre-cadre a été réalisée avec le matériel suivant :

- Marteau de choc équipé d'un capteur de force B&K 8200
- Accéléromètre B&K 4393V
- Système d'acquisition : Hewlett-Packard Paragon

La figure 2.10 reprend le principe de l'analyse modale : la mesure des différentes fonctions de réponse en fréquence. Pour traiter une bande de fréquence correspondant à celle de notre étude, le maillage doit être adapté. L'ordre du mode le plus élevé est  $(p, q) = (2, 9)$ . Il a donc été décidé de mailler la plaque avec un pas de 35mm pour obtenir un nombre de points suffisant pour décrire convenablement les déformées modales de grands ordres.

La figure 2.13 présente les déformées obtenues expérimentalement pour différents modes. Elles peuvent être comparées aux déformées théoriques d'une plaque en appui simple (figure

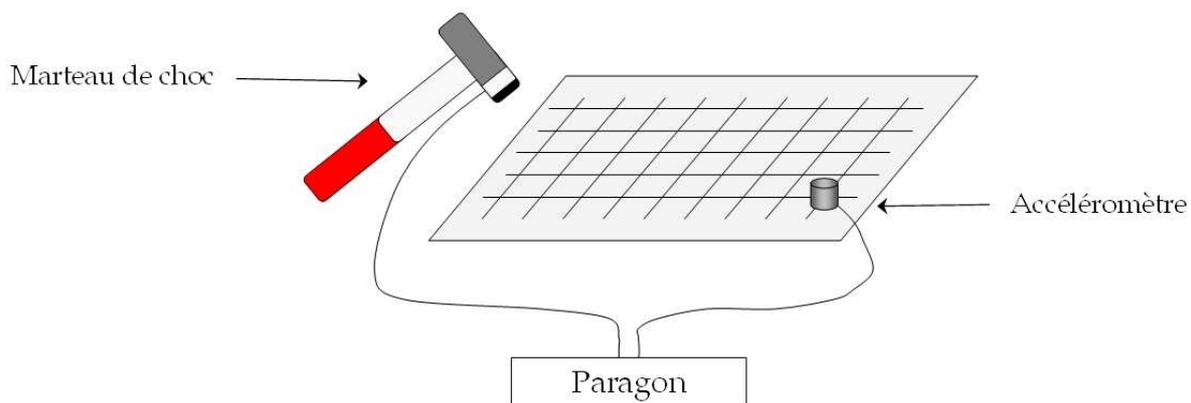


Figure 2.10: Principe de l'analyse modale de la plaque

2.14). Le tableau 2.3 compare les fréquences propres théoriques et expérimentales. Les résultats obtenus sont globalement satisfaisants. Les déformées modales mesurées correspondent à celles d'une plaque en appui simple. Les fréquences de résonance expérimentales s'accordent également avec les fréquences de résonance théoriques d'une plaque en appui simple (voir figure 2.11).

Il faut cependant remarquer que les déformées 2.13(b) et 2.13(c) associées aux modes  $n^{\circ}2$  et  $n^{\circ}3$  ne correspondent pas parfaitement aux déformées théoriques pour une plaque en appui simple. En effet, elles sont diagonales alors que la théorie prévoit des lignes nodales parfaitement parallèles aux bords de la plaque. Ce phénomène peut être dû aux tensions induites par la mise en place et le serrage de la plaque. Elle se trouve alors précontrainte, et les déformées sont modifiées. Ce phénomène ne concerne que les modes  $n^{\circ}2$  et  $n^{\circ}3$ , il n'est pas visible sur les autres modes.

On constate que certaines déformées sont relativement accidentées, notamment les déformées 2.13(a) et 2.13(b). Ces erreurs dans l'estimation de l'amplitude modale sont dues à un nombre de points trop faible dans le calcul des fonctions de réponse en fréquence. La résolution fréquentielle, pourtant de 0.0625 Hz, est trop faible au niveau des résonances, le cercle de Nyquist correspondant ne se résume alors qu'à quelques points (voir le détail de la fonction de réponse en fréquence au niveau du premier mode, figure 2.12), il est trop sommairement décrit. Il en découle une erreur dans le calcul des paramètres modaux. Si l'erreur sur la fréquence propre du mode est très faible (elle est inférieure à la résolution fréquentielle), celle sur la déformée et surtout celle sur l'amortissement peuvent être nettement plus importantes. On ne peut apporter que peu de crédit aux mesures de l'amortissement pour les premiers modes.

La déformée 2.13(f) présente elle aussi de nombreux accidents, on ne parvient même plus à discerner l'ordre du mode. Dans la partie supérieure du domaine fréquentiel d'étude, la densité modale de la plaque devient trop importante. Les différentes résonances se superposent trop pour pouvoir être séparées, on ne peut alors plus extraire les caractéristiques modales de chaque mode.

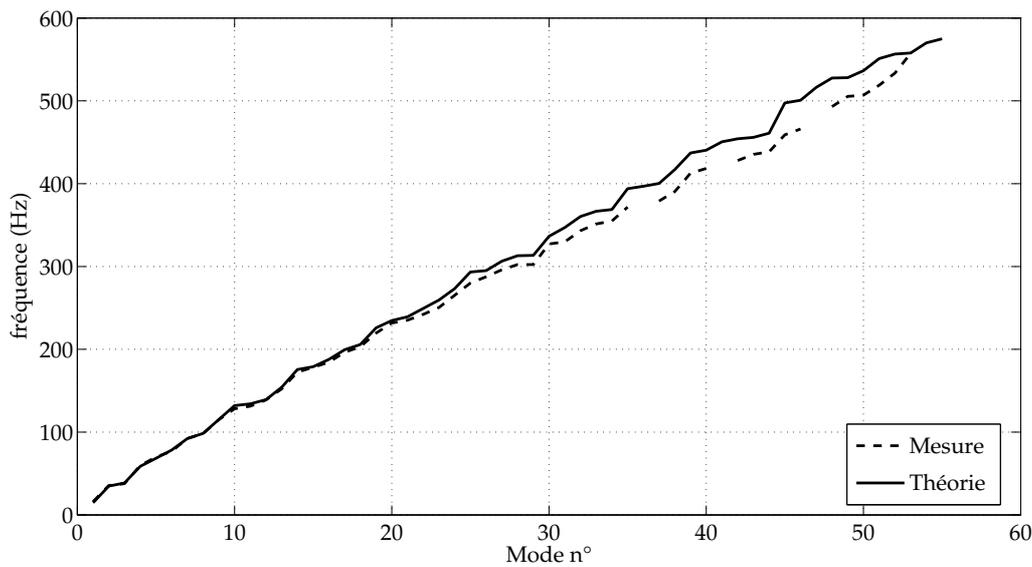


Figure 2.11: Comparaison des fréquences propres théoriques et expérimentales

Le tableau 2.3 présente les amortissements modaux correspondant aux différents modes de la plaque. Ces valeurs sont relativement élevées, nettement supérieures aux amortissements modaux d'une plaque réellement en appui simple. Outre l'hypothèse de la mesure de l'amortissement faussée par une résolution fréquentielle trop faible, cette augmentation peut être due aux conditions aux limites : de l'énergie est dissipée dans la flexion du ruban d'acier. L'amortissement apparaît donc plus important, notamment pour les premiers modes : ceux où les amplitudes modales sont les plus fortes. L'effet est moins visible sur les modes suivants dont l'amplitude est plus faible.

Enfin, il faut signaler qu'entre deux séries de mesures, d'importantes variations de fréquences propres et de déformées ont été constatées, notamment concernant les modes n°2 et n°3. Les caractéristiques modales de la plaque sont sensibles aux conditions au moment de la manipulation, mais surtout aux conditions d'assemblage du système. Démontez, puis remonter la plaque implique un serrage différent, et donc une répartition différente des contraintes.

### Validation de la condition d'appui simple

Les caractéristiques obtenues expérimentalement lors de cette analyse modale sont très proches de celles d'une plaque en appui simple. Le montage de la plaque en utilisant le ruban d'acier pincé entre le haut des parois du caisson et le cadre de serrage peut donc être validé : il permet d'approcher très correctement les conditions d'appui simple pour la plaque d'aluminium.

Cette conclusion est cependant à nuancer. Si les fréquences propres correspondent correctement, l'erreur est plus importante en ce qui concerne les déformées modales et l'amortissement.

n°	$p$	$q$	$f_{theo}$ (Hz)	$f_{exp}$ (Hz)	$\eta_{exp}$ (%)
1	1	1	14.7	16.3	2.12
2	1	2	34.8	35.5	1.19
3	2	1	38.6	37.8	1.05
4	2	2	58.7	59.6	1.12
5	1	3	68.3	69.9	1.35
6	3	1	78.4	76.9	0.53
7	2	3	92.2	92.3	0.85
8	3	2	98.5	98.3	0.75
9	1	4	115.2	115.0	0.88
10	3	3	132.0	128.3	0.65
11	4	1	134.1	131.4	0.63
12	2	4	139.1	138.9	0.62
13	4	2	154.2	152.3	0.59
14	1	5	175.6	172.5	0.52
15	3	4	178.9	178.2	0.59
16	4	3	187.7	184.4	0.64
17	2	5	199.5	196.3	0.66
18	5	1	205.8	203.1	1.09
19	5	2	225.9	219.6	0.60
20	4	4	234.7	231.7	0.66
21	3	5	239.3	235.2	0.85
22	1	6	249.3	242.2	0.46
23	5	3	259.4	250.4	0.71
24	2	6	273.2	265.2	0.53
25	6	1	293.4	280.0	0.65
26	4	5	295.0	287.6	0.73
27	5	4	306.3	296.0	0.95
28	3	6	313.0	302.3	0.64
29	6	2	313.5	302.3	0.64
30	1	7	336.5	327.2	0.57
31	6	3	347.0	329.8	0.53
32	2	7	360.4	343.3	0.76
33	5	5	366.7	351.4	0.74
34	4	6	368.8	354.9	0.57
35	6	4	393.9	371.7	0.70
36	7	1	396.6		
37	3	7	400.2	379.1	0.58
38	7	2	417.0	390.4	0.67
39	1	8	437.1	412.6	0.71
40	5	6	440.4	418.3	0.61

Tableau 2.3: Comparaison entre les fréquences propres théoriques et expérimentales

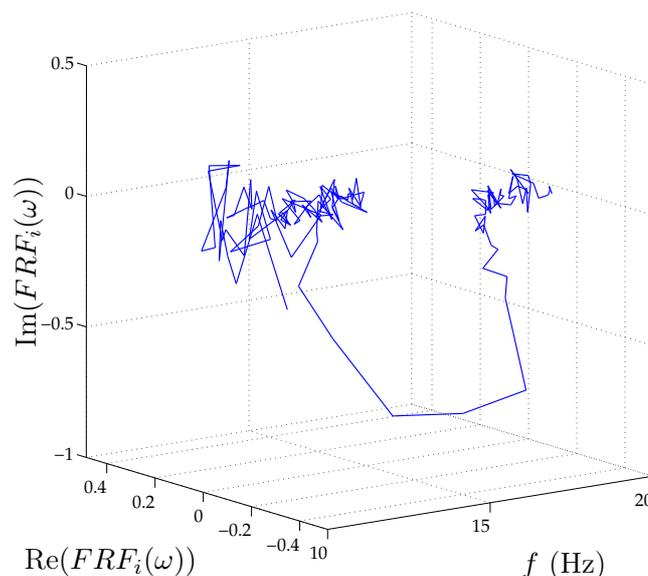


Figure 2.12: Fonction de réponse en fréquence en 3 dimensions - Détail de la première résonance

Il faut alors bien distinguer les erreurs inhérentes au dispositif de mesure et celles dues à la technique utilisée pour obtenir la plaque en appui simple. Comme évoqué précédemment, la mesure mise en œuvre et l'utilisation du cercle de Nyquist pour déterminer les paramètres modaux induit des erreurs sur les modes basse-fréquence en raison de la résolution fréquentielle trop faible. Les erreurs sur les déformées des modes 2 et 3 ne sont, en revanche pas imputables à la mesure, il semblerait qu'elles soient dues aux contraintes impliquées par le serrage de la plaque entre les cadres. Il est difficile de se prononcer quant aux erreurs sur l'amortissement dans les basses fréquences. Si les mesures sont moins fiables à ces fréquences, l'hypothèse selon laquelle le ruban d'acier augmente l'amortissement est tout à fait admissible.

Quoi qu'il en soit, ces problèmes interviennent principalement dans les très basses fréquences (10-50Hz), c'est-à-dire en dehors du domaine fréquentiel de notre étude. Ils n'empêchent donc pas de valider la liaison cavité-plaque par le ruban d'acier.

## 2.4 La source acoustique

### 2.4.1 Choix de la source

La source acoustique devait être implantée dans le coin inférieur de la cavité, au point de coordonnées  $(x, y, z) = (0, 0, 0)$ . Pour être conforme aux objectifs fixés par les différents partenaires du projet **CAHPAC**, notamment dans l'optique d'une modélisation, il devait s'approcher d'un monopôle. Différents moyens ont été envisagés. Les plus pertinents étaient d'utiliser un haut-

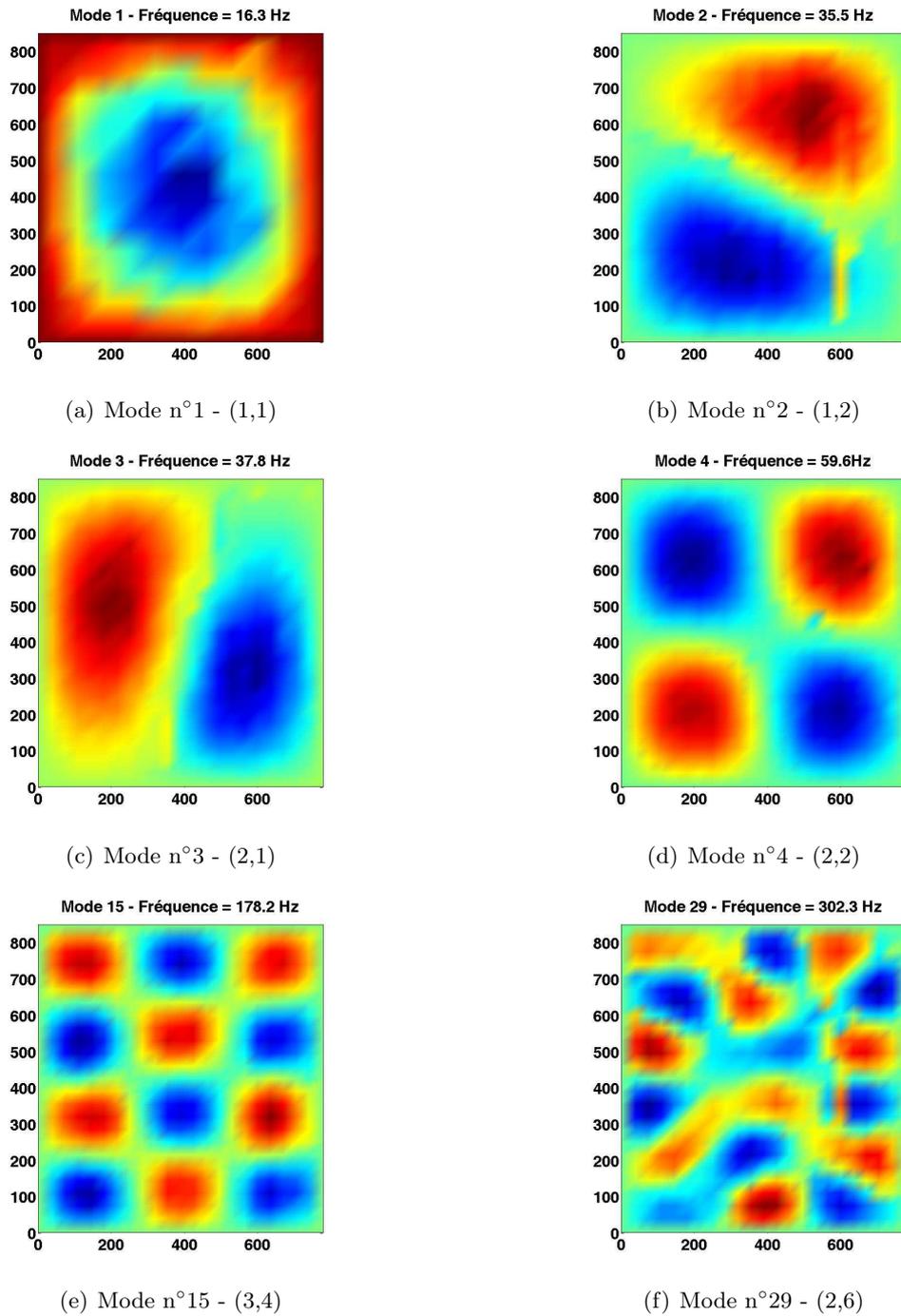


Figure 2.13: Déformées modales expérimentales

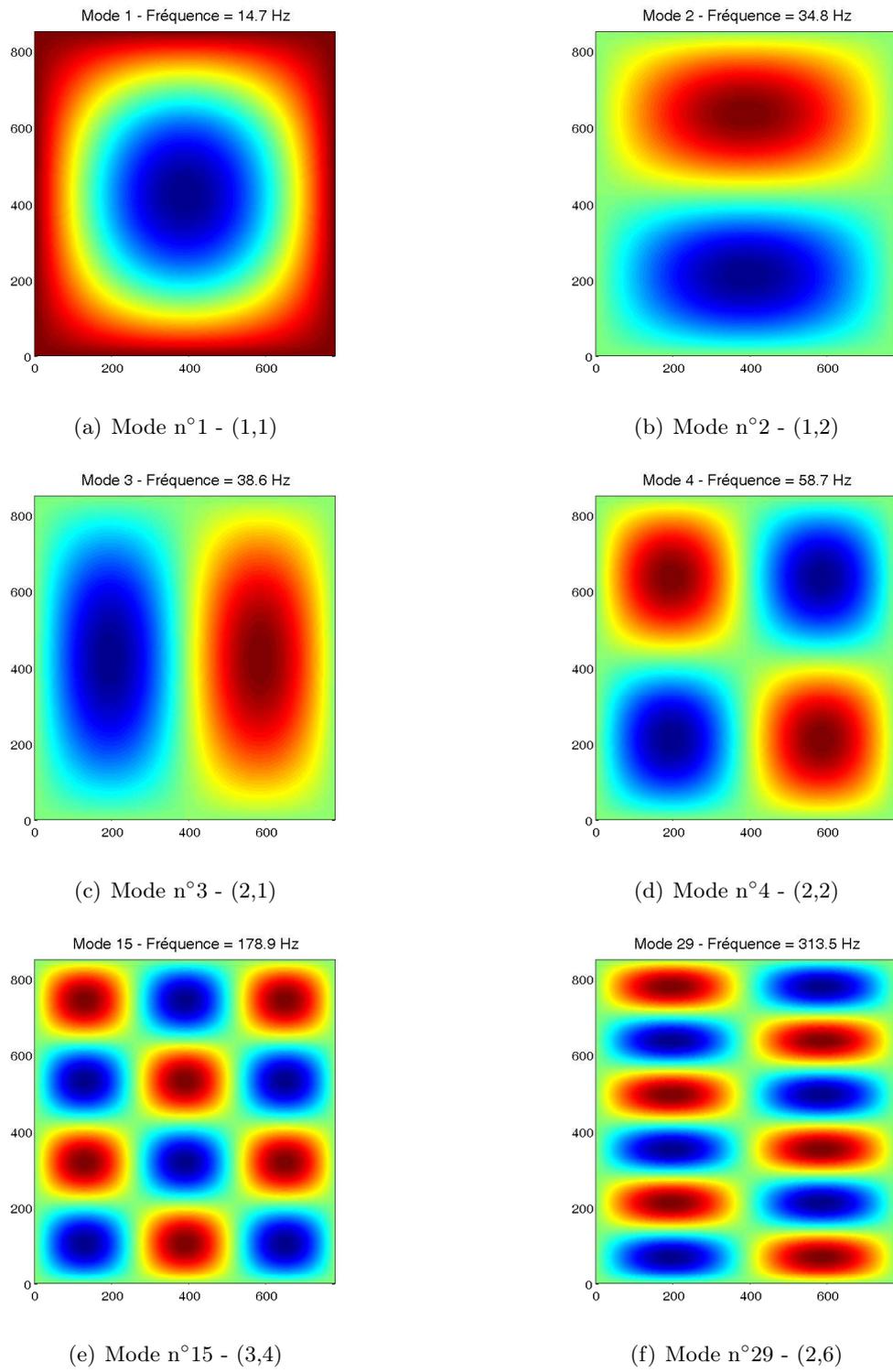


Figure 2.14: Déformées modales théoriques

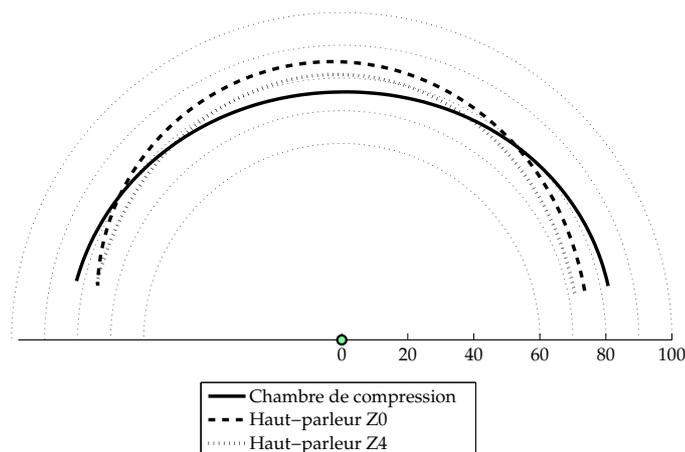


Figure 2.15: Comparaison de la directivité des sources : niveau de pression (en dB) en champ libre à une distance de 1m

parleur ou une chambre de compression. Les solutions suivantes ont été testées :

- Haut-parleur AUDAX HM130Z0 5"
- Haut-parleur AUDAX HM130Z4 5"
- Chambre de compression JBL 2447H/J (mise à disposition par l'INRS)

Les haut-parleurs pouvaient être montés directement sur une paroi du caisson, alors que la chambre de compression devait être implantée dans la cavité par le biais d'un tuyau.

Ces trois solutions ont été comparées sur deux critères principaux : la directivité et la capacité de la source à fournir un niveau de puissance important sur tout la gamme fréquentielle de la mesure. Les mesures ont été effectuées en champ libre. La figure 2.15 présente la directivité obtenue à une distance de 1m pour une excitation en bruit blanc sur la gamme [50Hz-600Hz]. Sur la figure 2.16, les spectres en tiers d'octave sont comparés pour les trois sources alimentées par la même tension. Le caractère localisé de la source n'a pas été testé, mais l'implantation de la chambre de compression dans la cavité grâce à un tube permet de réaliser une source moins étendue, et donc plus « ponctuelle » qu'une membrane de haut-parleur.

D'après les graphiques des figures 2.15 et 2.16, c'est la chambre de compression qui correspond le mieux aux critères fixés. En effet, sa directivité quasi-sphérique se rapproche de celle d'un monopôle. De plus, c'est la source qui permet d'atteindre le niveau le plus fort dans le bas du domaine d'étude 50-150Hz. Quand la fréquence augmente, le problème ne se pose pas, toutes les sources permettent d'obtenir un niveau suffisant. Notre choix s'est donc porté sur la chambre de compression JBL 2447H/J implantée dans un coin de la cavité par le biais de tuyaux. Pour l'ensemble des expérimentations, l'excitation était un bruit blanc filtré sur la bande de fréquence 50-600Hz.

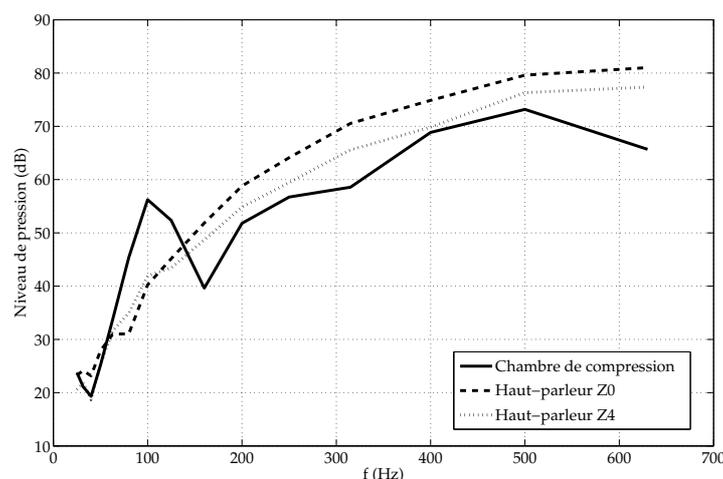


Figure 2.16: Comparaison des spectres en tiers d'octave de la pression à 1m pour une même tension d'alimentation

### 2.4.2 Mesure de la puissance injectée

La mesure de la puissance acoustique injectée par la source dans le système un élément primordiale du dispositif expérimental. En effet, mesurer la puissance rayonnée par la plaque n'aurait que bien peu de sens si on ne connaissait pas la puissance de la source. De plus, par définition, la perte par insertion, ou *Insertion Loss*, obtenue grâce à un dispositif est la réduction de puissance rayonnée vers l'extérieur **pour une puissance acoustique injectée constante**.

En outre, la mesure en temps réel de la puissance de la source présente différents avantages. Elle permet de connaître les caractéristiques de l'excitation acoustique injectée dans le système : son niveau, mais aussi son profil spectral. Lors de mesures pouvant durer plusieurs heures, elle permet également d'assurer que le comportement de la source a bien été constant pendant toute la durée de l'acquisition, évitant ainsi les accidents de mesure dus à une dérive d'un générateur de bruit blanc.

Nous avons donc fait le choix de mettre en œuvre un dispositif de mesure de la puissance injectée dans la cavité. Il utilise un tronçon de tube rigide intercalé entre la chambre de compression et la cavité.

**Sauf indication contraire, toutes les mesures de puissance rayonnée par la plaque présentées dans ce mémoire sont normalisées par la puissance acoustique injectée par la source dans la cavité.**

#### Principe

Le principe utilisé pour mesurer la puissance injectée par la source [134] est très semblable au principe de la mesure par intensimétrie qui sera présenté dans la partie suivante (voir le

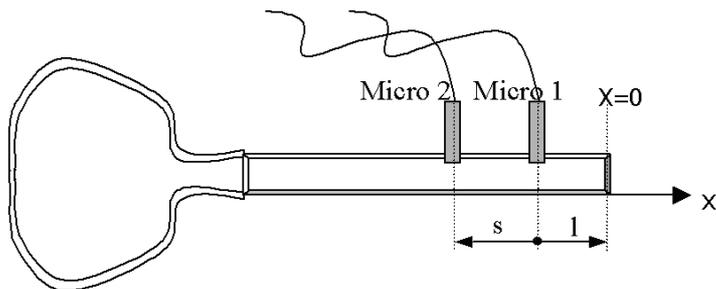


Figure 2.17: Dispositif de mesure de la puissance

paragraphe 2.5). Il utilise une sonde composée de deux microphones.

La source débouche dans un tube rigide dont la section, comparée au domaine fréquentiel de l'étude, permet de s'assurer qu'il n'est parcouru que par des ondes planes. Les deux microphones sont implantés le long de ce tube de mesure. Ils peuvent alors être considérés comme une sonde intensimétrique. La partie imaginaire de l'interspectre entre les signaux des deux microphones permet d'obtenir l'intensité acoustique dans le tube. En considérant que l'intensité dans le tube est égale à celle à son extrémité, la puissance acoustique injectée par la source est obtenue en intégrant l'intensité sur la section : en la multipliant simplement par la section du tube. La figure 2.17 décrit le dispositif utilisé.

### Implantation

Dans une première approche, la chambre de compression devait être reliée au tube de mesure par une longueur de tuyau souple, le tube rigide devait alors déboucher directement dans la cavité. Mais le caisson étant enfoui dans la laine de verre de la chambre anéchoïque, pour des raisons d'encombrement, le tube n'a pu être implanté comme prévu. Alors qu'une première longueur de tuyau souple relie la chambre au tube de mesure, une seconde nous a permis de déboucher dans le coin de la cavité. Ainsi, décomposé en plusieurs tronçon, le dispositif peut être implanté sur le côté de la cavité, fixé au châssis en profilé d'aluminium (voir les photographies des figures 2.18).

Les microphones qui ont été utilisés sont des 1/4" Bruel & Kjaër, associés à une alimentation Bruel & Kjaër Type **Nexus**. Des logements ont été prévus le long du tube pour les placer. Une fois en place, leur membrane affleurerait à l'intérieur du tube. Ils ont été insérés dans cylindre de protection en résine afin de ne pas être abîmés en étant serrés directement dans le logement en métal.

### mesure du débit acoustique injectée et remarques

Dans la modélisation du système par une approche modale qui sera décrite au chapitre 3, la source est modélisée comme une source de débit acoustique, la puissance rayonnée par la source dans le système n'étant pas accessible dans ce calcul. Bien que, par définition, c'est bien pour une puissance constante que doit être calculer la perte par insertion, pour pouvoir mener des



Figure 2.18: Implantation du dispositif de mesure de la puissance

comparaisons entre calculs et mesures, il est intéressant de mesurer le débit acoustique injecté dans le système. Il peut être calculé à partir des signaux des microphones utilisés pour la mesure de la puissance, en considérant la propagation des ondes dans le tube rigide.

La pression générée par la chambre de compression est supposée se propager en ondes planes dans le tube. À partir de cette hypothèse, raisonnable car les longueurs d'onde sont très supérieures à la section du tube, il est possible, au moyen des deux microphones implantés dans le tube, de mesurer le débit de la source. Le dispositif est décrit par la figure 2.17.

En tout point du tube, la pression peut être exprimée sous la forme :

$$p(x) = P_i \left( e^{-ikx} + R(\omega)e^{ikx} \right) \quad (2.6)$$

où  $\omega$  et  $k$  sont la pulsation et le nombre d'onde de l'onde acoustique,  $P_i$  l'amplitude de l'onde incidente et  $R(\omega)$  le coefficient de réflexion la sortie du tube. La fonction de transfert entre les pressions  $p_1$  et  $p_2$ , aux microphones 1 et 2, s'écrit alors :

$$H_{12}(\omega) = \frac{p_2}{p_1} = \frac{p(-l-s)}{p(-l)} = \frac{e^{ik(l+s)} + R(\omega)e^{-ik(l+s)}}{e^{ikl} + R(\omega)e^{-ikl}} \quad (2.7)$$

Le coefficient de réflexion en sortie de tube peut donc être déduit :

$$R(\omega) = e^{2ikl} \frac{e^{iks} - H_{12}(\omega)}{H_{12}(\omega) - e^{-iks}}, \quad (2.8)$$

ce qui permet, connaissant la fonction de transfert  $H_{12}(\omega)$ , de calculer la pression partout dans

le tube grâce à  $P_i$ . La vitesse acoustique en tout point du tube peut être exprimée sous la forme :

$$u(x) = \frac{P_i}{\rho_0 c} \left( e^{-ikx} - R(\omega) e^{ikx} \right) \quad (2.9)$$

En sortie de tube, pour  $x = 0$ , la vitesse est donc donnée par :

$$u(0) = \frac{P_i}{\rho_0 c} (1 - R(\omega)) \quad (2.10)$$

Le débit acoustique injecté par la source dans le système est alors calculé grâce à l'expression :

$$Q(\omega) = \pi r^2 u(0) \quad (2.11)$$

où  $r$  est le rayon de la section du tube.

Le même dispositif peut donc être utilisé pour mesurer à la fois la puissance et le débit injecté dans le système. Si, pour établir les pertes par insertion obtenues grâce aux différentes configurations de réductions, les valeurs de la puissance rayonnée par la plaque seront normalisée par la puissance injectée, pour les comparaisons avec le calcul, elles seront normalisées par le débit injecté.

## 2.5 Mesure de la puissance rayonnée par intensimétrie

La mesure par intensimétrie est née à la fin des années 1970, notamment grâce à Pavić [119] et Fahy [48, 49]. Elle est maintenant l'objet de normes ISO [106, 108, 110]. C'est une des solutions les plus intéressantes pour étudier les problèmes de rayonnement de structure comme le cas que nous examinons dans cette étude. Le principe est simple : évaluer la densité de flux de puissance acoustique, appelée intensité acoustique, qui accompagne la propagation de l'onde sonore pour déduire la puissance acoustique totale rayonnée par la structure.

### 2.5.1 Principe de la mesure : la méthode des deux microphones

Dans un fluide au repos, l'intensité instantanée est définie comme le produit de la pression acoustique par la vitesse particulaire :  $\vec{i}(t) = p(t) \times \vec{u}(t)$ . La mesure ne permet d'accéder qu'à la valeur moyenne de  $\vec{i}(t)$  :

$$\vec{I} = \langle p(t) \times \vec{u}(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \times \vec{u}(t) dt \quad (2.12)$$

Le théorème de Wiener-Kinchin permet de donner une représentation fréquentielle de la norme du vecteur intensité acoustique :

$$I = \langle p(t) \times u(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{up}(f) \cdot df \quad (2.13)$$

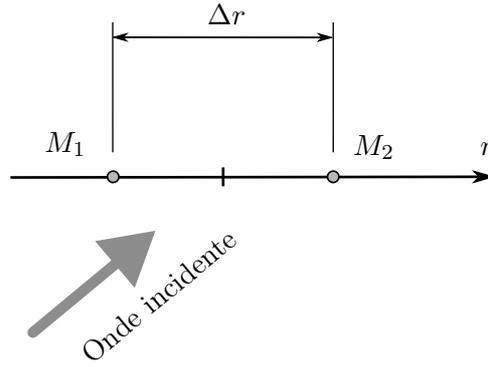


Figure 2.19: Approximation du gradient de pression par la méthode des deux microphones

où  $S_{up}(f)$  est la densité interspectrale d'énergie ou de puissance suivant le type de signal. Compte tenu des propriétés de la transformée de Fourier, on a :

$$I = \int_0^{+\infty} 2\text{Re}(S_{up}(f)) \cdot df \quad (2.14)$$

Dans cette mesure, l'intensité acoustique est évaluée grâce à la méthode des deux microphones, basée sur la relation d'Euler qui lie la vitesse particulaire et le gradient de pression :

$$\rho_0 \frac{\partial u(t)}{\partial t} + \nabla p(t) = 0 \quad (2.15)$$

Deux microphones proches, disposés dans la direction  $r$  (voir figure 2.19) permettent d'approcher le gradient de pression au point central dans cette direction grâce à une approximation aux différences finies. Une interpolation linéaire fournit la pression au même point. On obtient alors :

$$\frac{\partial p}{\partial r} \approx \frac{p_1 - p_2}{\Delta r} \quad (2.16)$$

$$p \approx \frac{p_1 + p_2}{2} \quad (2.17)$$

Les équations 2.15 et 2.16 permettent d'obtenir dans le domaine spectral une approximation de la composante de la vitesse particulaire dans la direction  $r$  et de la pression acoustique au centre de la sonde intensimétrique :

$$U(f) = -\frac{P_1(f) - P_2(f)}{\rho_0 j \omega \Delta r} \quad (2.18)$$

$$P(f) = \frac{P_1(f) + P_2(f)}{2} \quad (2.19)$$

Les équations 2.17 et 2.18 permettent d'écrire une formulation approchée de l'intensité à la fréquence  $f$  :

$$I(f) = 2\text{Re}(S_{up}(f)) = \frac{\text{Im}(S_{21}(f))}{\rho_0 \omega \Delta r} \quad (2.20)$$

Ainsi, grâce à une sonde intensimétrique constituée de deux microphones alignés dont l'écartement est connu, il est possible de mesurer l'intensité acoustique. L'interspectre des signaux de pression fournis par les deux microphones permet d'évaluer l'intensité active, le flux de puissance acoustique.

Pour mesurer la puissance acoustique rayonnée par la plaque, il nous faut donc évaluer le flux de puissance en différents points d'une surface englobant la plaque. L'intensité doit être mesurée sur une direction orthogonale à cette surface. La puissance acoustique totale rayonnée par la plaque est alors obtenue en intégrant le flux de puissance sur toute la surface.

### 2.5.2 Mise en œuvre

D'après la description du principe de la mesure de puissance acoustique par intensimétrie, il suffit, pour connaître l'intensité acoustique active en un point dans une direction, de calculer l'interspectre entre les signaux de pression fournis par les deux microphones de la sonde.

Dans le cadre de notre étude, il nous fallait évaluer la puissance acoustique rayonnée par la plaque d'aluminium. Pour ce faire, le flux de puissance devait être mesuré sur une surface englobant au maximum la plaque dans le demi-espace où elle rayonnait. La surface retenue est un rectangle de mêmes dimensions que la plaque, situé à une faible distance, au-dessus. Ce n'est pas, à proprement parler, une surface fermée englobant la plaque, mais nous avons supposé que tout le flux de puissance acoustique passait au travers de cette surface et donc que les effets de bords, étaient négligeables. Cette approximation a été l'objet d'une vérification décrite dans la suite de ce chapitre.

La sonde intensimétrique a été fixée verticalement (orthogonalement à la plaque) sur un chariot *3 axes* lui permettant de parcourir la totalité du rectangle de mesure. La figure 2.20 propose une photographie du chariot de mesure et de l'implantation de la sonde.

C'est une méthode de mesure dite « par points » qui a été retenue [106]. La surface de mesure a été maillée, le chariot permettant d'atteindre chaque point du maillage où plusieurs mesures ont été effectuées. Les acquisitions et le calcul des interspectres ont été réalisés grâce à un frontal H-P Paragon. La moyenne de ces interspectres était calculée et sauvegardée. Un programme développé sous Matlab a permis de synchroniser les déplacements du chariot et les différentes acquisitions.

A la fin de la procédure de mesure, nous disposions donc de l'interspectre calculé entre les deux microphones pour chacun des points du maillage de la surface de mesure, ces données étant suffisantes pour calculer les intensités acoustiques. Par intégration sur la surface, nous avons pu obtenir la mesure de la puissance acoustique rayonnée par la plaque.

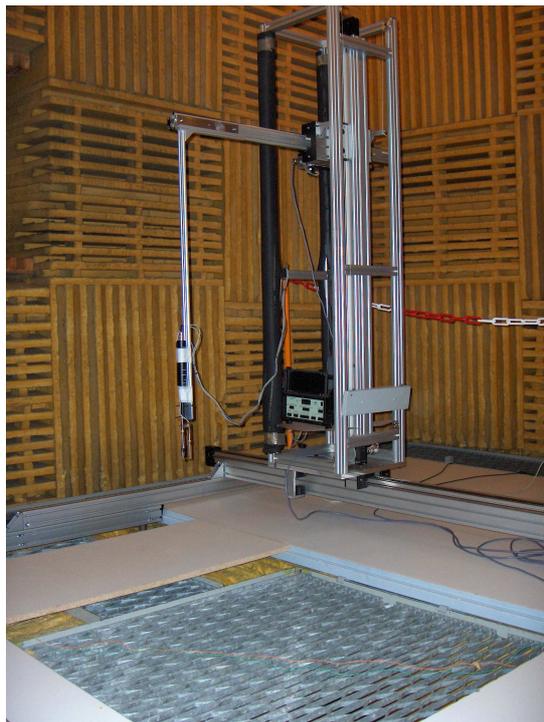


Figure 2.20: Chariot de guidage de la sonde intensimétrique

### 2.5.3 Validation de la mesure

Avant qu'il puisse être utilisé, ce dispositif de mesure a été validé par rapport à trois différents aspects. Nous devons tout d'abord valider la mesure de la puissance en elle-même. Nous nous sommes également intéressé aux maillages de points à utiliser pour obtenir des résultats satisfaisants. Nous avons enfin vérifié que le choix d'une surface ouverte n'englobant pas la plaque n'était pas préjudiciable pour la mesure.

#### Validation de la puissance mesurée

Les valeurs de la puissance acoustique mesurée ont tout d'abord été vérifiées. nous avons validé notre système en confrontant ses résultats à des résultats fournis par un système de mesure de référence. Des mesures comparatives ont donc été réalisées entre notre système et un système *Pulse* de Bruel & Kjaër. Cette validation a été effectuée sur un cas simple : il s'agissait de mesurer, en champ libre, la puissance acoustique rayonnée par une source de référence en se basant sur un maillage constitué de 10 points de mesures.

La figure 2.21 compare les spectres de puissance en tiers d'octaves (en traits pleins) et les niveaux globaux (en pointillés) mesurés par les deux systèmes. On constate que les résultats coïncident de manière satisfaisante. L'écart est inférieur à 1.5dB sur la majeure partie du domaine fréquentiel, il est quasiment nulle pour les plus hautes fréquences. On peut cependant remarquer la différence importante entre les mesures des deux systèmes pour les très basses fréquences. Ce

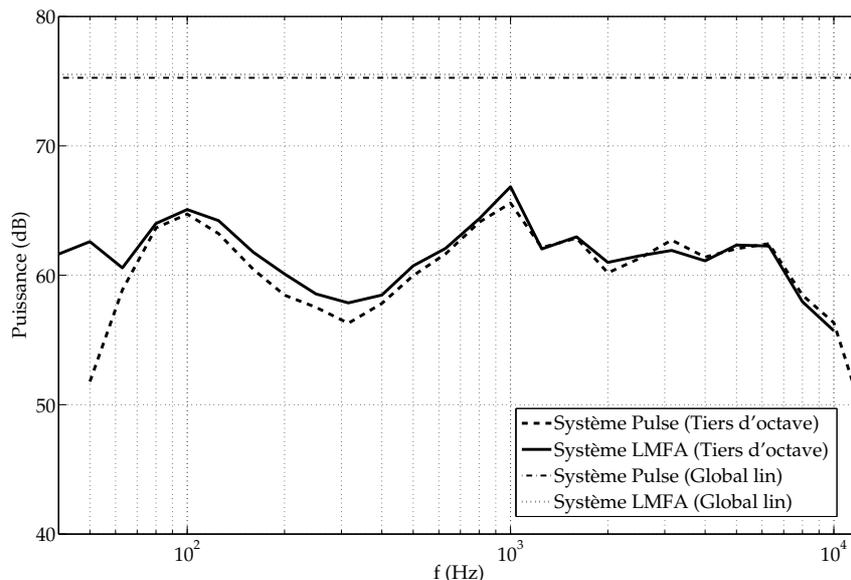


Figure 2.21: Validation de la puissance mesurée par intensimétrie

problème étant situé à une fréquence de 50Hz, il peut s'agir d'une perturbation sur le réseau électrique du laboratoire au moment de la mesure.

Exceptée une différence à 50Hz vraisemblablement due à un problème électrique, les mesures concordent, ce qui permet de valider la mesures de la puissance rayonnée par notre système.

### Choix du maillage

Le choix du maillage de mesure est un paramètre important dans l'évaluation de la puissance rayonnée par la plaque. Un grand nombre de points affine la mesure, tout en offrant la possibilité de visualiser avec précision la structure du champ rayonnée à proximité de la plaque. Il implique en revanche un temps de mesure plus long, le chariot devant déplacer la sonde pour lui faire prendre chacune des positions du maillage.

Un compromis a donc dû être dégagé entre la précision de la mesure et sa vitesse d'exécution. La figure 2.22 compare les puissances mesurées pour deux maillages comprenant 49 et 132 points. Cette mesure a également été l'occasion de vérifier l'influence de l'écartement entre les microphones de la sonde intensimétrique, donné par une cale d'épaisseur. Deux écartements sont possibles : 12mm et 50mm. La cale de 12mm n'a été utilisée que pour un maillage de 49 points.

On constate que les puissances mesurées dans les trois configurations sont comparables. Les différences entre elles sont très faibles, elles ne dépassent pas 1dB et sont, sur la majorité du domaine, quasiment nulles. On peut donc en déduire que le maillage de 49 points est suffisant pour mesurer la puissance rayonnée avec précision. On peut remarquer, en outre, que les mesures effectuées avec la cale de 50mm sont moins accidentées que celle avec la cale de 12mm. Un écartement plus important améliorer la précision de l'évaluation du gradient de la pression par

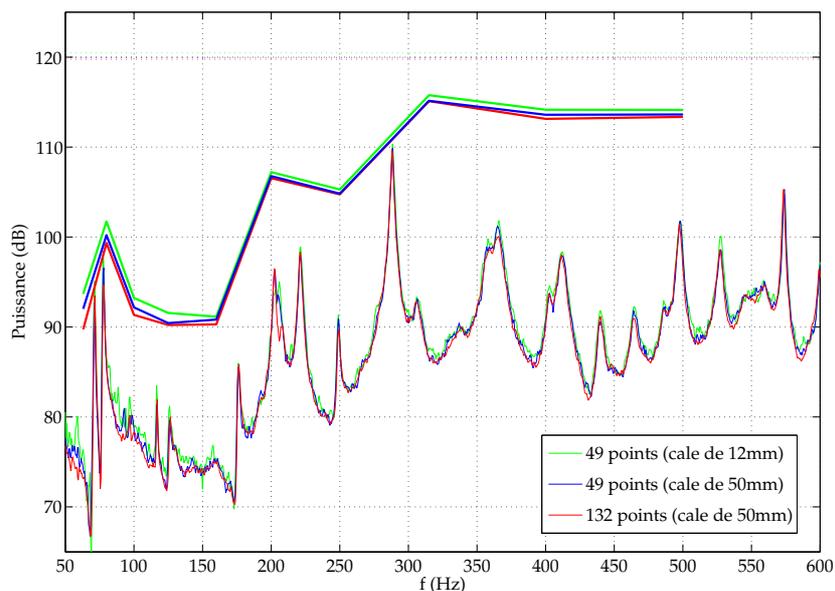


Figure 2.22: Puissance acoustique mesurée pour des maillages de 49 et 132 points en bandes fines (traits fins), tiers d'octave (traits forts et niveau global (pointillés))

la méthode des différences finies (voir l'équation 2.18) et améliore logiquement la mesure.

Selon les mesures, un maillage à 49 ou 132 points a été utilisé, le maillage à 132 permettant de bien visualiser la structure de l'intensité au dessus de la plaque. L'écartement entre les microphone était de 50mm.

### Validation de la surface de balayage

La surface balayée par la sonde intensimétrique était un rectangle de mêmes dimensions que la plaque, située quelque centimètres au dessus. Contrairement au principe de mesure de la puissance d'une source par intensimétrie, cette surface n'englobe pas la source à caractériser. On pouvait alors légitimement se poser la question des effets de bord, c'est-à-dire des fuites d'intensité acoustique sur les bords du maillage de mesure. Une mesure a donc été mise en œuvre pour quantifier ces effets de bord.

Une mesure identique à celle pratiquées pour la mesure de la puissance rayonnée par la plaque a été effectuée en déplaçant la référence des abscisses de 0.40m. La surface de mesure a donc couvert une partie de la plaque. Sur l'autre partie, la sonde intensimétrique était située au-dessus du plancher réfléchissant. La figure 2.23 donne l'intensité acoustique sur la surface de mesure. On constate que, en dehors de la plaque, l'intensité acoustique mesurée est nulle. On peut donc considérer que tout le flux de puissance acoustique passe par la surface de mesure située exactement au dessus de la plaque. Il serait inutile de considérer une surface plus vaste, dépassant sur le plancher réfléchissant de, par exemple, quelques dizaines de centimètres. On

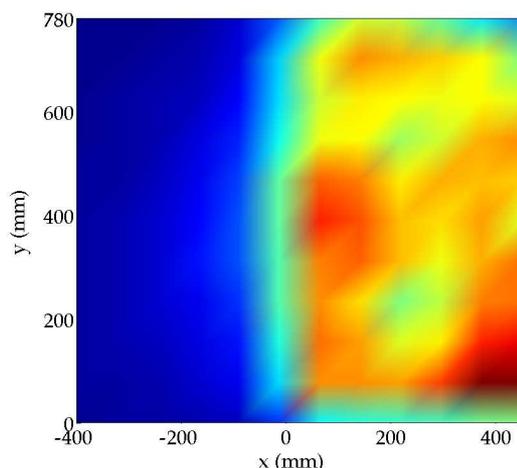


Figure 2.23: Quantification des effets de bord : mesure de l'intensité en décalant la surface de mesure

peut également remarquer que l'énergie acoustique transmise grâce aux parois de la cavité et au plancher est négligeable, ce qui confirme que seule la plaque contribue à la transmission du bruit vers l'extérieur.

## 2.6 Conclusions

Dans ce chapitre, la conception et la mise en œuvre du banc d'essai commun aux partenaires du projet **CAHPAC** ont été décrites. Simplification d'un capotage acoustique traditionnel, l'encoffrement académique proposé est constitué d'une plaque flexible en appui simple couplée à une cavité parfaitement rigide à l'intérieur de laquelle se situe une source acoustique monopolaire. Ses dimensions ont été choisies pour pour lui permettre de présenter différents cas de couplage vibroacoustique dans le domaine fréquentiel de l'étude 50-600Hz.

Le choix des différents éléments constituant le banc d'essai est également détaillé dans ce chapitre. Le but de ces choix est évidemment de respecter le cahier des charges. La cavité est constituée de panneaux de médium haute densité recouverts d'une couche de peinture réfléchissante. La plaque est en aluminium AU4G. La condition d'appui simple a été obtenue grâce à un ruban d'acier collé sous la plaque serré sur la tranche supérieure des parois de la cavité grâce à un cadre de maintien. Une analyse modale est venue valider l'utilisation de ce dispositif. La source est une chambre de compression débouchant dans un coin de la cavité par un tube permettant la mesure de la puissance injectée.

L'objectif de ce banc d'essai est de permettre la mesure de la puissance acoustique transmise par l'encoffrement académique, c'est-à-dire la puissance rayonnée par la plaque. Un dispositif de mesure par intensimétrie a donc été mis en œuvre. La puissance mesurée est alors normalisée par la puissance acoustique injectée dans la cavité. Le schéma global de la figure 2.24 décrit

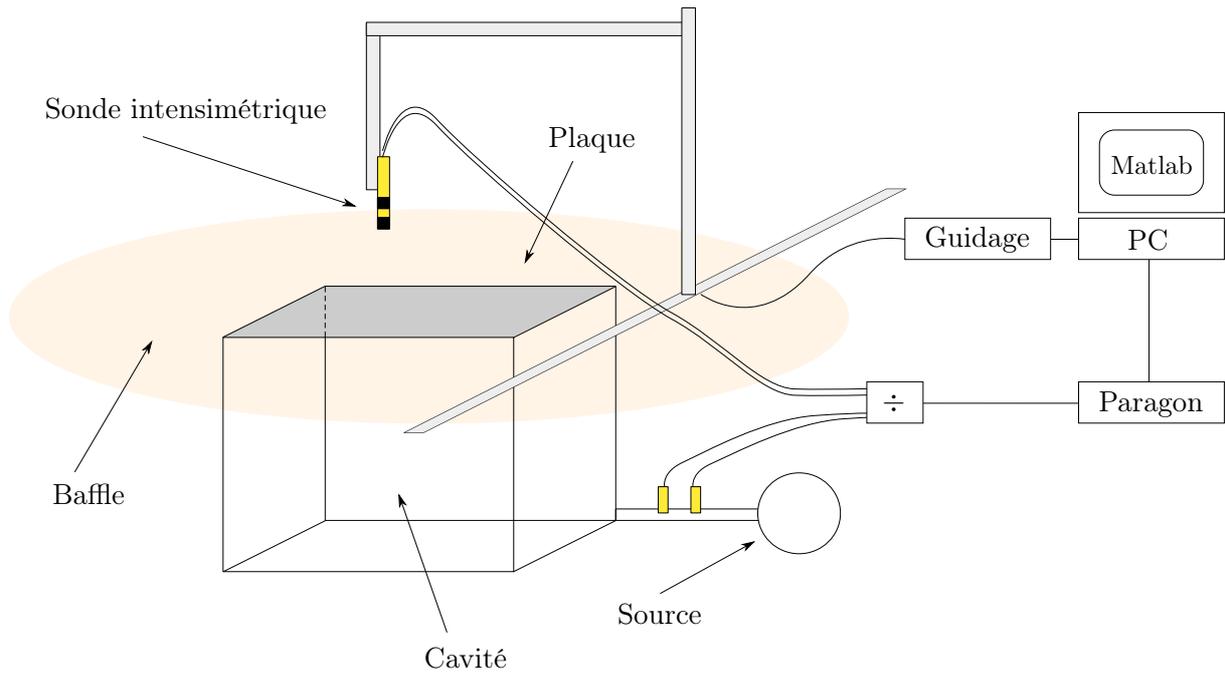


Figure 2.24: Schéma global du banc d'essai

tout le dispositif utilisé : la cavité, la plaque et les mesures de puissance en amont et en aval du système. La photographie de la figure 2.25 montre l'installation expérimentale en conditions d'utilisation. On y voit le plaque émergeant au niveau du plancher et la sonde intensimétrique située à l'extrémité du bras du chariot de guidage.

La majorité des caractéristiques de ce banc d'essai, comme la plaque en appui simple insérée dans un baffle, la cavité rigide ou la source monopolaire, ont été choisis pour permettre sa modélisation analytique. C'est l'objet du chapitre qui va suivre.

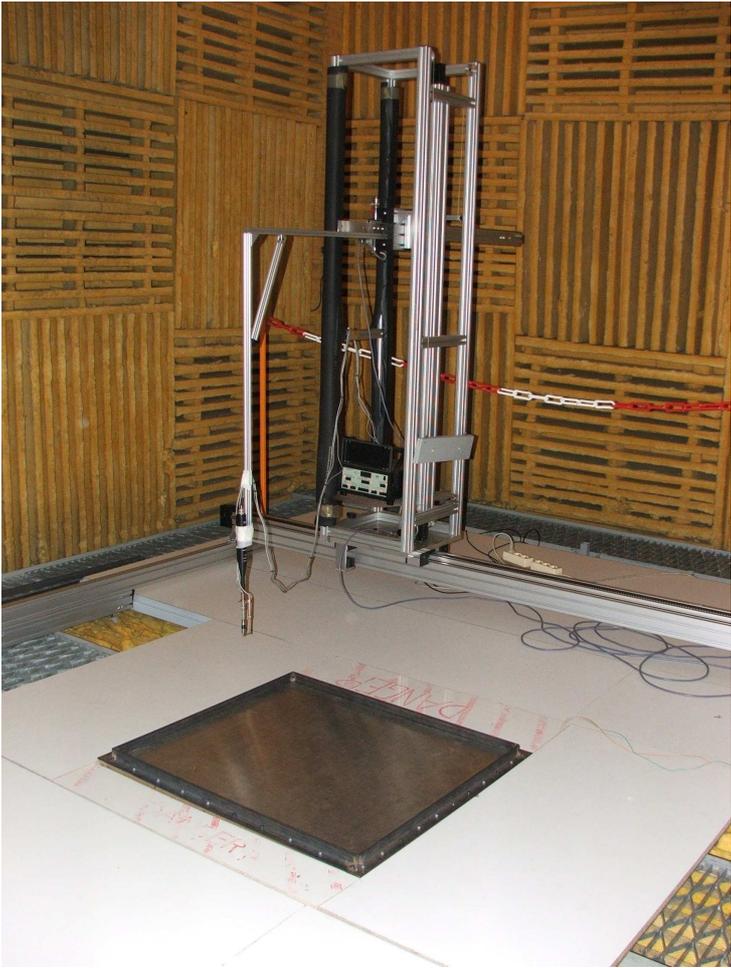


Figure 2.25: Le banc d'essai en conditions d'utilisation

## Chapitre 3

# Modélisation analytique modale d'un champ vibroacoustique couplé, application au système cavité-plaque

La réduction, par action sur les conditions aux limites du champ acoustique interne, de la puissance transmise par un encoffrement nécessite sa modélisation. En effet, pour mettre en œuvre les absorbants actifs, dont le principe a été décrit dans le chapitre précédent, nous devons disposer au préalable de la valeur de l'impédance acoustique normale qui permet d'obtenir la plus grande réduction du bruit transmis par l'encoffrement. L'objectif de cette modélisation est donc de calculer la puissance acoustique transmise par l'encoffrement en fonction des absorbants placés sur les parois de la cavité et de leur impédance.

L'encoffrement académique retenu dans cette étude est une cavité parallélépipédique dont les parois sont parfaitement rigides à l'exception d'une plaque flexible en appui simple sur sa face supérieure. Il s'agit d'une des configurations les plus étudiées dans la littérature car elle constitue l'un des systèmes tri-dimensionnels les plus simples tout en fournissant des cas de couplage complexes et variés. De plus, elle admet, comme nous le verrons au cours de ce chapitre, des développements analytiques. Malgré tout, le système étudié ici diffère de ceux classiquement traités dans les divers travaux de recherche car la source acoustique est située à l'intérieur de la cavité.

Il est possible, en utilisant les modes de chaque sous-système considéré indépendamment, de formuler le problème complet par une méthode analytique dite de couplage modal. Cette méthode sera présentée dans le contexte le plus général possible pour, par la suite, être appliquée au système couplé cavité-plaque et aboutir à une formulation matricielle explicite. Disposant alors du champ de vitesse de la plaque, la puissance acoustique rayonnée peut être calculée en utilisant la matrice des impédances intermodales de rayonnement.

### 3.1 Les origines de la méthode modale

Historiquement, les premières contributions de recherche sur le problème de couplage vibroacoustique ont été motivées par le désir de mieux comprendre les interactions entre un fluide et les frontières vibrantes qui l'entourent. Le cas le plus régulièrement rencontré dans la littérature est la transmission du son dans une cavité par les vibrations d'une partie de sa frontière, souvent une paroi flexible. Quelques rares travaux sont consacrés au phénomène inverse, à savoir le rayonnement acoustique d'une source dans un espace confiné vers l'extérieur. Dans ces deux situations, les mécanismes de couplage vibroacoustique sont similaires.

La modélisation du comportement vibroacoustique d'une plaque couplée à une cavité parallélépipédique est un thème de recherche qui a présenté très tôt un grand intérêt, ce système offrant des perspectives intéressantes, dans différents domaines comme les transports ou le bâtiment. Les premières études sur l'analyse du système cavité-plaque reviennent à Lyon [91] et Dowell et Voss [40]. Par la suite, d'autres travaux, notamment ceux de Pretlove [122, 123], de Battacharya et Crocker [8] ou de Guy et Pretlove [66] ont progressivement amélioré l'analyse théorique en décrivant le couplage modal du système complet grâce aux différents sous-systèmes considérés séparément. D'autres travaux, comme ceux de Kihlman [78] ou de Guy et Battacharya [65], ont permis d'améliorer la compréhension des mécanismes impliqués dans la transmission.

Dowell [39] a publié en 1977 des travaux très complets concernant une méthode de couplage modal, appelée *Acoustoelasticity*, appliquée à des cavités avec des parois flexibles et des impédances pariétales. Après avoir posé les bases théoriques de cette méthode modale, il y présente l'application à différentes configurations comme des cavités connectées entre elles par des parois flexibles ou une cavité couplée à une plaque. Ces travaux sont considérés comme une référence dans le domaine de l'interaction fluide-structure. La modélisation présentée dans ce chapitre est basé sur l'approche proposée par Dowell.

Par la suite, des études ont utilisé la méthode proposée par Dowell pour considérer des cas plus complexes. Narayanan et Shanbhag [100] ont, par exemple, traité le cas de la transmission du bruit par un matériau sandwich couplée à une cavité. Avec la progression des moyens informatiques, la mise en œuvre de la méthode a pu être affinée par Bokil et Shirahatti [18]. Cette méthode a également permis d'approfondir les notions de couplage fort et couplage faible (Pan et Bies [117]) ou le rôle de l'amortissement dans la réponse d'un système couplé (Cheng [20, 21], Pan *et al.* [118]).

Actuellement, les méthodes numériques de type éléments finis (BEM/FEM) semblent prévoir plus précisément le comportement des systèmes couplés. Elles permettent également de traiter des configurations plus complexes. Elles sont donc majoritairement utilisées. Becot et Sgard [11] ont modélisé un système cavité-plaque identique avec des résultats comparables concernant la pression dans la cavité et la vitesse de la plaque. Dans notre situation, le système n'est pas suffisamment complexe pour imposer le recours à une méthode de type éléments finis. De plus, le choix d'une méthode analytique modale est tout à fait justifiée, elle seule permet une vitesse

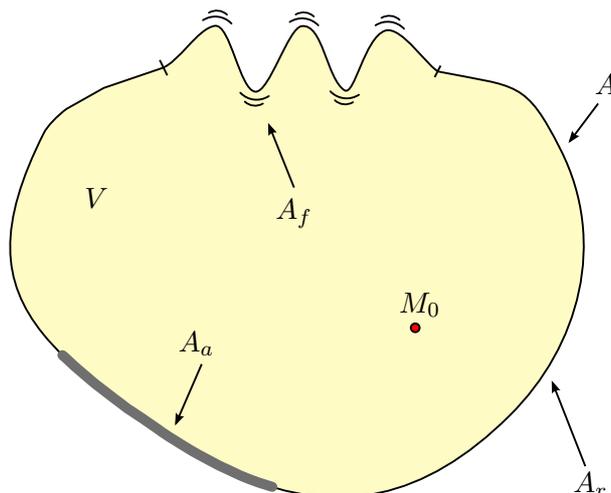


Figure 3.1: Présentation du système fluide/structure.

de calcul suffisante pour la mise en œuvre d'une procédure d'optimisation des absorbants dans la cavité. Cette procédure est l'objet du chapitre 4.

## 3.2 Cas général

Le système présente plusieurs niveaux de couplage : couplage entre la cavité et la plaque, couplage entre la plaque et le fluide extérieur. La démarche de notre étude est de modéliser le système cavité/plaque en négligeant le fluide extérieur dans un premier temps. On obtient le champ de vitesse sur la plaque. La puissance acoustique rayonnée peut alors être évaluée.

En projetant les variables du système sur les modes propres de la cavité et de la plaque, la méthode du couplage modal permet de calculer le comportement du système cavité/plaque. Par la suite, la puissance acoustique rayonnée peut être calculée en utilisant la formulation de Rayleigh ou les impédances inter modales de rayonnement.

### 3.2.1 Champ acoustique dans un volume confiné

Une cavité délimite un volume  $V$  dont la frontière présente une surface totale  $A$ .  $A$  est décomposée entre une partie rigide  $A_r$ , une partie absorbante  $A_a$ , caractérisée par son impédance normale vue de l'intérieur, et une paroi flexible  $A_f$ . La transmission de l'intérieur vers l'extérieur ne peut être réalisée qu'au travers de la partie vibrante  $A_f$  (voir Figure 3.1).

La dépendance temporelle est supposée en  $e^{j\omega t}$  et omise par la suite. Le champ acoustique dans la cavité en régime harmonique est décrit par l'équation de Helmholtz. Le membre de droite correspond au terme source dû au monopole en  $M_0$ .

$$\nabla^2 p + \frac{\omega^2}{c_o^2} p = -j\omega\rho_0 Q \delta(M - M_0) \quad (3.1)$$

L'équation d'Euler s'écrit :

$$\nabla p = -j\rho_0\omega v \quad (3.2)$$

Elle permet d'exprimer les conditions aux limites du champ acoustique sous la forme :

$$\frac{\partial p}{\partial n} = \rho_0\omega^2 w \quad \text{sur } A_f \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial p}{\partial n} = -j\rho_0\omega \frac{p}{Z_a} \quad \text{sur } A_a \quad (3.4)$$

$$\frac{\partial p}{\partial n} = 0 \quad \text{sur } A_r \quad (3.5)$$

$n$  est la normale locale orientée vers l'intérieur du volume et  $w$  le champ de déplacement sur la surface flexible. L'impédance  $Z_a$  modélise l'absorption de la paroi. La méthode d'expansion modale utilisée suppose que la pression acoustique est décrite en tout point par le comportement acoustique modal d'une cavité identique, mais dont la frontière serait parfaitement rigide. Le champ de pression acoustique est ainsi développé sur la base des fonctions propres  $\phi_N$  de cette cavité.

$$p = \sum_{N=1}^{\infty} P_N \phi_N \quad (3.6)$$

$P_N$  est l'amplitude modale, les fonctions  $\phi_N$  vérifient le problème homogène suivant:

$$\nabla^2 \phi_N + \frac{\omega^2}{c_0^2} \phi_N = 0 \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial \phi_N}{\partial n} = 0 \quad \text{sur } A \quad (3.8)$$

D'après le théorème de Green,

$$\int_V (p \nabla^2 \phi_N - \phi_N \nabla^2 p) dV = \int_A \left( p \frac{\partial \phi_N}{\partial n} - \phi_N \frac{\partial p}{\partial n} \right) dS \quad (3.9)$$

En introduisant les relations 3.3 , 3.4 , 3.5 et 3.8 , on obtient :

$$\begin{aligned} & \frac{(\omega^2 - \omega_N^2)}{c_0^2} \int_V p \phi_N dV - i\omega\rho_0 Q \int_V \delta(M - M_0) \phi_N dV \\ & = -\rho_0 \int_{A_f} \omega^2 \phi_N w dS + \rho_0 \int_{A_a} \phi_N j\omega \frac{p}{Z_a} dS \end{aligned} \quad (3.10)$$

L'expression 3.6 permet d'exprimer le terme de gauche de l'équation 3.10 :

$$\int_V p \phi_N dV = \int_V \sum_{R=1}^{\infty} P_R \phi_R \phi_N dV = \sum_{R=1}^{\infty} P_R \int_V \phi_R \phi_N dV \quad (3.11)$$

Les fonctions  $\phi_N$ , solutions du problème homogène, sont réelles et possèdent des propriétés

d'orthogonalité ; elles permettent de définir une norme propre à chacune d'entre elles :

$$\Lambda_N^a = \frac{1}{V} \int_V \phi_N \phi_N dV \quad (3.12)$$

On a alors :

$$\frac{(\omega^2 - \omega_N^2)}{c_0^2} \int_V p \phi_N dV = \frac{(\omega^2 - \omega_N^2)}{c_0^2} P_N \Lambda_N^a V \quad (3.13)$$

Le champ de déplacement de la partie vibrante peut être également exprimé sous la forme d'une série de modes d'amplitudes  $W_M$  et de formes propres  $S_M$  :

$$w = \sum_{M=1}^{\infty} W_M S_M \quad (3.14)$$

Cette expression est introduite dans le terme de l'équation 3.10 traduisant le couplage entre la structure et la cavité :

$$\rho_0 \int_{A_f} \omega^2 \phi_N w dS = \rho_0 \omega^2 \sum_{M=1}^{\infty} W_M \int_{A_f} S_M \phi_N dS \quad (3.15)$$

Appelons  $B_{N,M}$  les termes traduisant l'effet du couplage spatial entre les modes acoustiques et structuraux :

$$B_{N,M} = \frac{1}{A_f} \int_{A_f} S_M \phi_N dS \quad (3.16)$$

On a donc :

$$-\rho_0 \int_{A_f} \omega^2 \phi_N w dS = -\rho_0 \omega^2 A_f \sum_{M=1}^{\infty} B_{N,M} W_M \quad (3.17)$$

Ce couplage traduit la continuité de vitesse à la paroi vibrante. Cependant, la pression est développée sur les modes normaux de la cavité rigide impliquant une vitesse nulle sur la frontière du volume et par conséquent, la vitesse acoustique calculé par la série 3.6 et l'équation d'Euler 3.2 ne converge pas uniformément vers la vitesse vibratoire de la plaque.

Le dernier terme de l'équation 3.10 représente le couplage introduit entre les modes normaux du champ acoustique et s'exprime en utilisant la décomposition de la pression :

$$\rho_0 \int_{A_a} \phi_N j \omega \frac{p}{Z_a} dS = \rho_0 \frac{j \omega}{Z_a} \int_{A_a} \sum_{R=1}^{\infty} P_R \phi_R \phi_N dS \quad (3.18)$$

en posant les termes  $C_{N,R}$  du couplage intermodal acoustique :

$$C_{N,R} = \frac{1}{A_a} \int_{A_a} \frac{\phi_R \phi_N}{Z_a} dS \quad (3.19)$$

Il vient alors :

$$\rho_0 \frac{j\omega}{Z_a} \int_{A_a} p \phi_N dS = \rho_0 j\omega A_a \sum_{R=1}^{\infty} C_{N,R} P_R \quad (3.20)$$

Finalement, l'équation 3.10 s'écrit :

$$\begin{aligned} & (\omega^2 - \omega_N^2) P_N \Lambda_N^a V - j\omega \rho_0 Q \phi_N(M_0) \\ &= -\rho_0 \omega^2 A_f \sum_{M=1}^{\infty} B_{N,M} W_M + \rho_0 j\omega A_a \sum_{R=1}^{\infty} C_{N,R} P_R \end{aligned} \quad (3.21)$$

En posant les masses modales acoustiques :

$$M_N^a = \rho_0 V \Lambda_N^a \quad (3.22)$$

On obtient :

$$(k^2 - k_N^2) P_N - \frac{jk\rho_0^2 c_0 A_a}{M_N^a} \sum_{R=1}^{\infty} C_{N,R} P_R + \frac{k^2 \rho_0^2 c_0^2 A_f}{M_N^a} \sum_{M=1}^{\infty} B_{N,M} W_M = \frac{jk\rho_0^2 c_0 Q}{M_N^a} \phi_N(M_0) \quad (3.23)$$

Cette formule correspond à la mise en équation du champ acoustique à l'intérieur du volume confiné. Elle intègre un terme de couplage fréquentiel dû à la paroi absorbante, un terme de couplage avec la paroi flexible ainsi que l'excitation en  $M_0$ .

### 3.2.2 Champ vibratoire de la structure

Une étude similaire est menée sur la structure. La frontière est supposée répondre aux conditions de la théorie des plaques : l'envergure est grande comparée à l'épaisseur de la structure. Elle respecte en conséquence les hypothèses de Kirchhoff, et son champ de déplacement est assimilé à celui du feuillet moyen. Le champ des déplacements  $w$  vérifie l'équation du mouvement général de la structure :

$$Lw + \rho_p h_p \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} = p^c - p^e \quad (3.24)$$

$L$  est l'opérateur différentiel linéaire d'élasticité,  $h_p$  et  $\rho_p$  sont l'épaisseur et la masse volumique de la structure. La structure est soumise aux pressions acoustiques  $p^c$  dans la cavité et  $p^e$  à l'extérieur. Les déplacements  $w$ , développés sur les fonctions propres des vibrations libres non amorties de la structure *in vacuo*, respectent l'ensemble des conditions aux limites imposées à la structure. On a :

$$w = \sum_{M=1}^{\infty} W_M S_M \quad (3.25)$$

$$L S_M + \rho_p h_p \omega_M^2 S_M = 0 \quad (3.26)$$

$k_M = \omega_M/c_0$  est le nombre d'onde acoustique du mode de structure. L'équation 3.24 devient :

$$L \left( \sum_{M=1}^{\infty} W_M S_M \right) + \rho_p h_p \omega^2 \sum_{M=1}^{\infty} W_M S_M = p^c - p^e \quad (3.27)$$

Les équations 3.25 et 3.26 entraînent :

$$\sum_{M=1}^{\infty} \rho_p h_p (\omega_M^2 - \omega^2) W_M S_M = p^c - p^e \quad (3.28)$$

En multipliant par le déplacement modal d'ordre  $R$  et en intégrant sur la structure  $A_f$ , on obtient :

$$\sum_{M=1}^{\infty} \rho_p h_p (\omega_M^2 - \omega^2) W_M \int_{A_f} S_M S_R dS = \int_{A_f} p^c S_R dS - \int_{A_f} p^e S_R dS \quad (3.29)$$

Les modes non amortis sont réels et orthogonaux entre eux, leur norme s'exprime sous la forme :

$$\Lambda_M^f = \frac{1}{A_f} \int_{A_f} S_M S_M dS \quad (3.30)$$

Ce qui donne pour un ordre  $M$  quelconque :

$$\rho_p h_p (\omega_M^2 - \omega^2) W_M A_f \Lambda_M^f = \int_{A_f} p^c S_R dS - \int_{A_f} p^e S_R dS \quad (3.31)$$

La pression dans la cavité s'exprime en utilisant l'équation 3.6. En introduisant les termes de couplage spatial de l'équation 3.16, on obtient :

$$\rho_p h_p (\omega_M^2 - \omega^2) W_M A_f \Lambda_M^f + \sum_{N=1}^{\infty} P_N B_{N,M} = \frac{1}{A_f} \int_{A_f} p^e S_R dS \quad (3.32)$$

Posons, les masses modales de la structure :

$$M_M^f = \rho_p h_p A_f \Lambda_M^f \quad (3.33)$$

On aboutit à l'équation du mouvement de la structure associée au mode d'ordre  $M$  :

$$(k^2 - k_M^2) W_M + \frac{A_f}{M_M^f c_0^2} \sum_{N=1}^{\infty} P_N B_{N,M} = \frac{1}{M_M^f c_0^2} \int_{A_f} p^e S_R dS \quad (3.34)$$

Cette équation comprend en particulier les termes de couplage entre la paroi flexible et le champ acoustique dans le volume confiné.

### 3.2.3 Formulation matricielle du système couplé

Les équations précédemment décrites permettent d'obtenir le système couplé.

$$\left\{ \begin{array}{l} (k^2 - k_N^2) P_N - \frac{jk\rho_0^2 c_0 A_a}{M_N^a} \sum_{R=1}^{\infty} C_{N,R} P_R + \frac{k^2 \rho_0^2 c_0^2 A_f}{M_N^a} \sum_{M=1}^{\infty} B_{N,M} W_M = \frac{jk\rho_0^2 c_0 Q}{M_N^a} \phi_N(M_0) \\ \frac{A_f}{M_M^f c_0^2} \sum_{N=1}^{\infty} P_N B_{N,M} + (k^2 - k_m^2) W_M = \frac{1}{M_M^f c_0^2} \int_{A_f} p^e S_R dS \end{array} \right. \quad (3.35)$$

Ces deux équations sont dépendantes l'une de l'autre à travers les termes  $B_{N,M}$ , elles doivent être résolues simultanément. Pour résoudre ce système, il est nécessaire de limiter l'ordre de troncature des séries. Il est alors écrit sous forme matricielle :

$$(k^2 \mathbf{M} - jk\mathbf{C} - \mathbf{K})(\mathbf{X}) = (\mathbf{F}) \quad (3.36)$$

avec :

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} I_{N_t} & \rho_0^2 c_0^2 A_f (M_{N_t}^a)^{-1} B_{N_t, M_t} \\ 0_{M_t, N_t} & I_{M_t} \end{pmatrix} \quad (3.37)$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \rho_0^2 c_0 A_a (M_{N_t}^a)^{-1} C_{N_t, N_t} & 0_{N_t, M_t} \\ 0_{M_t, N_t} & 0_{M_t, M_t} \end{pmatrix} \quad (3.38)$$

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} K_{N_t}^2 & 0_{N_t, M_t} \\ -\frac{A_f}{c_0^2} (M_{M_t}^f)^{-1} B_{N_t, M_t} & K_{M_t}^2 \end{pmatrix} \quad (3.39)$$

$\mathbf{M}$ ,  $\mathbf{K}$  et  $\mathbf{C}$  sont les matrices de masse, de raideur et d'amortissement du système.  $\mathbf{X}$  est le vecteur des coordonnées généralisées et  $\mathbf{F}$  est le vecteur des forces généralisées :

$${}^t \mathbf{X} = (P_1, \dots, P_{N_t}, W_1, \dots, W_{M_t}) \quad (3.40)$$

$${}^t \mathbf{F} = \left( \dots, \frac{jk c_0 \rho_0^2 Q}{M_N^a} \phi_N(M_0), \dots, \frac{1}{M_M^f c_0^2} \int_{A_f} p^e S_M dS, \dots \right) \quad (3.41)$$

#### Remarque sur l'amortissement

Pour tenir compte de l'amortissement réel d'un tel système, un amortissement de type structural a été ajouté au modèle, dans une approche énergétique, il correspond à l'énergie dissipée par un élément pendant une période [85].

Ajouter un amortissement structural correspond, pour chaque sous-système, à utiliser, en lieu

et place du nombre d'onde réel défini comme  $k = \omega/c$  un nombre d'onde complexe  $\bar{k}$  intégrant l'amortissement structural  $\eta$  de sorte que  $\bar{k} = (1 - i\eta)k$ . Pour la suite du calcul, un amortissement structural est introduit par chacun des sous-systèmes.

### 3.3 Application au caisson

#### 3.3.1 Caractéristiques modales de la cavité

La cavité est un parallélépipède rectangle dont les parois sont supposées parfaitement rigides. Le champ acoustique en tout point s'écrit alors :

$$p(x, y, z) = \sum_{N=1}^{\infty} P_N \phi_N(x, y, z) \quad (3.42)$$

avec

$$\phi_N(x, y, z) = \cos\left(\frac{m\pi x}{L_x}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{L_y}\right) \cos\left(\frac{t\pi z}{L_z}\right) \quad (3.43)$$

Les nombres d'onde associés aux fréquences propres sont donnés par :

$$k_N = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_y}\right)^2 + \left(\frac{t\pi}{L_z}\right)^2} \quad (3.44)$$

#### 3.3.2 Caractéristiques modales de la plaque

Pour une plaque mince isotrope, l'opérateur d'élasticité de l'équation 3.24 est  $L = D\nabla^4$ ,  $D$  étant la rigidité en flexion de la plaque donnée par :

$$D = \frac{E_p h_p^3}{12(1 - \nu_p^2)} \quad (3.45)$$

Le champ de déplacement  $w$  de la plaque en flexion vérifie l'équation de mouvement :

$$D\nabla^4 w + \rho_p h_p \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} = p^c - p^e \quad (3.46)$$

Les conditions aux limites de la plaque rectangulaire en appui simple permettent de définir analytiquement les formes propres de la structure *in vacuo*. Le champ de déplacement s'écrit sous la forme :

$$w(x, y) = \sum_{M=1}^{\infty} W_M S_M(x, y) \quad (3.47)$$

avec les formes propres :

$$S_M(x, y, z) = \sin\left(\frac{p\pi x}{L_x}\right) \sin\left(\frac{q\pi y}{L_y}\right) \quad (3.48)$$

Les nombres d'ondes de flexion associés aux fréquences propres sont :

$$k_{fM} = \sqrt{\left(\frac{p\pi}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{q\pi}{L_y}\right)^2} \quad (3.49)$$

Tandis que les pulsations propres sont :

$$\omega_M = \sqrt{\frac{D}{\rho_p h_p} \left( \left(\frac{p\pi}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{q\pi}{L_y}\right)^2 \right)} \quad (3.50)$$

Le nombre d'ondes  $k_{fM}$  n'intervenant pas dans les calculs on utilise plutôt le nombre d'ondes acoustique :

$$k_M = \frac{\omega_M}{c_0} \quad (3.51)$$

### 3.3.3 Coefficients de couplage plaque/cavité

Les termes  $B_{N,M}$  traduisent le couplage entre la plaque et la cavité. La plaque est située dans le plan  $z = L_z$ . Le coefficient de couplage entre le mode acoustique d'ordre  $N(m, n, t)$  et le mode de structure d'ordre  $M(p, q)$  devient :

$$B_{N,M} = \frac{1}{A_f} \int_{A_f} S_M(x, y) \phi_N(x, y, z = L_z) dx dy \quad (3.52)$$

$$B_{N,M} = \frac{1}{L_x L_y} \int_0^{L_y} \int_0^{L_x} \sin\left(\frac{p\pi x}{L_x}\right) \sin\left(\frac{q\pi y}{L_y}\right) \cos\left(\frac{m\pi x}{L_x}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{L_y}\right) dx dy \quad (3.53)$$

L'équation 3.53 permet d'affirmer que, si  $m = p$  ou si  $n = q$ , alors le coefficient de couplage  $B_{N,M}$  est nul. Dans le cas contraire ( $m \neq p$  et  $n \neq q$ ), il est de la forme :

$$B_{N,M} = (-1)^t \frac{pq}{\pi^2} \frac{(1 - (-1)^{(p-m)}) (1 - (-1)^{(q-n)})}{(p^2 - m^2)(q^2 - n^2)} \quad (3.54)$$

Le terme  $B_{N,M}$  révèle le couplage entre les modes de plaque et de cavité. On constate donc que ce couplage est très sélectif. Le tableau 3.1, initialement proposé par Pan et Bies [117], donne, par un signe ★, les cas de cas figure où le couplage n'est pas nul. Le facteur  $B_{N,M}$  traduit l'efficacité acoustique d'un mode de plaque sur un mode de cavité, et, réciproquement, l'action pariétale d'un mode de cavité sur un mode plaque. La figure 3.2 donne la valeur du coefficient  $B_{N,M}$  pour les différents modes. On constate qu'il varie dans de grandes proportions entre les modes. Si un mode de plaque est peu ou faiblement couplé aux modes présents dans la cavité, il ne sera pas sensiblement excité et ne participera pas au rayonnement de la plaque. C'est donc un paramètre très important à considérer dans le calcul du bruit transmis.

Modes de plaque	Modes de cavité			
	(impair,pair,—)	(pair,pair,—)	(impair,pair,—)	(pair,impair,—)
(impair,pair)		★		
(pair,pair)	★			
(impair,pair)				★
(pair,impair)			★	

Tableau 3.1: Sélectivité du couplage modal spatial entre les modes de plaque et de cavité. D'après Pan et Bies [117]

### 3.3.4 Terme source

L'équation 3.23 fait apparaître un terme source dû à la source de débit  $Q$  située en  $M_0$ . De même, l'équation 3.34 fait intervenir un terme de forces généralisées dont l'évaluation passe par le calcul de la charge externe dans l'espace modal de la plaque. Dans une première approche et dans un but simplificateur, la pression acoustique extérieure est négligée, ce qui constitue une hypothèse raisonnable, généralement adoptée. Le membre de droite du système matriciel devient alors :

$${}^t\mathbf{F} = \left( \frac{jk c_0 \rho_0^2 Q}{M_1^a} \phi_1(M_0), \dots, \frac{jk c_0 \rho_0^2 Q}{M_{N_t}^a} \phi_{N_t}(M_0), 0, \dots, 0 \right) \quad (3.55)$$

## 3.4 Indicateurs vibroacoustiques

Il existe plusieurs indicateurs caractérisant les aspects énergétiques d'un système vibroacoustique. Nous allons brièvement les rappeler ci-dessous, puis nous détaillerons en utilisant l'expansion modale ceux que nous avons utilisés pour évaluer l'effet du contrôle d'impédance sur le système cavité-plaque.

### 3.4.1 Énergie potentielle acoustique

Dans un espace confiné, la moyenne temporelle de l'énergie potentielle acoustique est déterminée en évaluant l'intégrale :

$$E_p^a = \frac{1}{4\rho_0 c_0^2} \int_V |p(x, y, z)|^2 dV \quad (3.56)$$

Plus simplement, on retrouve la même information en calculant le niveau de pression quadra-

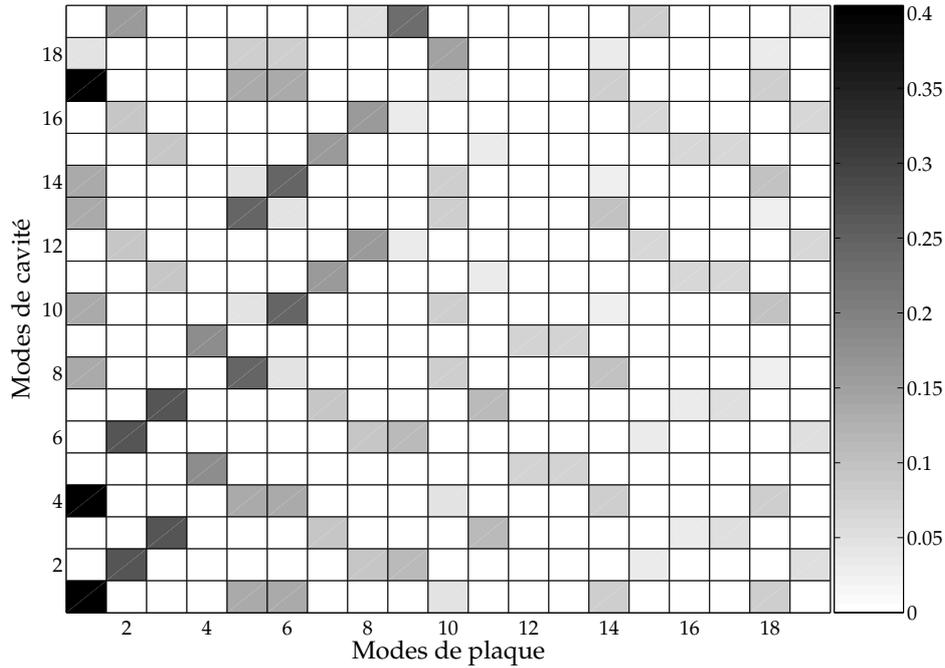


Figure 3.2: Le coefficient de couplage  $B_{N,M}$  en fonction des modes de plaque et de cavité

tique moyenne dans la cavité :

$$L_p^a = 10 \cdot \log \left( \frac{1}{V} \int_V \frac{|p(x, y, z)|^2}{p_0^2} dV \right) \quad (3.57)$$

### 3.4.2 Énergie cinétique de la structure

L'énergie cinétique de la plaque se calcule grâce à l'intégrale :

$$E_c^p = \frac{\rho_p h_p}{4} \int_{A_p} |\dot{w}(x, y)|^2 dA \quad (3.58)$$

Le niveau de vitesse quadratique moyenne de la plaque peut également être calculée :

$$L_v^p = 10 \cdot \log \left( \frac{1}{A_p} \int_{A_p} \frac{|\dot{w}(x, y)|^2}{v_0^2} dV \right) \quad (3.59)$$

### 3.4.3 Facteur de rayonnement

Le facteur de rayonnement  $\sigma$  correspond au rapport de la puissance acoustique rayonnée par la plaque sur la puissance rayonnée par un piston d'aire équivalente vibrant avec une amplitude égale à la moyenne spatiale des vibrations de la structure, soit :

$$\sigma = \frac{W_{ray}}{\rho_0 c_0 A_p \left\langle \dot{w}^2(x, y) \right\rangle_{A_p}} \quad (3.60)$$

### 3.4.4 Choix et calcul des indicateurs

L'objectif du contrôle d'impédance est de réduire la puissance acoustique rayonnée par la plaque. C'est donc naturellement le premier critère à prendre en compte (voir le paragraphe 3.5). Bien qu'ils ne constituent pas l'objet du contrôle d'impédance, les calculs de la pression quadratique moyenne dans la cavité et de la vitesse quadratique moyenne de la plaque sont intéressants. Ils permettent de quantifier l'effet du contrôle d'impédance sur le système.

Le calcul de la puissance acoustique rayonnée par la plaque sera décrit ultérieurement. Dans un premier temps, nous allons exprimer la pression quadratique moyenne dans la cavité et de la vitesse quadratique moyenne de la plaque sur leurs bases modales respectives. L'introduction du développement de la pression sur les modes de la cavité rigide mène à l'expression suivante :

$$L_p^a = 10 \cdot \log \left( \sum_{N=1}^{\infty} \Lambda_N^a \frac{|P_N|^2}{p_0^2} \right) \quad (3.61)$$

De même, la vitesse quadratique moyenne de la plaque s'exprime par :

$$L_v^p = 10 \cdot \log \left( \omega^2 \sum_{M=1}^{\infty} \Lambda_M^p \frac{|W_M|^2}{v_0^2} \right) \quad (3.62)$$

## 3.5 Calcul de la puissance rayonnée

La méthode du couplage modal permet de calculer l'état de notre système en tenant compte des différents couplages : spatial entre la plaque et la cavité, et fréquentiel entre les différents modes de la cavité.

La puissance acoustique rayonnée est donc calculée à partir du champ de déplacement de la plaque. Deux méthodes permettent de réaliser ce calcul. La première est une simple application de la formule de *Rayleigh* alors que la seconde met en jeu la matrice des impédances inter-modales de rayonnement.

### 3.5.1 Utilisation de la formule de Rayleigh

#### Intégrale de Rayleigh

L'intégrale ou formule de *Rayleigh* est une sommation de la contribution d'un ensemble de sources volumiques réparties sur une surface plane à la pression acoustique en un point de l'espace en champ lointain.

Soit une source acoustique en champ libre, constituée d'une sphère rayonnant à la pulsation  $\omega$  et de vitesse volumique  $Q$ . La pression en un point de l'espace s'exprime par :

$$p(r) = j\omega\rho_0 \frac{Q}{4\pi r} e^{-jkr} \quad (3.63)$$

où  $\rho_0$  est la densité de l'air, et  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  est le nombre d'onde. On a fait l'hypothèse que le rayon de la sphère était petit par rapport à la longueur d'onde.

Si on considère que cette source est située sur un plan rigide infini, la pression vue par un observateur situé d'un côté du plan devient :

$$p(r) = j\omega\rho_0 \frac{2\tilde{v}_n \delta S}{4\pi r} e^{-jkr} \quad (3.64)$$

où  $\tilde{v}_n$  est la vitesse normale à la surface lorsqu'on fait tendre la taille de la source vers zéro, et  $\delta S$  l'élément de surface correspondant. Lorsqu'on considère un ensemble de sources élémentaires réparties sur la surface rigide, on obtient la pression résultante par intégration:

$$p(r) = \frac{j\omega\rho_0}{2\pi} \int_S \frac{\tilde{v}_n(r_s) e^{-jkr}}{R} dS \quad (3.65)$$

dans lequel  $r_s$  désigne la position de la source élémentaire sur la surface,  $r$  le point de l'espace où on désire évaluer la pression  $p$ , et  $R$  la distance entre ces deux points.

$$R = |r - r_s| \quad (3.66)$$

La puissance acoustique rayonnée  $W$  se calcule en intégrant l'intensité acoustique  $I$  (densité de flux de puissance acoustique) sur un hémisphère  $H$  entourant la distribution de sources. En régime harmonique et dans notre hypothèse de calcul en champ libre, l'intensité moyenne s'exprime par :

$$I(r) = \frac{1}{2} \frac{|p(r)|^2}{\rho_0 c_0} \quad (3.67)$$

où  $c_0$  est la vitesse du son dans le fluide et  $\rho_0$  sa masse volumique ( $\rho_0 c_0$  est l'impédance caractéristique du milieu). Le calcul de la puissance rayonnée devient donc :

$$W = \int_H \frac{|p(r)|^2}{2\rho_0 c_0} dH \quad (3.68)$$

### Application à la plaque flexible finie

Le calcul de la puissance acoustique rayonnée par une plaque bafflée en utilisant la formule de Rayleigh requiert la connaissance de la distribution de la vitesse normale  $\tilde{v}_n$  sur toute la surface de la plaque.

Dans le cas d'une plaque simplement appuyée, une solution analytique à cette intégrale existe

pour la pression en champ lointain, c'est à dire à une distance bien supérieure aux dimensions de la plaque. La plaque simplement appuyée est de dimensions  $L_x \times L_y$ . La vitesse normale en un point  $(x, y)$  correspondant au mode  $M(p, q)$  s'exprime par :

$$w = j\omega W_M \sin\left(\frac{p\pi x}{L_x}\right) \sin\left(\frac{q\pi y}{L_y}\right) \quad (3.69)$$

où  $W_M$  est la vitesse modale du mode  $(p, q)$ . Dans l'équation 3.65, remplaçons  $\tilde{v}_n$  par la relation 3.69. On obtient :

$$p_M(x, y, z) = \frac{j\omega\rho_0 W_M}{2\pi} \int_0^{L_x} \int_0^{L_y} \frac{\sin(p\pi \frac{x}{L_x}) \sin(q\pi \frac{y}{L_y}) e^{-jkR}}{R} dx dy \quad (3.70)$$

La solution analytique de 3.70 a été déterminée par Wallace [137, 136] en utilisant le système de coordonnées sphériques. Il a obtenu pour chaque mode indépendant :

$$p_M(r, \theta, \phi, \omega) = \frac{e^{-jkr}}{r} G_M \tilde{v}_M \quad (3.71)$$

avec

$$G_M = jk\rho_0 c \frac{L_x L_y}{2\pi p q \pi^2} \left( \frac{(-1)^p e^{-j\alpha} - 1}{\left(\frac{\alpha}{p\pi}\right)^2 - 1} \right) \left( \frac{(-1)^q e^{-j\beta} - 1}{\left(\frac{\beta}{q\pi}\right)^2 - 1} \right) \quad (3.72)$$

et

$$\alpha = kL_x \sin(\theta) \cos(\phi), \quad \beta = kL_y \sin(\theta) \sin(\phi) \quad (3.73)$$

Afin d'étudier les caractéristiques de rayonnement des modes structuraux, Wallace [136, 137] a défini le facteur de rayonnement (ou rendement radiatif modal).

$$\sigma_M = \frac{W_M}{\langle |v_M|^2 \rangle \rho_0 c L_x L_y} \quad (3.74)$$

avec  $W_M$  la puissance acoustique rayonnée par le mode  $M(p, q)$  et, au dénominateur, la puissance acoustique rayonnée par un piston de même aire que la plaque oscillant à la même vitesse moyenne. Pour les premiers modes structuraux, sur la figure 3.3, ce rendement est tracé en fonction du rapport  $k/k_b$  où  $k_b$  est le nombre d'onde du mode  $M(p, q)$ . On a :

$$k_b = \sqrt{\left(\frac{p\pi}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{q\pi}{L_y}\right)^2} \quad (3.75)$$

On distingue deux zones sur cette figure. En dessous de  $k/k_b = 1$ , les rendements radiatifs des modes structuraux sont très différents les uns des autres, au-delà, ils deviennent indépendants de l'ordre des modes et tendent vers 1.

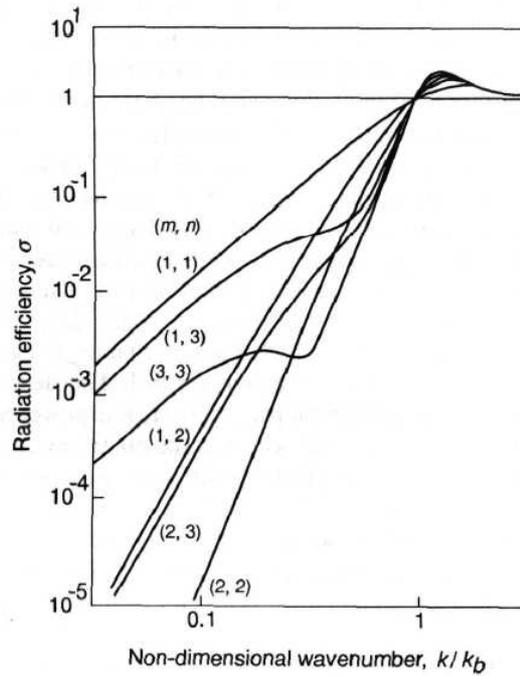


Figure 3.3: Rendement radiatif des modes structuraux d'une plaque simplement appuyée (d'après Wallace [137])

Dans la première zone, le rayonnement acoustique est dominé par les interférences entre les différentes zones de la plaque délimitées par les lignes nodales. La figure 3.4 décrit ce phénomène. Deux cellules adjacentes de phases opposées interfèrent destructivement. Le rayonnement acoustique de la plaque est donc caractérisé par les demi-cellules qui ne sont pas compensées par les demi-cellules voisines, sur les bords ou dans les coins de la plaque. Cela nous permet de classer les différents modes structuraux selon le type de rayonnement correspondant : monopolaire, dipolaire ou quadripolaire (Fig. 3.5). Sur la deuxième zone, ces interférences ne peuvent plus avoir lieu.

Les observations que nous venons de faire ne concernaient qu'un seul mode. Pour obtenir la pression totale due aux  $M$  premiers modes de plaque, il faut en sommer les contributions :

$$p(r, \omega) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_M G_M \tilde{v}_M \quad (3.76)$$

L'intensité acoustique  $I(r, \omega)$  au point  $r$  s'exprime par

$$I(r, \omega) = \frac{|p(r, \theta, \phi, \omega)|^2}{2\rho_0 c_0} \quad (3.77)$$

La puissance acoustique rayonnée obtenue par intégration de l'intensité sur une demi-sphère

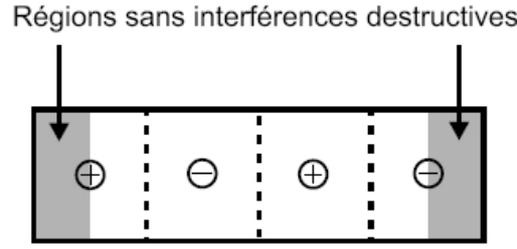


Figure 3.4: Interférences destructives entre les demi cellules voisines, de signes opposés. Les zones non compensées (grisées) caractérisent le rayonnement acoustique.

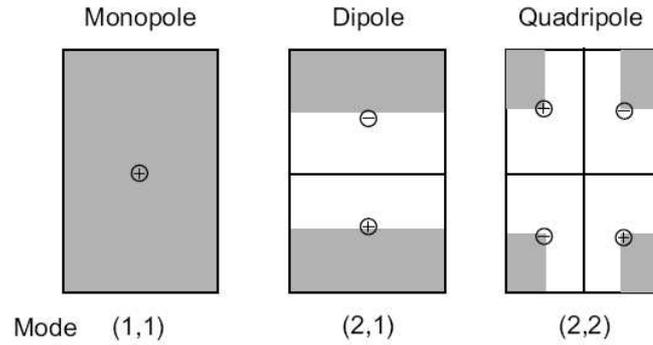


Figure 3.5: Les différents types de rayonnement pour différents modes structuraux. Les zones grisées caractérisent le rayonnement : monopolaire, dipolaire ou quadripolaire.

vaut :

$$W(\omega) = \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^{\frac{\pi}{2}} I(r, \omega) r^2 \sin \theta d\theta \quad (3.78)$$

$$W(\omega) = W_I^H(\omega) \left( \frac{1}{2\rho_0 c} \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \mathbf{G}^H \mathbf{G} \sin \theta d\theta \right) W_I(\omega) \quad (3.79)$$

où  $W_I(\omega)$  est le vecteur des vitesses modales de la plaque. Cette relation peut être écrite sous forme matricielle en mettant en jeu la matrice des impédances intermodales de rayonnement des modes structuraux.

### 3.5.2 Utilisation de la matrice d'impédance intermodale de rayonnement

La puissance acoustique rayonnée par la plaque peut donc être calculée grâce à la matrice des impédances intermodales de rayonnement. Les termes diagonaux représentent l'action directe par rayonnement d'un mode individuel  $(m, n)$ . Les termes non diagonaux représentent un couplage par rayonnement entre les deux modes. Il ne s'agit pas ici d'une impédance classique, mais d'une action de type résistance et inertielle qui résulte pour un mode donné d'une intégration des effets

de pression rayonnée sur la surface de la plaque.

La résistance correspond à la partie réelle de  $\mathbf{Z}$  et modifie le terme amortissement de la structure in vacuo. Les effets inertiels correspondent à la partie imaginaire de  $\mathbf{Z}$ . Ils modifieront l'opérateur de masse de la structure et les fréquences propres (elles auront tendance à diminuer lors d'un couplage fluide/structure).

La puissance acoustique rayonnée par la plaque est calculée grâce à l'équation 3.80 :

$$W(\omega) = \frac{1}{2}\omega^2 \sum_I \sum_J \operatorname{Re} [W_I(\omega)\mathbf{Z}_{IJ}(\omega)W_J^*(\omega)] \cdot \Lambda_J^f \quad (3.80)$$

L'expression 3.80 est valable pour tous les fluides, qu'ils soient légers ou lourds. Cependant, d'après Lesueur [85], le couplage par rayonnement intermodal est négligeable dans le cas d'un fluide léger. Pour calculer le bruit rayonné par la plaque, il nous suffit donc de considérer la partie réelle des termes diagonaux de la matrice  $\mathbf{Z}$ .

Différents auteurs ont évalué les termes diagonaux de  $\mathbf{Z}$  pour des plaques bafflées rectangulaires en appui simple. Maidanik [93] en a notamment calculé la partie réelle en distinguant plusieurs cas, en fonction du nombre d'onde  $k$  et des nombres d'onde de la structure  $k_{mn}$ ,  $k_m$  et  $k_n$ . Ces résultats (Tableau 3.2) ne sont valables que dans le cas de couplage avec un fluide léger. Ce sont ces valeurs qui ont été utilisées pour calculer la puissance acoustique rayonnée par la plaque d'aluminium.

La puissance acoustique rayonnée par la plaque est l'indicateur retenu pour caractériser les performances de notre encoffrement académique. On comparera en particulier les puissances rayonnées par le caisson non traité et le caisson traité. La différence entre les deux niveaux de puissance est la perte par insertion : *Insertion Loss* (IL).

## 3.6 Mise en œuvre du calcul de la puissance rayonnée et validation du calcul

### 3.6.1 Convergence du calcul modal - Ordre de troncature

Théoriquement, les séries utilisées dans ce chapitre sont des séries infinies et les équations 3.6 et 3.14 donnant les décompositions de la pression dans la cavité et du déplacement de la plaque sur leurs modes propres ne sont vérifiées que pour un nombre infini de termes dans les sommes.

Dans le cadre de la résolution matricielle, les sommes ne peuvent être effectuées que sur un nombre fini de termes. Ainsi, dans l'équation matricielle du système 3.36, le calcul est effectué en utilisant  $N_t$  modes acoustiques de cavité et  $M_t$  mode de déplacement de plaque. La question se pose alors du choix de ces valeurs. Il s'agit de dégager un compromis entre la précision du calcul des grandeurs du système (pression, déplacement, puissance rayonnée) et les besoins informatiques. Pour l'inversion d'une matrice carrée de dimensions  $N \times N$ , l'occupation mémoire et de l'ordre de  $O(N^2)$  et le temps de calcul  $O(N^3)$ , ce qui est vite rédhibitoire si on

a) $k < k_{mn}$ et $k_y < k < k_x$	$\mathbf{Z}_I = \rho_0 c_0 \frac{k (k_x^2 + k_{mn}^2 - k^2)}{L_x k_x (k_{mn}^2 - k^2)^{3/2}} \quad (3.81)$
b) $k > k_{mn}$	$\mathbf{Z}_I = \rho_0 c_0 \frac{k}{L_x k_x (k^2 - k_{mn}^2)^{1/2}} \quad (3.82)$
c) $k < k_{mn}$ et $k_x < k < k_y$	$\mathbf{Z}_I = \rho_0 c_0 \frac{k (k_y^2 + k_{mn}^2 - k^2)}{L_y k_y (k_{mn}^2 - k^2)^{3/2}} \quad (3.83)$
d) $k = k_{mn}$	$\mathbf{Z}_I = \rho_0 c_0 \frac{k}{3\pi} \left( \frac{L_x}{\sqrt{m}} + \frac{L_y}{\sqrt{n}} \right) \quad (3.84)$
e) $k < k_{mn}$ , $k < k_x$ et $k < k_y$	$\mathbf{Z}_I = \frac{8k\rho_0 c_0}{L_x L_y \pi k_x^2 k_y^2} \left( 1 - (-1)^m \frac{\sin L_x k}{L_x k} - (-1)^n \frac{\sin L_y k}{L_y k} - (-1)^{m+n} \frac{\sin k(L_x^2 + L_y^2)^{1/2}}{k(L_x^2 + L_y^2)^{1/2}} \right) \quad (3.85)$
f) $k < k_{mn}$ , $k < k_x$ et $k < k_y$	$\mathbf{Z}_I = \rho_0 c_0 k \left( \frac{(k_x^2 + k_{mn}^2 - k^2)}{L_x k_x (k_{mn}^2 - k^2)^{3/2}} + \frac{(k_y^2 + k_{mn}^2 - k^2)}{L_y k_y (k_{mn}^2 - k^2)^{3/2}} \right) \quad (3.86)$

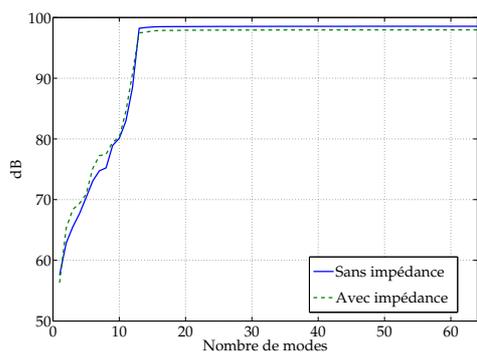
Tableau 3.2: Impédances intermodales de rayonnement (partie réelle des termes diagonaux) - D'après Maidanik [93]

veut décomposer la vitesse et la pression sur un très grand nombre de modes.

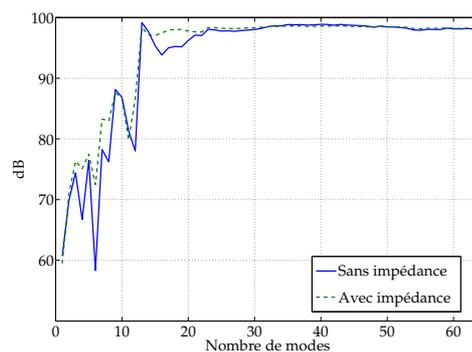
Dans les formulations de type Rayleigh-Ritz, on développe la solution sur des fonctions orthogonales dites cinématiquement admissibles qui vérifient les conditions aux limites du problème pour chaque sous-système. Dans notre étude, cette condition n'est respectée que pour le champ des déplacements de la frontière flexible, dont les conditions aux limites ne changent pas entre la plaque *in vacuo* et le sous-système « plaque » dans le système complet cavité-plaque. Si le problème de la convergence vers la solution exact ne se pose donc pas pour le déplacement de la plaque, il peut être remis en question pour la pression dans la cavité, le champ acoustique étant développé sur les modes de cavité rigide alors que des parties de sa frontière ne vérifient pas la condition de vitesse nulle à la paroi (champ de vitesse sur  $A_f$ , impédance donnée sur  $A_a$ ).

Loin d'une analyse systématique de la convergence des séries, la démarche proposée ici, est plutôt une constatation du caractère convergent des séries impliquées par ce calcul et du nombre de modes nécessaires. Les graphes de la figure 3.6 représentent, pour une excitation sinusoïdale à 500Hz, la pression quadratique moyenne dans la cavité et la pression au point (0.15m, 0.15m, 0.59m) en fonction du nombre de modes de cavité utilisés dans le calcul et pour un nombre de mode de plaque fixé à 96, ainsi que la vitesse quadratique moyenne de la plaque et la puissance acoustique rayonnée par la plaque en fonction du nombre de modes de plaque pour avec un nombre de modes de cavité fixé à 64. La fréquence de 500Hz a été choisie car elle se situe dans les plus hautes fréquences du domaine de l'étude, elle mobilise donc un nombre important de modes. De plus, aucun mode de cavité ne se situe aux environs de 500Hz, aucun ne prédomine donc dans la somme des contributions de chaque mode. Le point (0.15m, 0.15m, 0.59m) a, quant à lui, été choisi car il se situe dans la cavité à proximité de la plaque, c'est à ce niveau que la condition détaillée au paragraphe précédent n'est pas vérifiée, c'est donc dans cette zone que les problème de convergence peuvent survenir. Les grandeurs ont été calculées pour le cas non-traité (cavité rigide) et dans le cas où un absorbant de dimensions 0.15m × 0.15m est placé sur la fond de la cavité, dans le coin opposé à la source.

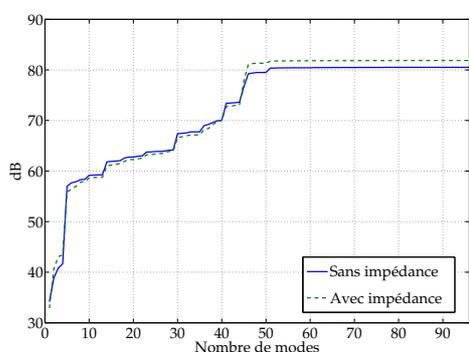
On constate que la convergence des grandeurs globales, c'est-à-dire la pression quadratique moyenne (figure 3.6(a)), la vitesse quadratique moyenne (figure 3.6(c)) et la puissance rayonnée (figure 3.6(d)) ne pose pas de problème particulier. Même dans ce cas de figure dans les hautes fréquences, respectivement 15 modes de cavité et 50 modes de plaque suffisent à les calculer correctement. En en utilisant plus, les valeurs calculées restent très stables. La convergence de la pression au point proche de la plaque (0.15m, 0.15m, 0.59m) (figure 3.6(b)) est légèrement plus délicate. Si un nombre de modes équivalent permet de calculer une valeur correcte de la pression, elle n'est pas très stable si on augmente le nombre de modes. Ces instabilités sont dues au phénomène précédemment évoqué : les modes propres utilisés pour la cavité ne vérifient pas les conditions aux limites. Le voisinage de la plaque est la zone sensible. Quoi qu'il en soit, la procédure d'optimisation des absorbants actifs présentées au chapitre 4 n'utilise que des grandeurs globales du système, essentiellement l'énergie potentielle dans la cavité, assimilable à la pression quadratique moyenne, et la puissance rayonnée.



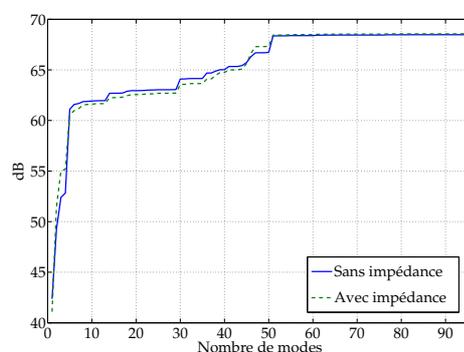
(a) Pression quadratique moyenne dans la cavité en fonction du nombre de modes de cavité, pour 96 modes de plaque



(b) Pression au point (0.15m, 0.15m, 0.59m) en fonction du nombre de modes de cavité, pour 96 modes de plaque



(c) Vitesse quadratique moyenne de la plaque en fonction du nombre de modes de plaque, pour 64 modes de cavité



(d) Puissance rayonnée par la plaque en fonction du nombre de modes de plaque, pour 64 modes de cavité

Figure 3.6: Convergence des grandeurs du système en fonction du nombre de modes (de cavité ou de plaque) utilisés dans la résolution matricielle

Pour réaliser les calculs présentés dans ce mémoire, notre choix s'est porté sur des troncatures à 64 modes concernant la cavité et à 96 modes pour la plaque. D'après les exemples de la figure 3.6, ces valeurs sont amplement suffisantes pour assurer une bonne précision dans le calcul des grandeurs du système. Le temps de calcul pour une fréquence d'excitation est de l'ordre de 0.2s pour un PC équipé d'un microprocesseur Pentium 4 cadencé à 3GHz.

### 3.6.2 Comparaison à un calcul par éléments finis

Pour valider la méthode de calcul de la puissance transmise par la plaque, les résultats obtenus ont été comparés à ceux obtenus par Bécot et Sgard [9, 10, 11] pour un système cavité-plaque dont les caractéristiques sont données par le tableau 3.3, dans le cadre de la mise en œuvre de matériaux à double porosité dans la cavité pour le projet **CAHPAC**. Un calcul de type éléments finis a été effectué pour évaluer les grandeurs du système, notamment la pression quadratique moyenne dans la cavité, la vitesse quadratique moyenne de la plaque et la puissance rayonnée par

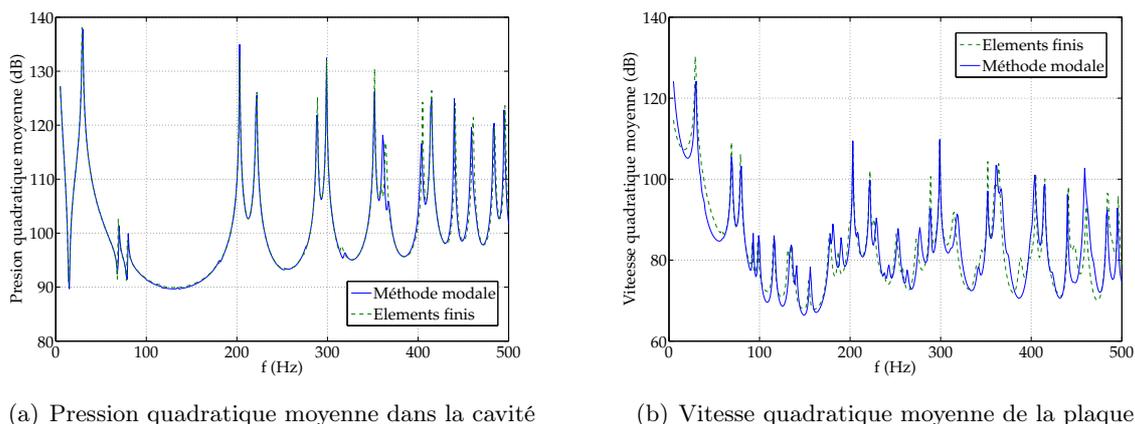


Figure 3.7: Validation de la méthode modale par comparaison à un calcul par éléments finis (Bécot et Sgard [9]) - Pression dans la cavité et vitesse de la plaque

la plaque. Pour décrire le volume d'air dans la cavité, des éléments à 8 nœuds ont été utilisés, la plaque a été décrites grâce à des éléments de type plaque fine à 4 nœuds. Pour tenir compte de tous les modes du domaine 50-600Hz, la plaque a été maillée grâce à 24 éléments dans chaque direction ( $x$  et  $y$ ). Le maillage a été alors extrudé dans la direction  $z$  pour décrire le volume d'air dans la cavité, 21 éléments ont été utilisés.

Les graphes de la figure 3.7 comparent, pour la cavité rigide, les pressions quadratiques moyennes dans la cavité et les vitesses quadratiques moyennes de la plaque obtenues par calcul éléments finis, et par la démarche analytique modale décrite dans ce chapitre. Pour la pression, on constate que les résultats concordent parfaitement. Les fréquences des pics et les niveaux correspondent très bien. Pour la vitesse de la plaque, la comparaison est moins bonne. Des différences apparaissent notamment pour les niveaux de vitesse moyenne « hors résonance » que le calcul analytique modale semble sous-estimer. Ces comparaisons sont malgré tout satisfaisantes.

Le graphe de la figure 3.8 compare, en bandes fines (traits fins) et par tiers d'octave (traits forts), la puissance rayonnée par la plaque, calculée par la méthode modale et par éléments finis. On constate que le calcul modal utilisant, pour évaluer la puissance rayonnée, les impédances intermodales de rayonnement prévoit correctement les fréquences de pics. Il est d'ailleurs à noter que le niveau des pics dans des calculs fréquentiels comme ceux-ci dépend fortement de la résolution fréquentielle autour du pic. Ces graphes étant tracés pour un pas en fréquence de  $\Delta f = 1Hz$ , les hauteurs de pics ne peuvent être confrontés directement, même si sur la figure 3.8, elles semblent comparables. On peut remarquer que les pics correspondant à des modes de plaque ont un niveau plus élevé dans le calcul modal, notamment à 253Hz et 318Hz, l'utilisation de la matrice des impédances de rayonnement semble avoir pour conséquence une sur-estimation de l'influence des modes de plaque. La principale différence concerne le niveau de puissance rayonnée en dehors des pics. Le calcul modal le sous-estime assez largement. Ce phénomène était déjà visiblement sur la comparaison des calculs de la vitesse de la plaque (figure 3.7(b)),

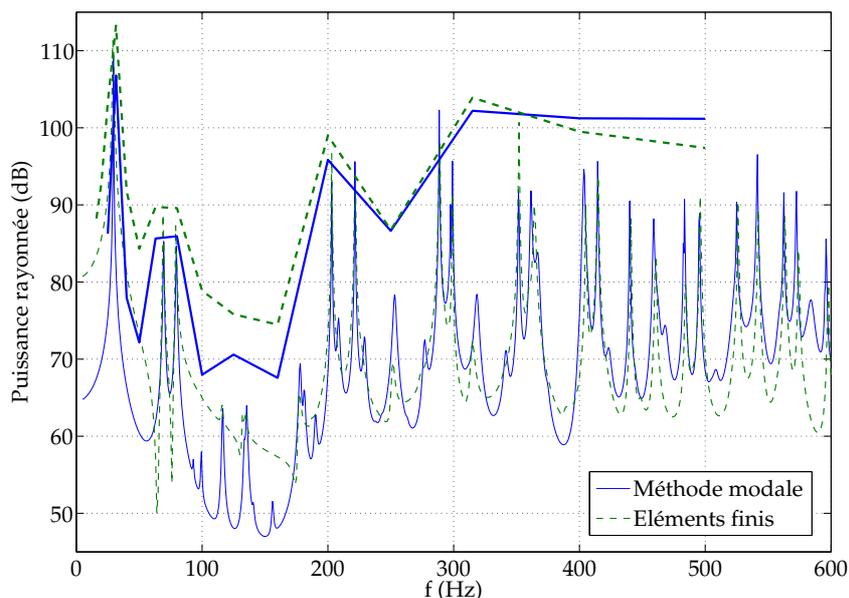


Figure 3.8: Validation de la méthode modale par comparaison à un calcul par éléments finis (Bécot [9]) - Puissance rayonnée par la plaque

il est donc logiquement visible sur la puissance rayonnée, mais le calcul de la puissance par les impédances de rayonnement semble amplifier les différences entre les pics, notamment, entre 90Hz et 180Hz. Une des conséquences est un écart important entre les niveaux en tiers d'octave (traits forts) calculés par les deux méthodes.

En comparaison avec les résultats obtenus par éléments finis, le calcul des grandeurs du système par la méthode modale présentée dans ce chapitre donne donc des résultats très satisfaisants en ce qui concerne la pression quadratique moyenne dans la cavité et la vitesse quadratique moyenne de la plaque. La puissance rayonnée est calculée directement à partir du champ de vitesse de la plaque grâce à une approximation de la matrice des impédances intermodales de rayonnement. Cette méthode est beaucoup plus rapide qu'un calcul éléments finis, et, même si elle fait apparaître des écarts, notamment entre les pics, elle donne des résultats tout à fait raisonnables. Elle pourra donc être utilisée dans le cadre de la procédure des absorbants actifs décrite au chapitre 4.

### 3.7 Réponse du système couplé cavité-plaque

Les caractéristiques des différents composants du système cavité-plaque sont donnés dans le tableau 3.3. La puissance rayonnée par la plaque a été calculée sur 0-600Hz grâce à la méthode décrite précédemment. Elle est détaillée sur la figure 3.9. Les traits fins correspondent à la puissance en bandes fines, les traits forts aux valeurs par tiers d'octave. De plus, pour une

<b>Cavité</b>	
Dimensions	$L_x = 0.78$ m
	$L_y = 0.85$ m
	$L_z = 0.60$ m
Vitesse du son	$c_0 = 342.2$ m.s <sup>-1</sup>
Masse volumique	$\rho_0 = 1.213$ kg.m <sup>-3</sup>
Amortissement structural	$\eta_0 = 0.01$
<b>Plaque</b>	
Dimensions	$L_x = 0.78$ m
	$L_y = 0.85$ m
	$h_p = 0.002$ m
Masse volumique	$\rho_p = 2700$ kg.m <sup>-3</sup>
Module d'Young	$E = 72.10^9$ Pa
Coefficient de Poisson	$\nu = 0.3$
Amortissement structural	$\eta_p = 0.01$

Tableau 3.3: Caractéristiques des différents composants du système

meilleure lisibilité, les pics associés à des modes de cavité sont indiqués par une flèche verticale ↓. Les autres modes correspondent donc à des modes de plaque. Pour le système couplé cavité plaque, la fréquence de Schroeder peut être calculée grâce à l'expression suivante :

$$f_s = \frac{c_0}{(4\pi\eta_0 V)^{1/3}} \approx 2000\text{Hz} \quad (3.87)$$

où  $V$  est le volume de la cavité et  $\eta_0$  l'amortissement de l'air donnée dans le tableau 3.3. Ainsi, sur l'intégralité du domaine fréquentiel, le comportement de système est modal. De forts couplages cavité-plaque peuvent avoir lieu dans le cas de cavités profondes ou de fluide lourd, comme de l'eau [117]. Dans notre situation, le couplage cavité-plaque ne peut pas être considéré comme fort puisque tous les modes de la cavité seule peuvent être identifiés, leurs fréquences ne sont décalées que de quelques Hertz par rapport à la cavité découplée. Ainsi, la puissance acoustique rayonnée par la plaque est principalement contrôlée par les modes de la cavité, dont l'influence est prépondérante comparée à celle des modes de plaques. En dessous du premier mode de cavité, situé à une fréquence de 200Hz environ, seuls les modes de plaque contribuent au rayonnement de la plaque. Le champ acoustique à l'intérieur de la cavité est alors quasiment uniforme. Les modes symétriques de plaque ne sont que faiblement excités. Les modes (2, 3), (3, 2), (1, 4) et (4, 1) n'apparaissent que faiblement aux fréquences respectives de 93Hz, 99Hz, 116Hz et 135Hz. Les fréquences des premiers modes de plaque sont nettement décalées vers les hautes fréquences à cause de l'effet de raideur dû à la cavité. D'une fréquence de 15Hz dans le cas découplé, le premier mode de plaque est décalé, dans le cas couplé, à plus de 30Hz.

Sur le domaine 0-200Hz, le rayonnement de la plaque est donc contrôlé par les modes de plaque. À l'inverse, sur 200-600Hz, il est contrôlé par les modes de cavité. Ce phénomène peut avoir des conséquences importantes en terme de réduction du bruit transmis par la plaque. En

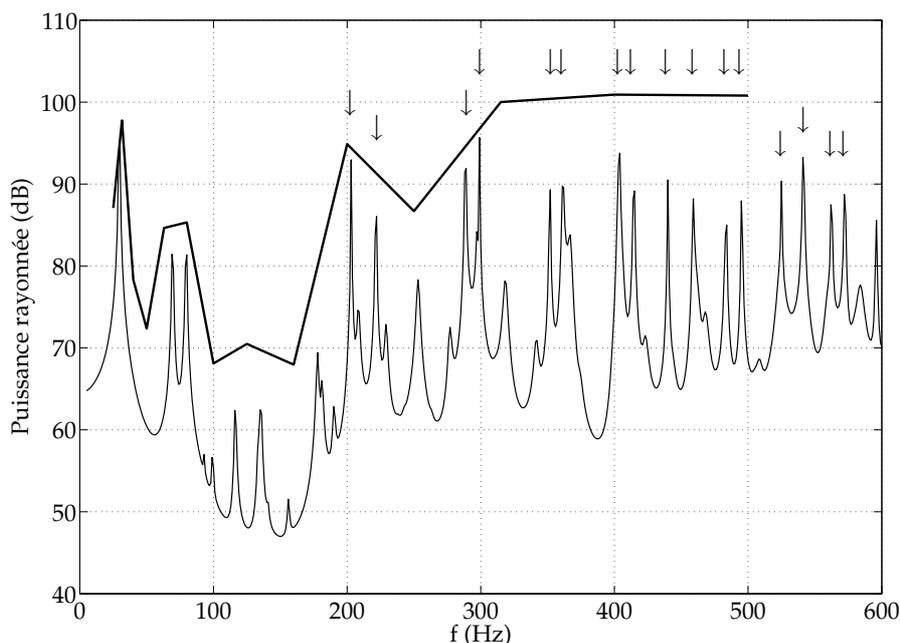


Figure 3.9: Réponse du système couplé cavité-plaque - Calcul de la puissance rayonnée

effet, dans la démarche proposée dans cette étude, le bruit transmis par la plaque est réduit grâce à l'action d'absorbants actifs sur le champ acoustique dans la cavité. On peut donc supposer qu'agir sur les modes acoustiques de la cavité n'aura pas de forte influence sur le rayonnement de la plaque sur 0-200Hz. Cette approche pourra, en revanche être fructueuse sur 200-600Hz.

### 3.8 Conclusions

Ce chapitre a présenté le modèle du système couplé cavité-plaque. Grâce à un choix judicieux de ses caractéristiques, notamment la plaque en appui simple ou l'insertion de la plaque dans un baffle rigide, le dispositif est modélisable dans une approche analytique.

L'objectif de la démarche est de calculer les grandeurs du système, principalement la puissance rayonnée par la plaque, en fonction de ces caractéristiques et des absorbants d'impédance donnée placés sur les parois de la cavité. Le calcul est basé sur l'approche modale proposée par Dowell *et al.* [39] en 1977. Son principe est de projeter les variables du système, c'est-à-dire la pression dans la cavité et la vitesse de la plaque, sur les modes propres *in vacuo* de chaque sous-système. Connaissant le champ de vitesse de la plaque, la puissance acoustique rayonnée est calculée grâce à une approximation de la matrice des impédances intermodales de rayonnement.

En comparaison à ceux donnés par un calcul de type éléments finis, les résultats obtenus par cette méthode sont satisfaisants. La méthode modale, dont la pertinence a été soulignée par de nombreux travaux, permet de calculer avec précision la pression dans la cavité et la vitesse sur

la plaque. Le calcul de la puissance rayonnée est moins précis, il induit notamment des erreurs dans le calcul de la puissance en dehors des pics dûs aux modes.

Le domaine fréquentiel peut être divisé en deux parties distinctes. Au delà du premier mode de cavité (20Hz), le rayonnement de la plaque est dominé par les modes de cavité alors qu'en dessous de 200Hz la pression est quasiment homogène dans la cavité, les principales contributions au rayonnement sont celles des modes antisymétriques de plaque. Un traitement du champ acoustique de la cavité aura donc moins d'effet sur 0-200Hz que sur 200-600Hz.

Cette méthode de calcul est destinée à être utilisée dans le cadre d'une procédure d'optimisation des absorbants actifs dans la cavité. C'est l'objet du chapitre suivant. Son objectif est de déterminer l'impédance que doivent présenter les absorbants actifs pour obtenir la meilleure réduction de la puissance rayonnée. Le critère retenu pour la procédure d'optimisation est la réduction du bruit transmis. Les légères erreurs induites par cette méthode ne faussent donc pas la recherche de la solution optimale. Enfin, cette procédure nécessite la calcul de la puissance rayonnée dans de nombreux cas de figure. Bien qu'elle soit moins précise qu'un calcul par éléments finis, le choix de cette méthode beaucoup plus rapide se justifie pleinement.

## Chapitre 4

# Détermination et optimisation de la stratégie de réduction

Le chapitre précédent a présenté la méthode de calcul des grandeurs du système cavité-plaque, notamment la puissance rayonnée par la plaque, en fonction des caractéristiques du système, en particulier du nombre, de la disposition et de l'impédance des absorbants actifs placés sur les parois de la cavité.

Ce chapitre détaille la procédure d'optimisation de la stratégie d'absorption. Il s'agit de choisir la situation et l'impédance des absorbants actifs pour obtenir les meilleures performances de réduction de la puissance rayonnée. Un simple balayage du plan complexe étant trop lourd pour déterminer l'impédance optimale, une méthode d'optimisation directe basée sur la méthode du *simplex* est tout d'abord présentée. Par la suite, différentes configurations d'absorbants sont étudiées pour finalement dégager une stratégie menant à des absorbants dont l'impédance est envisageable expérimentalement, et qui permettent d'obtenir des réductions de l'ordre de 6dB du niveau global de puissance rayonnée.

### 4.1 Définition de l'impédance optimale et considérations sur son calcul

Par définition, pour chaque fréquence, l'impédance optimale est celle qui permet d'obtenir la meilleure réduction du bruit transmis par la plaque. La réduction est la différence entre les puissances rayonnées par la plaque dans le cas rigide et en utilisant les absorbants actifs, également appelée *Insertion Loss*.

Dans un premier temps, l'impédance optimale est déterminée par balayage : la puissance rayonnée par la plaque est estimée selon la méthode décrite dans le chapitre 3 pour différentes impédances. Elle est calculée alors que les parties réelle et imaginaire de l'impédance  $Z_a$  des absorbants balaient une zone de recherche dans le plan complexe. Cette méthode systématique permet d'établir des premiers résultats et tendances, mais malheureusement, elle s'avère vite

limitée.

En effet, le temps de calcul nécessaire est bien trop important pour pouvoir répéter à grande échelle les calculs d'impédance optimale. À chaque fréquence, le système matriciel doit être résolu pour chacun des points qui maillent le plan complexe des impédances. Seul le point donnant la valeur optimale est retenu. Ainsi, la plupart des calculs effectués sont inutiles. De plus, cette méthode limite la précision du résultat à la finesse du maillage du plan complexe. Pour obtenir un résultat plus précis, il nous faut un maillage plus serré, ce qui implique une augmentation considérable du temps de calcul. Il est également envisageable d'effectuer une première recherche de l'impédance optimale basée sur un maillage large, puis, d'affiner le maillage autour du premier point trouvé et de rechercher plus finement l'impédance optimale. Enfin, l'impédance optimale est recherchée sur un plan complexe borné. Si le résultat ne se situe pas dans la région maillée, l'impédance trouvée n'est pas optimale, elle ne correspond qu'au maximum d'*Insertion Loss* sur le domaine traité. Il faut alors recommencer le calcul en élargissement la zone de recherche, ce qui augmente d'autant le temps de calcul.

Pour pouvoir réaliser tous les calculs nécessaires et choisir la meilleure stratégie (taille, nombre, disposition et valeur des absorbants hybrides sur les parois du caisson), le calcul de l'impédance optimale doit être optimisé et le temps de calcul sensiblement réduit. La recherche l'impédance optimale est donc envisagée non plus par balayage mais en utilisant une méthode directe d'optimisation dite *simplex*.

### 4.2 Optimisation par la méthode *simplex*

La méthode *simplex* est une méthode de minimisation d'une fonction à plusieurs paramètres. Elle est intéressante à utiliser, notamment si la fonction à minimiser ne présente un profil trop accidenté, et s'il est impossible ou trop coûteux d'en calculer les différentes dérivées partielles.

Le principe de la méthode *simplex* est le suivant : en plus du calcul au point de base, on effectue  $k$  calculs.  $k$  est le nombre de variables. Dans notre cas, les variables sont les parties réelle et imaginaire de l'impédance :  $k = 2$ . On a ainsi formé une figure régulière à  $k + 1$  sommets, appelée *simplex* (voir figure 4.1). Par exemple, dans notre cas, le simplex initial peut être constitué des points 0, 1 et 2 (figure 4.2).

Les calculs étant effectués, on compare les valeurs de la fonctions en ces points. On détermine alors le plus mauvais point. Dans l'exemple, il s'agit du point 0. Le principe de la méthode est de s'éloigner de ce plus mauvais point. Pour ce faire, un nouveau calcul est effectué au point situé à l'opposé de ce plus mauvais point. Dans notre cas, le deuxième simplex est constitué des points 1, 2 et 3, dans lequel le point 1, qui correspond à la plus mauvaise réponse, est éliminé par le même raisonnement et remplacé par le point 4. La même évolution est alors réalisée à partir du nouveau simplex et les itérations sont poursuivies jusqu'à ce que le simplex n'évolue plus, on a alors atteint un minimum local de la fonction.

La figure 4.3 reprend le principe de l'évolution du simplex : repérer le meilleur (B: *Best*) et

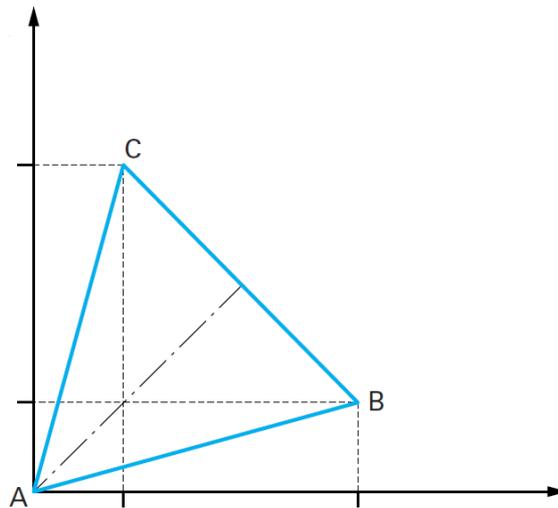


Figure 4.1: Simplex dans le cadre d'une fonction à deux variables - D'après Porte [120]

le pire (W: *Worth*) des points, effectuer une réflexion du simplex pour éliminer le point le plus défavorable.

Pour construire le simplex initial, il faut tout d'abord choisir le point de départ. En optant pour un point de départ le plus proche de l'optimum supposé, on améliorera la vitesse de convergence de la recherche. On évitera également que l'algorithme ne converge vers autre minimum local que celui recherché. Une fois ce point de départ fixé, il s'agit de construire, à partir de lui, le simplex initial. Dans la littérature, on trouve de nombreuses manières de construire ce premier simplex. Il n'est pas intéressant ici de les détailler. Le principe est de construire un triangle dont un sommet est le point de départ choisi. La forme et la taille varient selon les méthodes. Plus le triangle est petit plus la recherche est fiable et précise, mais plus elle est lente. À l'inverse, plus le triangle est étendu, plus la convergence est rapide. Porte [120] détaille la mise en œuvre de la méthode et la construction du simplex initial.

Lorsque l'on approche de l'optimum, on peut réduire la taille du simplex pour localiser le maximum avec plus de précision. Il est également possible d'utiliser les points du simplex comme un plan d'expériences et, en ajoutant quelques points, de déterminer une interpolation qui permettra de trouver l'optimum par calcul. Mais la procédure la plus courante est d'arrêter les itérations quand la différence entre les réponses de tous les points du simplex est inférieure à une certaine valeur prédéterminée. La figure 4.4 décrit une recherche de l'optimum d'une fonction de deux variables par la méthode *simplex*.

De nombreux exemples d'utilisation de la méthode simplex initiale ont été décrits dans la littérature. En raison de l'intérêt suscité par son succès, cette méthode a subi quelques améliorations. Nelder et Mead [101] ont notamment apporté quelques modifications en introduisant un simplex dont la taille varie en fonction de la valeur de la fonction à chacun de ses sommets.

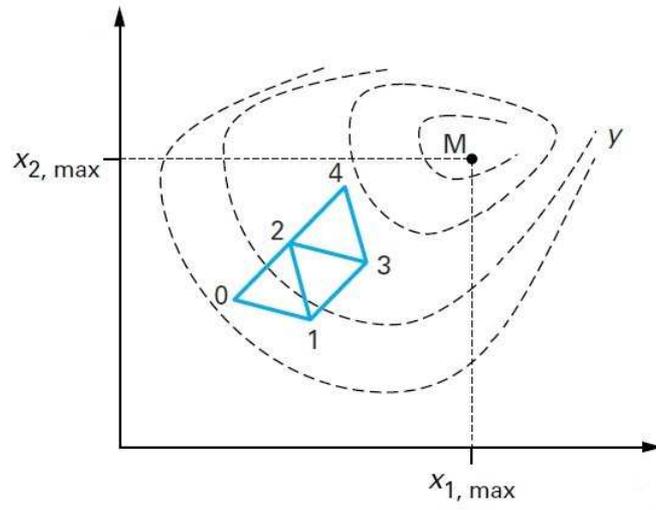


Figure 4.2: Principe de la méthode *simplex* (2 variables) - D'après Porte [120]

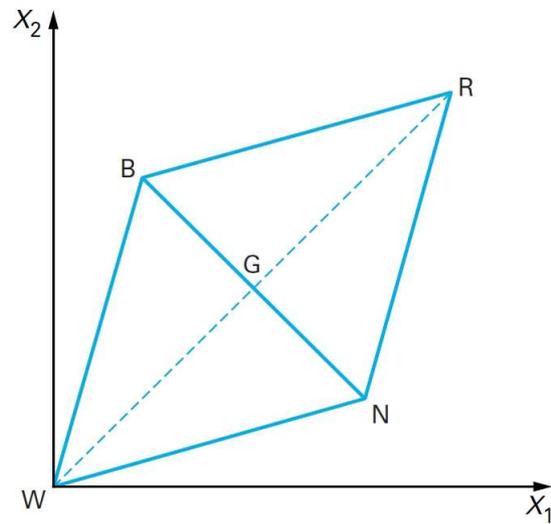


Figure 4.3: Évolution du simplex - D'après Porte [120]

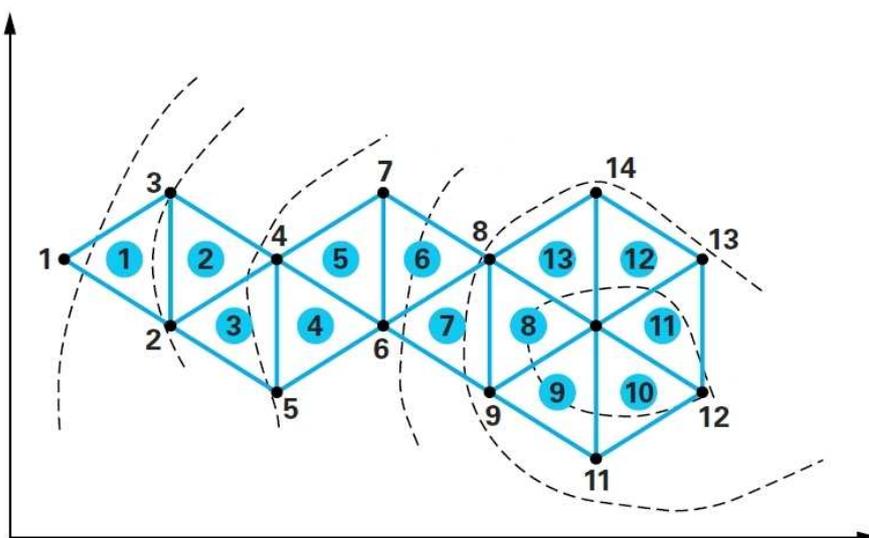


Figure 4.4: Exemple de recherche d'optimal par la méthode *simplex* - D'après Porte [120]

La rapidité de convergence se trouve alors encore améliorée. Porte [121] est l'auteur d'une synthèse très complète des différentes améliorations apportées au principe initial de la méthode du *simplex*.

La méthode directe d'optimisation utilisée est donc celle dite du *simplex* avec les améliorations apportées par Nelder et Mead. Cette technique nous permettra de calculer les impédances optimales dans différentes configurations d'absorbants à l'intérieur de la cavité, et ainsi de choisir notre stratégie de réduction.

### 4.3 Les configurations envisagées

Cette étude porte sur la gamme de fréquences 50-600Hz, ce qui donne une limite inférieure aux longueurs d'onde à traiter par les absorbants hybrides. On a  $\lambda_{min} \approx 0,57\text{m}$ .

Pour que l'absorbant hybride présente une impédance normale constante sur toute sa surface, la pression doit être homogène à l'intérieur de la cellule. Les dimensions doivent donc être inférieures à celles qui verraient l'apparition du premier mode acoustique non plan dans la section de la cellule. On doit donc avoir  $x_{abs} < \lambda_{min}/2$ . En prenant  $x_{abs} \approx \lambda_{min}/4$ , on obtient  $x_{abs} = 0,15\text{m}$ . Les cellules présentent donc une section de  $0,15\text{m} \times 0,15\text{m}$ .

Pour des raisons matérielles qui seront détaillées dans le chapitre 5, le nombre maximum de cellules à implanter dans le caisson a, dans un premier temps, été limité à quatre. Au delà de ce chiffre, nous ne pourrions réaliser le contrôle actif de la pression à l'arrière des couches poreuses de toutes les cellules simultanément.

Six configurations d'absorbants à l'intérieur de la cavité (voir les schémas de la figure 4.5) ont

été envisagées. Elles nous ont semblées pertinentes car elles permettent aux absorbants d'agir sur les zones où les modes de cavité sont maximaux, c'est-à-dire dans les coins de la cavité.

- **configuration A** : les quatre cellules sont disposées côte-à-côte sur le fond de la cavité. Elles sont situées dans le coin opposé à la source.
- **configuration B** : trois cellules sont implantées dans les coins du fond de la cavité. On ne dispose pas d'absorbant au voisinage de la source.
- **configuration C** : les quatre cellules sont disposées côte-à-côte sur le fond de la cavité. Elles sont situées au milieu du fond.
- **configuration D** : dans le coin du fond opposé à la source, trois cellules sont implantées sur les trois parois de la cavité.
- **configuration E** : les quatre cellules sont disposées côte-à-côte sur la paroi verticale  $x = 0,78\text{m}$ . Elles sont situées dans le coin opposé à la source.
- **configuration F** : les quatre cellules sont disposées côte-à-côte sur la paroi verticale  $y = 0,85\text{m}$ . Elles sont situées dans le coin opposé à la source.

## 4.4 Calculs des impédances optimales

### 4.4.1 Impédance optimale

Pour chaque fréquence, la puissance rayonnée par la plaque est calculée selon la méthode détaillée dans le chapitre 3. Les impédances et les spectres large bande sont obtenus par un simple balayage fréquentiel du domaine d'étude. Grâce à l'optimisation par la méthode *simplex* décrite au paragraphe 4.2, l'impédance optimale peut être calculée. Il s'agit de l'impédance qui, à chaque fréquence, permet d'obtenir la meilleure réduction du bruit transmis par la plaque, c'est-à-dire le maximum d'*Insertion Loss*.

Les graphes de la figure 4.6 présentent les parties réelles et imaginaires des impédances optimales calculées en fonction de la fréquence pour chacune des configurations.

On constate que les impédances optimales calculées sont quasiment imaginaires, elles ont des parties réactives sans aucune partie résistive. Elles ne peuvent donc pas dissiper d'énergie. L'effet de ces impédances optimales n'est donc pas d'absorber l'énergie du système, mais de créer une charge acoustique devant la source, et ainsi de l'empêcher de rayonner de l'énergie. Comme Nelson [102] et Snyder [127] l'ont montré, la solution optimale est celle qui minimise le rayonnement des sources. On constate également que, pour certaines fréquences, la valeur de l'impédance optimale semble tendre vers l'infini. Ce cas se présente lorsque, pour des fréquences « hors-résonance », aucune valeur de l'impédance de l'absorbant ne permet de réduire la puissance rayonnée. L'impédance optimale est alors théoriquement infinie. La méthode *simplex* ne trouve

alors pas de minimum de la puissance rayonnée, une condition de sortie de l'algorithme sur le nombre d'itération permet alors d'arrêter la recherche. L'impédance optimale calculée n'est alors pas infinie, mais très grande.

La figure 4.7 présente les performances réalisées dans le cas optimal. Les impédances optimales permettent d'obtenir des réductions importantes du bruit transmis par la plaque. De plus, elles sont efficaces dans les deux parties du domaine fréquentiel : dans la partie 200-600Hz où le rayonnement est dû aux modes de cavité, mais aussi en dessous de 200Hz où le rayonnement n'est pas dû à la cavité, mais aux modes de plaque.

Malheureusement, ces impédances ne sont pas réalisables sur toute la gamme de fréquences. La valeur de la partie imaginaire de  $Z/Z_0$  varie beaucoup trop rapidement, alors qu'il n'est possible de réaliser que des impédances dont la valeur ne dépend quasiment pas de la fréquence [124]. De plus, il s'avère difficile de trouver des matériaux poreux permettant aux cellules absorbantes de présenter une impédance imaginaire négative.

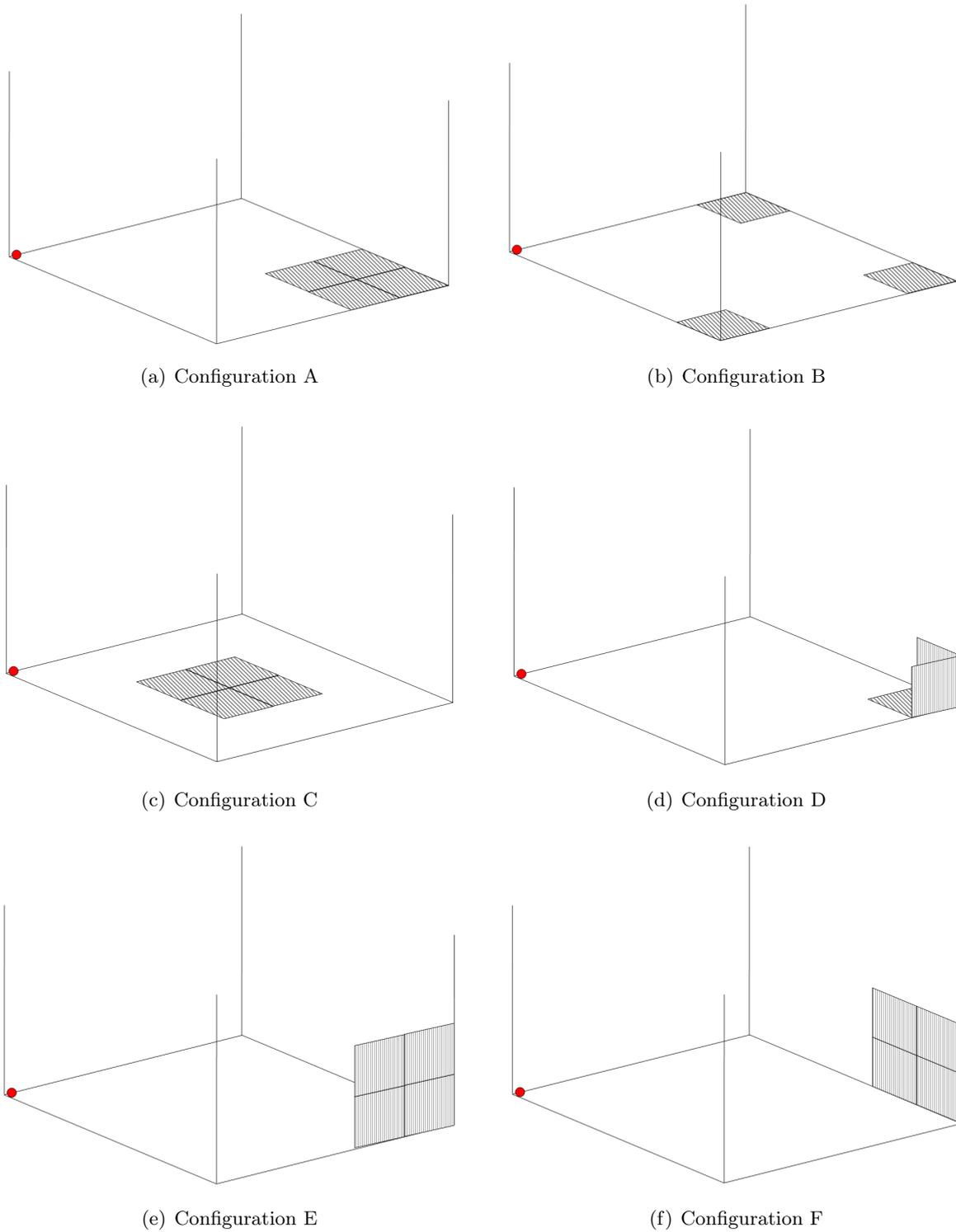


Figure 4.5: Les différentes configurations envisagées

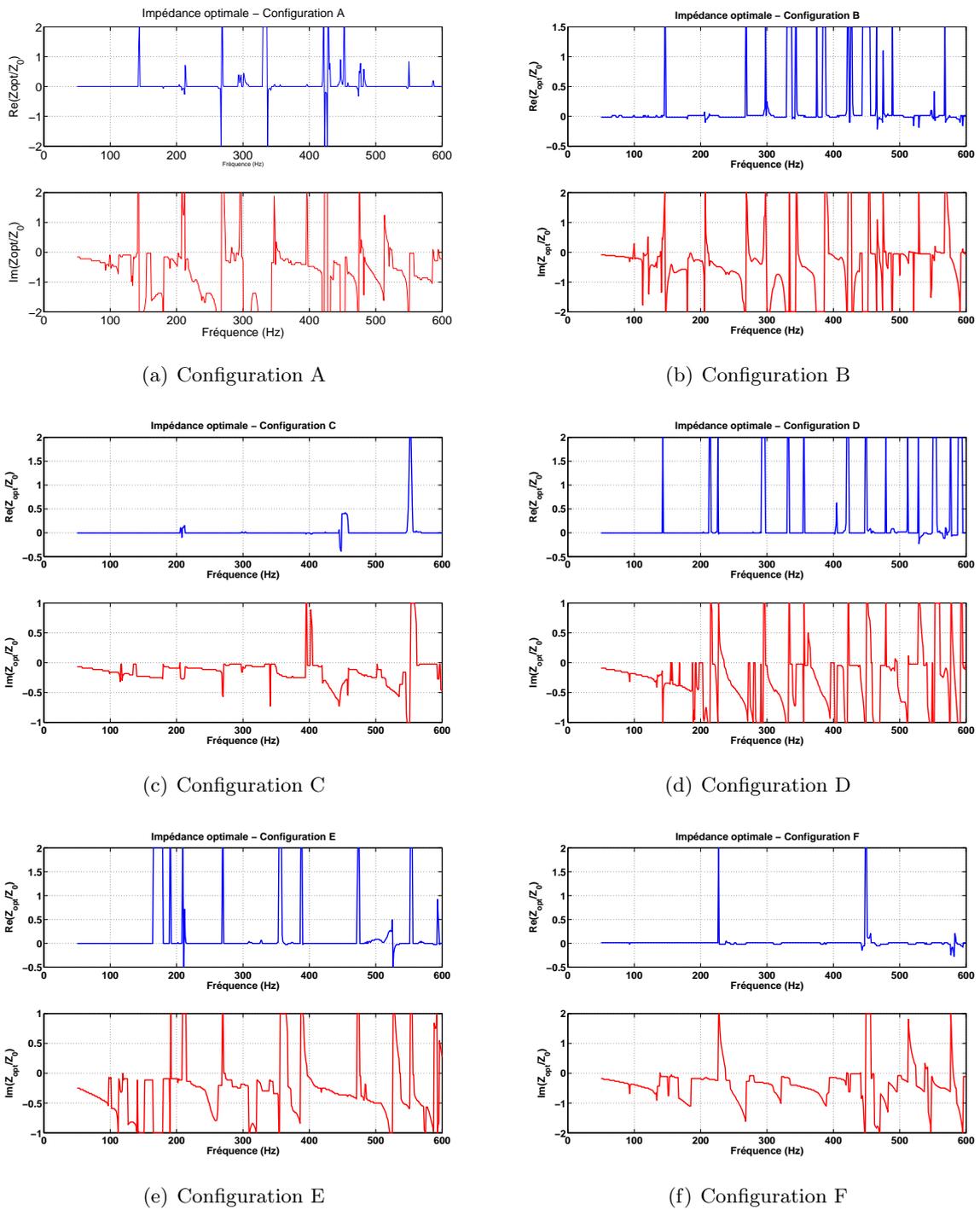
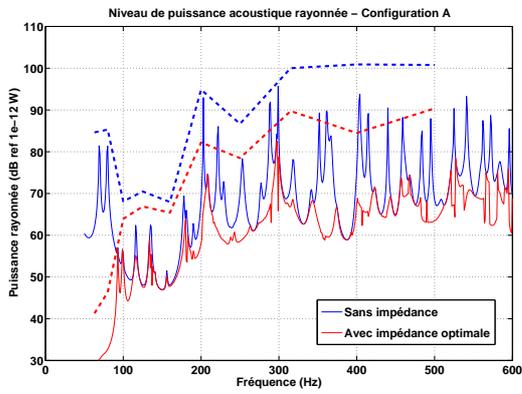
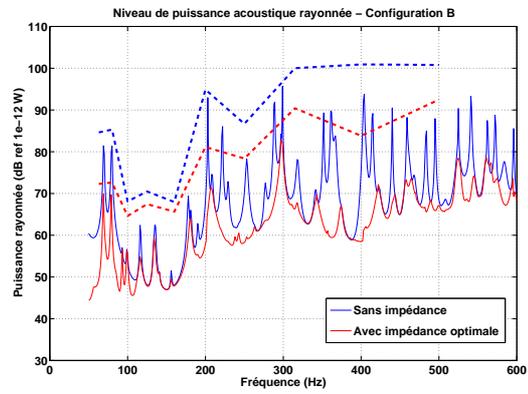


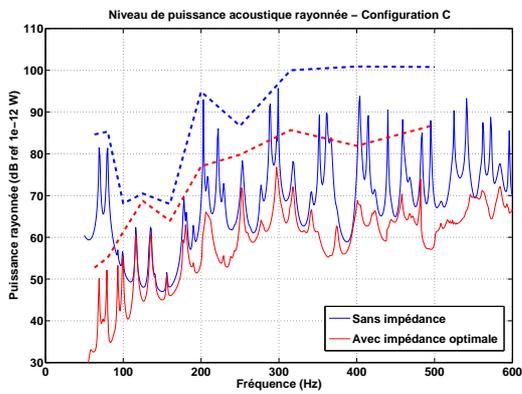
Figure 4.6: Impédances optimales calculées



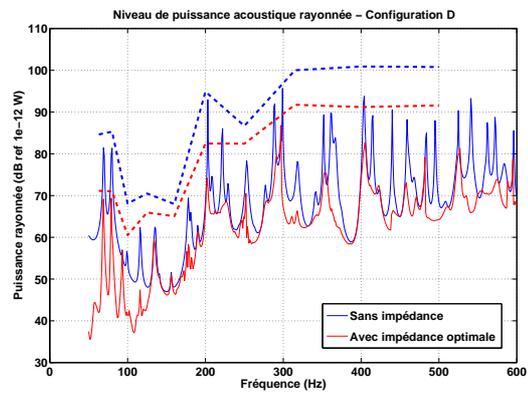
(a) Configuration A



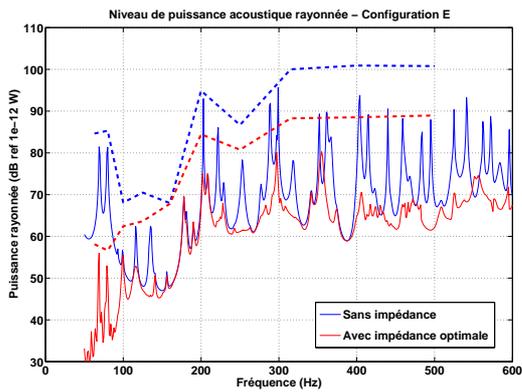
(b) Configuration B



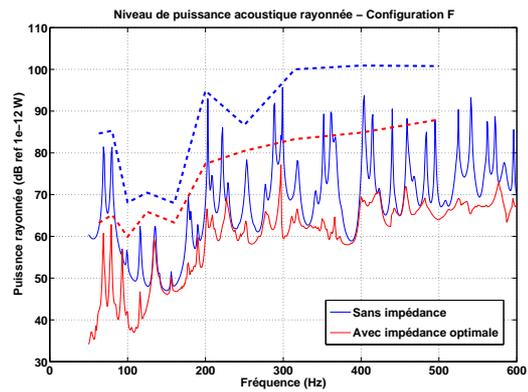
(c) Configuration C



(d) Configuration D



(e) Configuration E



(f) Configuration F

Figure 4.7: Les performances obtenues grâce aux impédances optimales calculées

#### 4.4.2 Stratégie sous-optimale

Il nous faut alors envisager une autre stratégie, appelée sous-optimale. Une première solution pourrait être de réaliser une impédance très faible (proche de  $0.1Z_0$ ). Elle pourrait s'avérer intéressante, notamment pour les basses fréquences : l'impédance serait alors proche de l'impédance optimale comme on peut le constater sur la figure 4.6. Malheureusement, les performances de cette solution se dégradent dans les plus hautes fréquences.

L'approche proposée ici est l'établissement d'un compromis. Ne pouvant obtenir des impédances au profil trop accidenté, il s'agit de trouver l'impédance constante sur tout le domaine fréquentiel permettant de recueillir la meilleure réduction de la puissance rayonnée.

#### Graphiques de sensibilité

Pour déterminer la stratégie sous-optimale la plus performante, il peut être intéressant de tracer des graphiques de sensibilité. La puissance acoustique rayonnée par la plaque est calculée et le niveau global (Lin) est évalué pour le domaine de fréquence de l'étude : 50-600Hz. On peut alors évaluer l'*Insertion Loss* globalement obtenu pour chaque valeur de l'impédance (les cellules absorbantes présentent alors une impédance constante sur tout le domaine fréquentiel). En traçant ces valeurs (voir les figures 4.8 à 4.13), on obtient la valeur de l'impédance, indépendante de la fréquence, qui permet la meilleure réduction. Ces graphiques donnent également des informations concernant le type du pic d'*Insertion Loss* au niveau de l'impédance sous-optimale, notamment la forme du pic. S'il est aigu, la réalisation de l'impédance doit alors être extrêmement précise pour obtenir en pratique les résultats correspondant aux calculs. Au contraire le pic peut être large et évasé. Ce cas de figure nous laisse alors beaucoup plus de tolérance dans la réalisation de l'impédance.

### 4.5 Choix de la stratégie

Après avoir calculé, pour chaque configuration, les réductions du niveau global obtenues grâce à des absorbants d'impédance constante et ainsi tracé les graphiques sensibilité, la physionomie des figures permet de formuler quelques remarques :

- Les configurations qui traitent le fond de la cavité présentent des performances intéressantes.
- Les configurations qui ne traitent que les parois verticales de la cavité offrent de moins bonnes perspectives de réduction. De plus, elles impliquent des valeurs d'impédance plus compliquées à réaliser.
- La configuration C offre une importante réduction du bruit rayonné par la plaque. Cependant, le pic d'*Insertion Loss* est très aigu. C'est une stratégie qu'il n'est pas judicieux d'adopter vu la difficulté de réaliser l'impédance avec une telle précision.

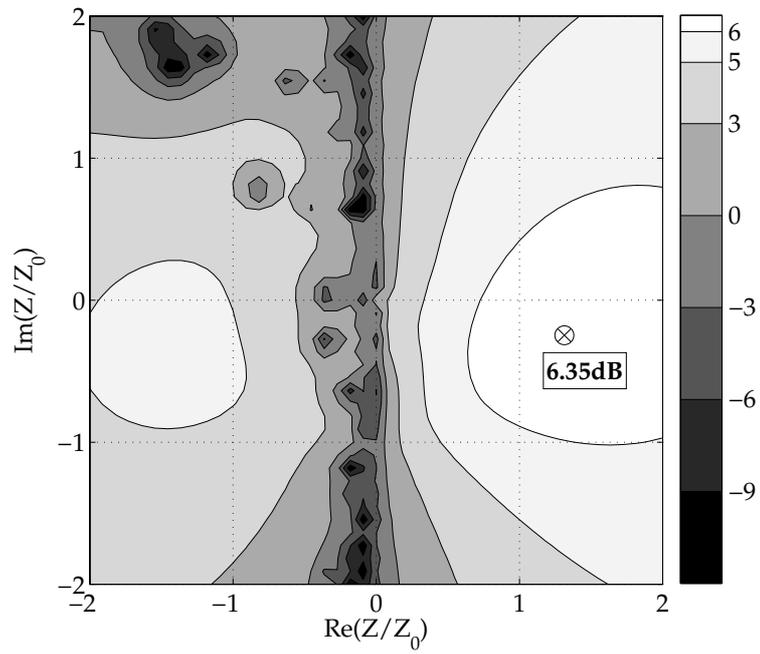


Figure 4.8: Graphique de sensibilité : *Insertion Loss* en fonction de l'impédance complexe - Configuration A

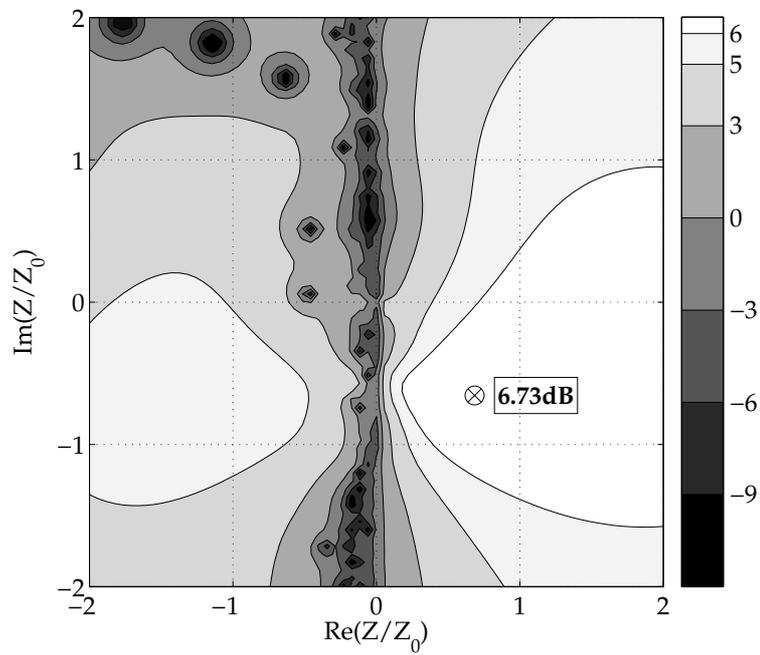


Figure 4.9: Graphique de sensibilité : *Insertion Loss* en fonction de l'impédance complexe - Configuration B

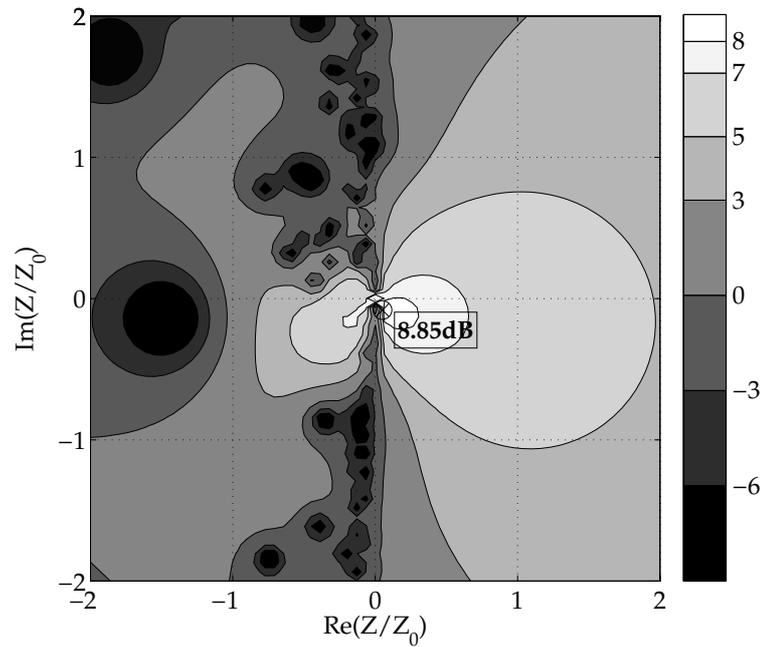


Figure 4.10: Graphique de sensibilité : *Insertion Loss* en fonction de l'impédance complexe - Configuration C

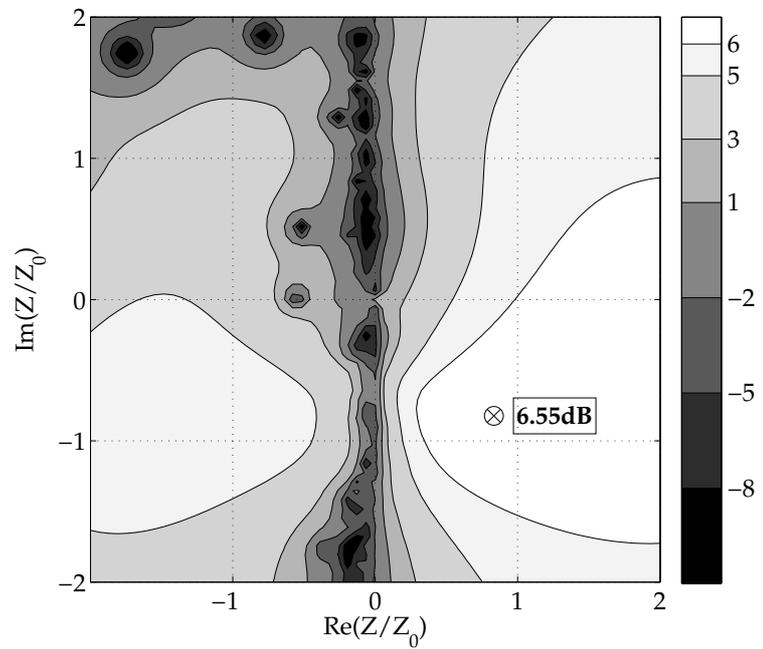


Figure 4.11: Graphique de sensibilité : *Insertion Loss* en fonction de l'impédance complexe - Configuration D

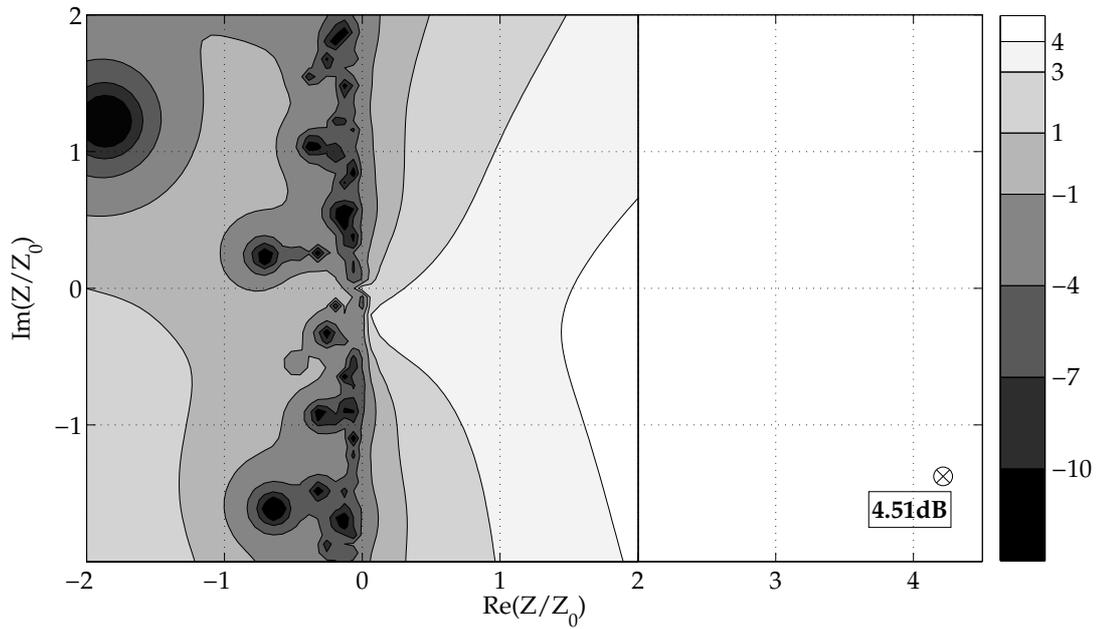


Figure 4.12: Graphique de sensibilité : *Insertion Loss* en fonction de l'impédance complexe - Configuration E

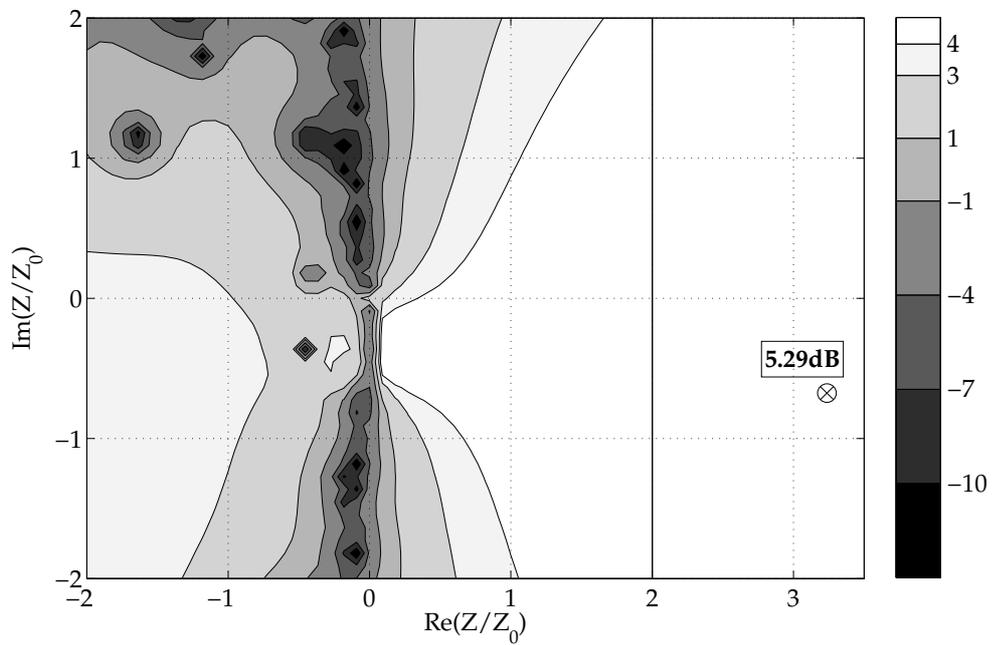


Figure 4.13: Graphique de sensibilité : *Insertion Loss* en fonction de l'impédance complexe - Configuration F

- Les impédances sous-optimales calculées pour les configurations A, B et D sont proches de  $Z_0$ , ce qui correspond, en incidence normale, à un absorbant parfait.
- Excepté celui de la configuration C, les pics d'*Insertion Loss* sont très larges et évasés. Ces cinq configurations sont donc très tolérantes quant à la précision de la valeur de l'impédance.

Il paraît donc pertinent de nous tourner vers une configuration où le fond de la cavité est traité (configurations A, B, C et D). La configuration C est à exclure, vue la forme du pic d'*Insertion Loss*. Il s'agit d'une configuration beaucoup trop sensible. Restent donc les configurations A, B et D.

De prime abord, nous projetions mettre en œuvre ces trois configurations. Il nous fallait donc fabriquer de nouveaux fonds et de nouvelles parois de la cavité pour pouvoir y implanter les cellules absorbantes. Pour pouvoir tester la configuration D, nous devons remplacer trois des cinq parois de la cavité, ce qui représente à la fois plus de coût, plus de main d'œuvre, mais aussi beaucoup de complication. Il ne nous a finalement pas semblé justifié de réaliser cette configuration au regard des perspectives qu'elle offrait. Les deux configurations restantes sont donc les configurations A et B. Les impédances à réaliser sont :

- Configuration A :  $Z_{sopt}/Z_0 = 1.30 - 0.14i$
- Configuration B :  $Z_{sopt}/Z_0 = 0.69 - 0.65i$

Dans les deux cas, le pic d'*Insertion Loss* est très large. Sur les figures 4.8 et 4.9, on constate que les performances de réduction ne se détériorent quasiment pas si on utilise une impédance de  $Z/Z_0 = 1$ . On peut donc se contenter de réaliser une impédance de  $Z_0$  pour mettre en œuvre ces deux configurations.

Les figures 4.14 et 4.15 présentent les calculs de puissance rayonnée dans le cadre des configurations A et B pour une impédance de  $Z_0$ . Les réductions de niveaux globaux de puissance dépassent 6dB, ce qui valide la proposition du paragraphe précédent. On constate cependant que les performances varient selon le domaine fréquentiel. De 50Hz à 200Hz, c'est-à-dire en dessous du premier mode de cavité, le rayonnement est contrôlé par la plaque, le mode 0 de la cavité prédomine largement, ce qui rend inefficace l'absorption sur les parois. Au delà de 200Hz, au contraire, l'absorption s'avère efficace et permet d'amortir notablement les pics dus aux modes de cavité. Sur ceux dus aux modes de plaques, l'action des impédances est moins intéressante : certains voient même leur niveau augmenter, les absorbants permettent notamment au mode de plaque (6, 1) de mieux se structurer et donc de rayonner plus d'énergie acoustique. Malgré tout, l'effet des impédances de  $Z_0$  est globalement très bénéfique.

**Pour réduire le bruit transmis par la plaque couplée à la cavité, notre choix se porte donc sur une stratégie d'absorption ( $Z = Z_0$ ) appliquée aux configurations A et B.**

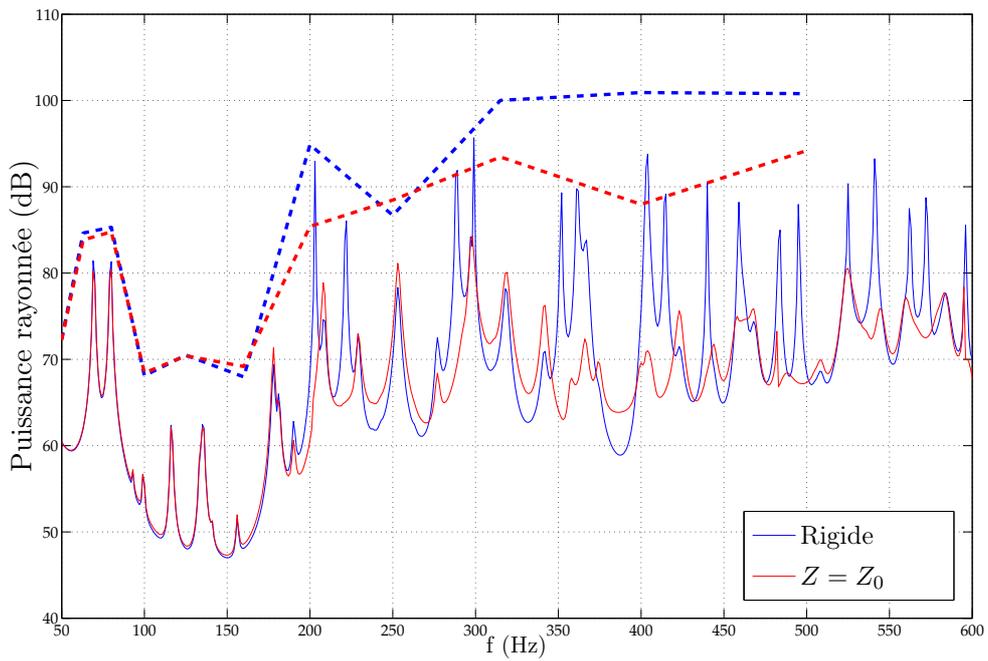


Figure 4.14: Puissance rayonnée avec une impédance de  $Z_0$  - Configuration A

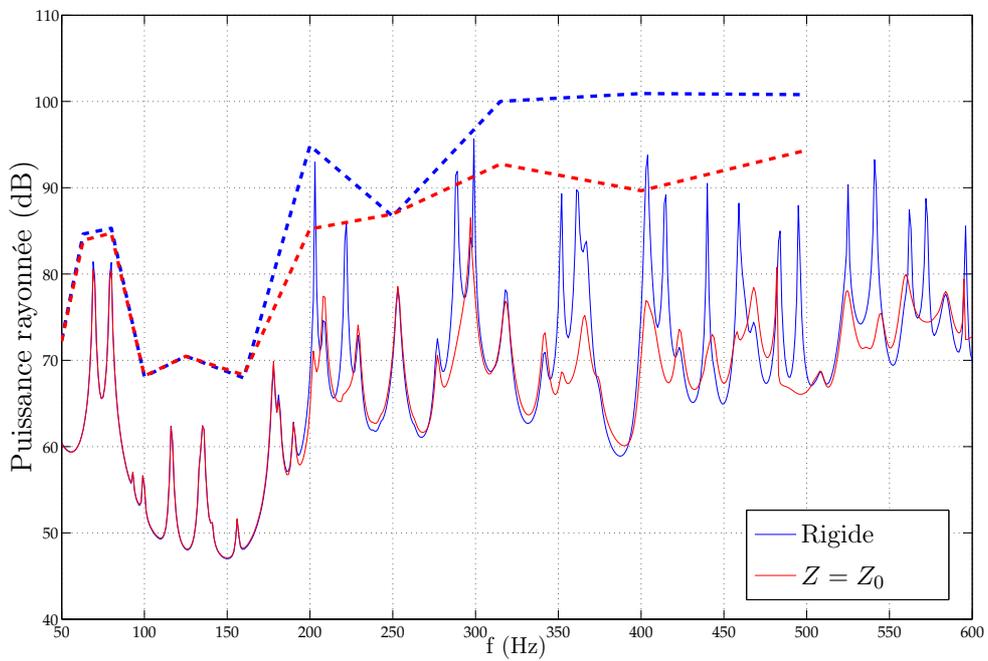


Figure 4.15: Puissance rayonnée avec une impédance de  $Z_0$  - Configuration B

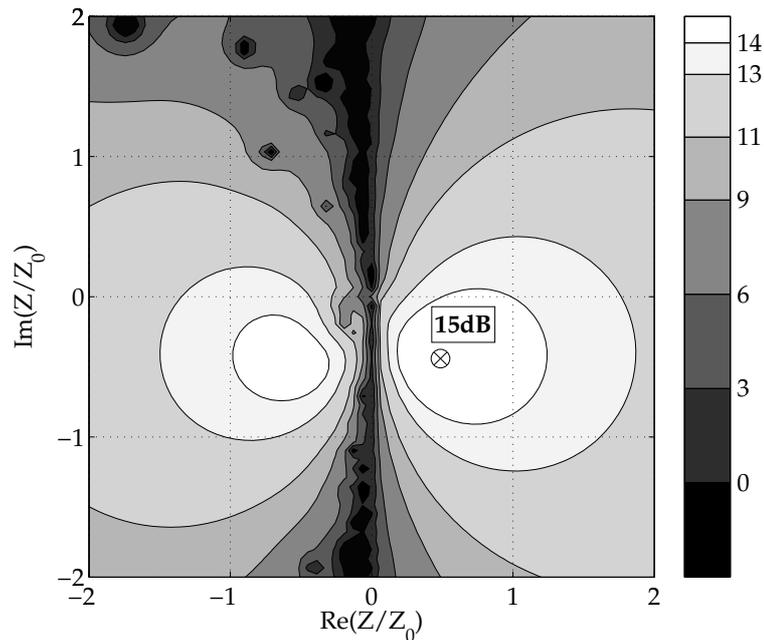


Figure 4.16: Diminution de l'énergie potentielle de la cavité en fonction de l'impédance complexe des absorbants - Configuration A

La figure 4.16 représente, pour la configuration A, la diminution de l'énergie potentielle acoustique contenue dans la cavité en fonction de l'impédance complexe réalisée par les absorbants actifs. L'impédance sous-optimale n'a pas été choisie comme celle minimisant l'énergie potentielle de la cavité. Cependant, on constate sur le graphique que le minimum de l'énergie potentiel est obtenu pour une impédance proche de  $Z_0$ . Le compromis permettant de réduire, sur une large bande de fréquence, la puissance rayonnée par la plaque correspond donc à la minimisation, dans une logique d'absorption, de l'énergie acoustique contenue dans la cavité.

## 4.6 Extension de la surface absorbante

On peut alors se poser la question du comportement acoustique du système si on venait à augmenter considérablement la surface absorbante voire à tapisser une paroi entière de la cavité. La puissance rayonnée par la plaque a donc été calculée pour la cavité non traitée, la configuration B avec une impédance de  $Z_0$ , et pour différentes configurations inspirées de la configuration B, appelées B2, B3 et B4, dans lesquelles 9, 16 et 25 cellules absorbantes sont réunies côte à côte sur le fond de la cavité, dans le coin opposé à la source. Le schéma de la figure 4.17 décrit ces configurations qui couvrent respectivement  $0.09\text{m}^2$ ,  $0.20\text{m}^2$ ,  $0.36\text{m}^2$  et  $0.56\text{m}^2$ . Les impédances des absorbants sont toutes égales à  $Z_0$ .

La figure 4.18 présente le calcul des niveaux en tiers d'octaves (traits forts) et en bandes fines

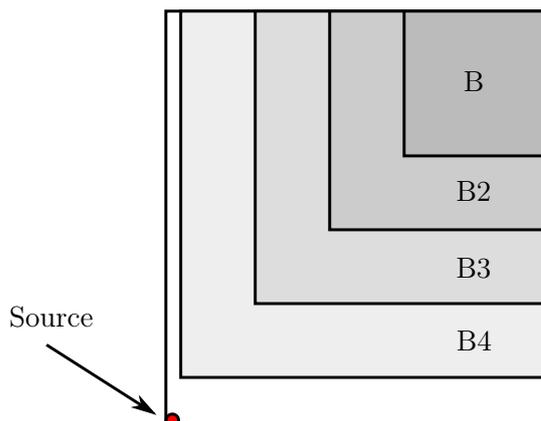


Figure 4.17: Les configurations B, B2, B3 et B4 - Vue de dessus du fond de la cavité

(traits fins) de la puissance rayonnée. On constate bien évidemment que lorsqu'on augmente la surface d'absorbant dans la cavité, les performances de réduction se trouvent améliorées. Malgré tout, par rapport à la configuration B, le gain apporté par les configurations B2 et B3 n'est pas très important. Seule la configuration B4, occupant la quasi-totalité du fond de la cavité, permet une diminution sensible de la puissance rayonnée. On constate par ailleurs que, comme évoqué précédemment, l'extension de la surface absorbante dans la cavité augmente l'absorption de l'énergie acoustique, ce qui diminue la puissance rayonnée par la plaque au niveau des modes de cavité, comme par exemple, à 200Hz ou 298Hz. Au niveau des modes de plaque, l'effet est plus faible. L'absorption dans la cavité ne permet pas d'amortir les modes de la plaque dans des proportions conséquentes. Si les modes (1,3) et (3,1) à 69Hz et 79Hz sont tout de même réduits par la configuration B4, on constate que pour les configurations B, B2 et B3, la puissance rayonnée au niveau de certains modes de plaque, comme à 208Hz ou à 250Hz, est nettement supérieure avec les absorbants actifs. Néanmoins, les contributions de ces modes aux fréquences considérées ne sont pas assez importantes pour que ce phénomène dégrade les performances globales obtenues avec les absorbants actifs.

Étendre la surface d'absorption en augmentant le nombre de cellules actives peut donc permettre d'améliorer les performances de réduction de la puissance rayonnée. Toutefois, le gain apporté par une faible augmentation de la surface peut s'avérer négligeable. Les meilleures réductions sont logiquement obtenues lorsque les absorbants couvrent la totalité d'une paroi, mais ces configurations nécessitent un nombre important de cellules absorbantes, ce qui impose l'utilisation d'un dispositif expérimental complexe et coûteux. Il faut donc trouver un compromis entre l'aire couverte et les conditions matérielles qui lui sont inhérentes. Dans le cadre de cette étude, la configuration B semble permettre d'obtenir de bonnes performances de réduction pour la mise en œuvre de seulement quatre cellules absorbantes.

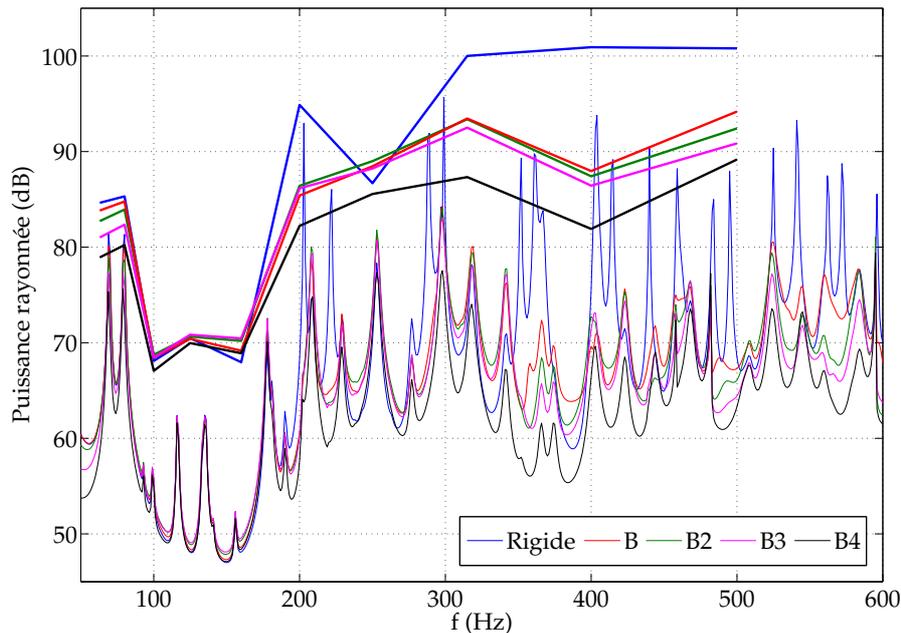


Figure 4.18: Comparaison des puissances rayonnées sans traitement et avec les configurations B, B2, B3 et B4 ( $Z = Z_0$ )

### Influence de la position par rapport à la source

Les différences de performances obtenues entre la configuration B et les configurations B, B2 et B3 peut également être expliquée par la plus grande proximité entre la source et les absorbants actifs. Par appuyer cette hypothèse, des calculs ont été effectués pour la configuration d'absorbants B5 dans laquelle quatre absorbants sont placés côte-à-côte comme pour la configuration B, mais dans le coin opposé. La source est donc située à proximité des absorbants comme rappelé sur le schéma de la figure 4.19.

La figure 4.20 présente les puissances calculées, en bandes fines et en tiers d'octave, dans le cas rigide et pour les configurations B et B5. Bien que la surface d'absorbant soit identique dans ce deux dernières configurations, la puissance rayonnée par la plaque en utilisant des absorbants d'impédance  $Z_0$  dans la configuration B5 est nettement plus faible que pour la configuration B. Ceci semble confirmer que le placement des absorbants joue un rôle important. Dans le cas B5, situés plus près, ils empêchent la source de rayonner dans la cavité, limitant ainsi la puissance acoustique transmise par la plaque.

On pourrait alors penser qu'il serait plus judicieux de faire finalement le choix de la configuration B5. L'objectif de cette étude est de mettre en lumière le potentiel de ces absorbants pour réduire le bruit transmis par des encoffrements réels. Les machines réelles à traiter ne peuvent pas être considérées comme des sources acoustiques ponctuelles à proximité de laquelle

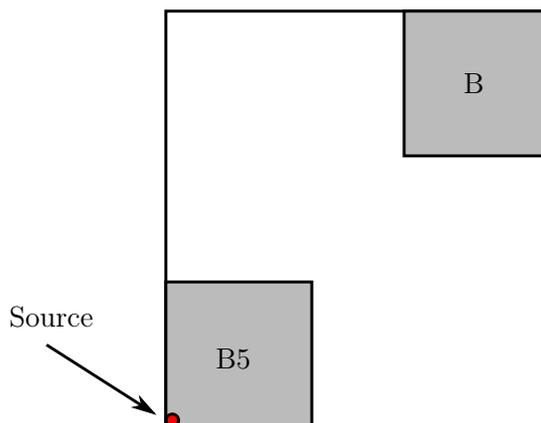


Figure 4.19: Les configurations B et B5 - Vue de dessus du fond de la cavité

on pourrait placer des absorbants. Le cas de la configuration B5 n'est donc pas transposable à un cas concret. Nous avons donc choisi de nous consacrer aux configurations A et B, où les absorbants ne sont pas placés au voisinage de la source et qui correspondent plus à la réalité des encoffrements.

## 4.7 Conclusions

Ce chapitre a présenté la procédure d'optimisation des absorbants hybrides permettant de dégager une stratégie réalisable pour la réduction du bruit transmis par la plaque. Basée notamment sur le calcul analytique présenté au chapitre précédent et sur une méthode d'optimisation directe inspirée de la méthode dite du *simplex*, cette procédure a permis de déterminer les configurations d'absorbants les plus pertinentes sur les parois de la cavité ainsi que l'impédance normale que les cellules absorbantes doivent présenter.

Pour la mise en œuvre expérimentale, la dimension des cellules a été fixée à  $0,15\text{m} \times 0,15\text{m}$ . Deux configurations ont été retenues, elles concernent toutes un traitement du fond de la cavité. La première, dite configuration A, utilise quatre cellules absorbantes placées côte à côte sur le fond de la cavité, dans le coin opposé à la source. La seconde, dite configuration B, met en œuvre trois cellules, dans les trois coins du fond où la source n'est pas présente.

Pour une configuration, l'impédance optimale est, par définition, l'impédance qui, à chaque fréquence, permet de minimiser la puissance rayonnée par la plaque, c'est-à-dire de maximiser l'*Insertion Loss*. Pour les deux configurations, l'impédance optimale a été calculée en fonction de la fréquence. Malheureusement, les impédances obtenues ont un profil beaucoup trop accidenté pour qu'elles puissent être envisagées expérimentalement, le concept des absorbants actifs ne permettant de réaliser que impédances dont la valeur ne varie que très peu en fonction de la fréquence.

Une autre stratégie, dite sous-optimale, a donc due être déterminée. L'impédance des ab-

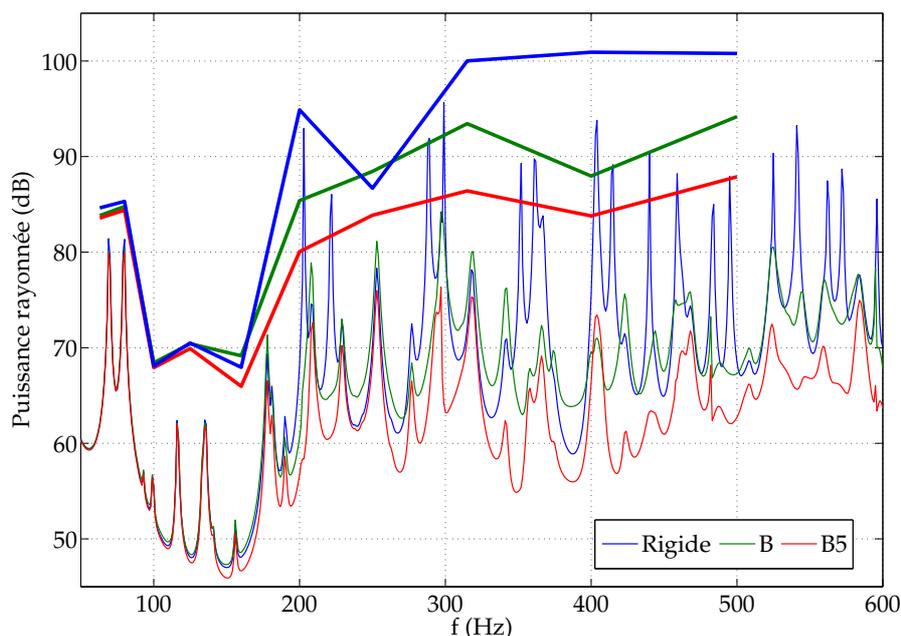


Figure 4.20: Comparaison des puissances rayonnées sans traitement et avec les configurations B, B2, B3 et B4 ( $Z = Z_0$ )

sorbants est supposée constante sur tout le domaine fréquentiel de l'étude. Le principe est de calculer l'impédance offrant la meilleure réduction du niveau global de puissance rayonnée. Contrairement à la stratégie optimale, cette approche correspond à l'absorption de l'énergie acoustique contenue dans la cavité avec des cellules absorbantes d'une impédance proche de  $Z_0$ . Elle permet d'espérer une réduction du bruit transmis de l'ordre de 6dB alors que les absorbants ne couvrent que 2% de la surface totale de la cavité.

La stratégie de réduction du bruit transmis étant déterminée, il s'agit à présent de la mettre en œuvre expérimentalement, tout d'abord en concevant les cellules actives permettant d'obtenir l'impédance de  $Z_0$ , puis en développant le système de contrôle actif destiné à annuler la pression acoustique à l'intérieur de chacune des cellules. C'est l'objet du chapitre suivant.



# Chapitre 5

## Développement et mise en œuvre des absorbants actifs

Les chapitres 2 à 4 ont retracé les différentes étapes permettant, à terme, d'utiliser des absorbants actifs pour réduire le bruit transmis par la plaque couplée à la cavité. L'étape finale, à savoir la mise œuvre expérimentale de ces absorbants, constitue l'objet de ce chapitre.

La méthode de réduction choisie est une stratégie d'absorption basée sur des cellules actives d'impédances  $Z_0$ . Ce chapitre détaille donc tout d'abord la conception et la réalisation des cellules. Les deux stratégies envisagées utilisant plusieurs cellules actives simultanément, un système de contrôle actif multivoie a également dû être développé, il est présenté par la suite. Les performances du système de contrôle actif sont alors exposées. Enfin, les réductions obtenues pour les deux configurations d'absorbants sont présentées. Elles sont comparées aux prévisions données par le calcul modal (voir le chapitre 3).

### 5.1 Conception et réalisation des cellules absorbantes

Le principe de l'absorbant actif a été présenté au chapitre 1. Il s'agit, dans cette partie, de concevoir, en respectant le principe initial, des cellules actives adaptées au cas à traiter dans cette étude pour, par la suite, les insérer sur le banc d'essai.

#### 5.1.1 Conception des cellules

##### Le châssis

Initialement, les absorbants hybrides avaient été conçus pour traiter le bruit dans une conduite en présence d'écoulement (voir le chapitre 1). Leur taille était adaptée à la gamme de fréquences de l'étude ( $<2500\text{Hz}$ ). Les dimensions de la zone absorbante étaient :  $5\text{cm} \times 5\text{cm}$ . La source secondaire servant au contrôle actif était une plaque d'aluminium excitée sur son premier mode de flexion par deux céramiques piezo-électriques collées sur chacune de ses faces.

$m$	$n$	$t$	$f$ (Hz)
0	0	0	0
1	0	0	1141
0	1	0	1141
1	1	0	1613
2	0	0	2281
0	2	0	2281

Tableau 5.1: Fréquences des premiers modes de la cavité située à l'intérieur de la cellule

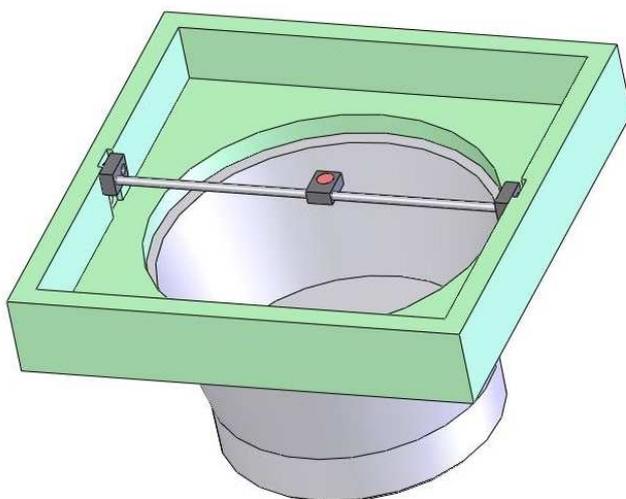


Figure 5.1: Châssis d'une cellule active (Modèle SolidWorks)

Le principe de ces absorbants a été conservé, mais il a fallu adapter le concept à notre cas de vibroacoustique. Comme décrit dans le paragraphe 4.3, les dimensions transversales des cellules sont primordiales. Pour que l'absorbant actif présente une impédance normale constante sur toute sa surface, ses dimensions doivent être inférieures au quart de la plus courte des longueurs d'onde à traiter. Le domaine fréquentiel étant 50Hz-600Hz, notre choix s'est porté sur des cellules absorbantes d'une section de  $0,15\text{m} \times 0,15\text{m}$ , pour une hauteur de  $0,022\text{m}$  (dimensions intérieures). Le tableau 5.1 donne les fréquences des premiers modes de la cavité située à l'intérieure de la cellule. Le premier mode non nul est situé à une fréquence de 1141Hz. Cette fréquence est très supérieure à celles du domaine d'étude, ce qui assure la quasi-homogénéité de la pression acoustique à l'intérieure de la cellule. Le châssis est réalisé avec des plaques d'aluminium d'épaisseur 8mm (assemblées grâce à des vis M3 à tête fraisée). La figure 5.1 présente le châssis des cellules absorbantes, conçu sous SolidWorks. La figure 5.2 est une photographie d'un châssis de cellule assemblé.

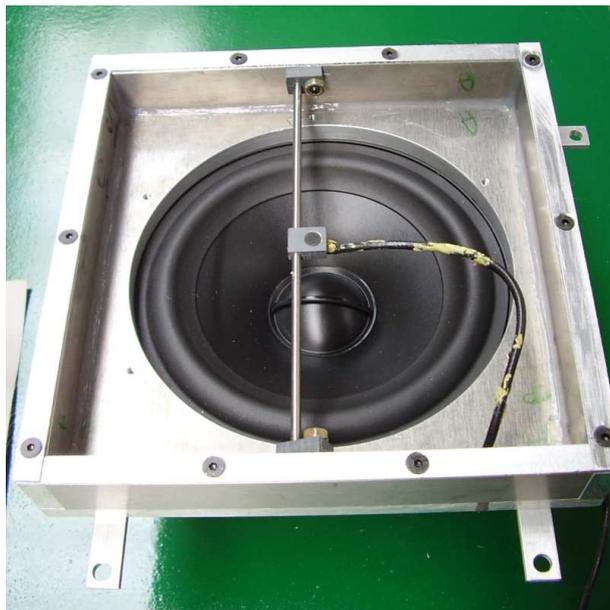


Figure 5.2: Un châssis de cellule assemblé

### La source secondaire

Étant données les fréquences et les puissances acoustiques mises en jeu, il était difficilement envisageable d'utiliser un actuateur piezo-électrique dans des cellules d'une telle taille. Nous avons donc choisi d'avoir recours à un haut-parleur comme source secondaire pour le contrôle actif. Le domaine fréquentiel à considérer s'étendant jusqu'à des fréquences relativement graves, traiter ces fréquences a nécessité un haut-parleur d'une taille importante. Nous avons donc choisi d'utiliser un haut parleur de diamètre 130mm, c'est-à-dire le plus grand diamètre possible, au vu de la taille d'une cellule.

Les dimensions de haut-parleur étant imposées, nous avons cherché le modèle qui présentait le spectre le plus intéressant, notamment dans les fréquences les plus graves du domaine d'étude. Notre choix s'est porté sur le haut-parleur **LD 130 CR08** fabriqué par **Atohm**. La figure 5.3 montre sa réponse en fréquence. On constate qu'elle reste correcte jusqu'à la limite inférieure du domaine fréquentiel de l'étude (50Hz). Le haut-parleur est implanté à l'extérieur de la cellule, sur sa face arrière, ce qui permet de laisser à l'intérieur une lame d'air d'une épaisseur de 22mm. La hauteur totale de la cellule est alors de 106mm.

### Le microphone de contrôle

Pour pouvoir réaliser une annulation de la pression acoustique derrière la couche poreuse par contrôle actif, un microphone doit permettre de mesurer la pression au niveau de la zone de contrôle. Un microphone électret est suffisamment compact pour ne pas trop perturber le champ acoustique à l'intérieur du châssis de la cellule. Il est inséré dans un petit bloc de nylon, lui-

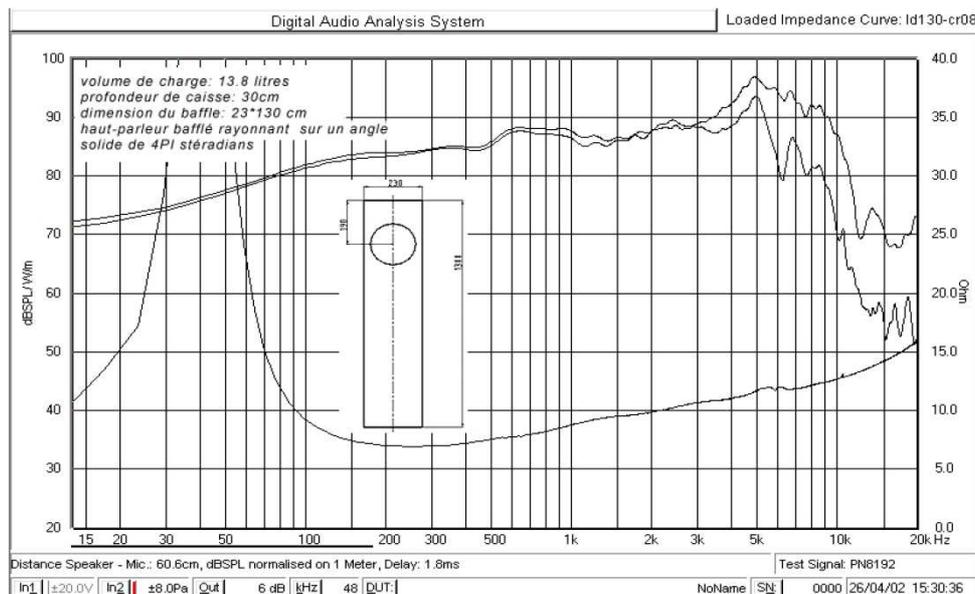


Figure 5.3: Réponse en fréquence du haut-parleur

même fixée sur une tige horizontale dont la hauteur peut varier. Cette précaution a été prise dans l’hypothèse d’un changement de matériau poro-élastique. Pour une couche poreuse d’une épaisseur différente, il aurait fallu ajuster la hauteur du microphone. La photographie de la figure 5.4 est un détail de la fixation de microphone à l’intérieur de la cellule active.

### Le matériau poreux

Une impédance de  $Z_0$  est obtenue en choisissant une couche de matériau poreux telle que  $\sigma e = Z_0$ . Dans ses travaux de thèse, Sellen [124] a décrit une procédure de choix du matériau. Elle a également caractérisé acoustiquement plusieurs séries de matériaux poreux, dont des tissus métalliques fabriquées par **Gantois** (Saint Die de Vosges, France). Ces toiles sont tissées à partir de fil d’acier inoxydable. Un de ces tissus présente notamment les caractéristiques suivantes :

- Résistivité :  $\sigma = 2.7 \cdot 10^6 \text{ rayls.m}^{-1}$
- Épaisseur :  $e = 151 \cdot 10^{-6} \text{ m}$

ce qui implique  $\sigma e / Z_0 = 0.99$ . Si, grâce au système de contrôle actif, la pression est suffisamment atténuée à l’arrière de la couche poreuse, l’impédance obtenue est très proche de  $Z_0$ . Évidemment, l’utilisation de ce matériau n’est pas la seule manière d’obtenir la condition  $\sigma e = Z_0$ . Par exemple, certaines laines de roche de densité suffisantes présentent une résistivité de l’ordre de  $10^5 \text{ rayls.m}^{-1}$ . Pour une épaisseur de quelques millimètres, l’impédance obtenue serait également très proche de  $Z_0$ . L’utilisation des toiles métalliques présente trois avantages majeurs. D’une part, l’épaisseur de matériau est d’autant plus faible que sa résistivité est grande, ce qui permet d’obtenir des cellules absorbantes actives de faible épaisseur. Cette compacité est un

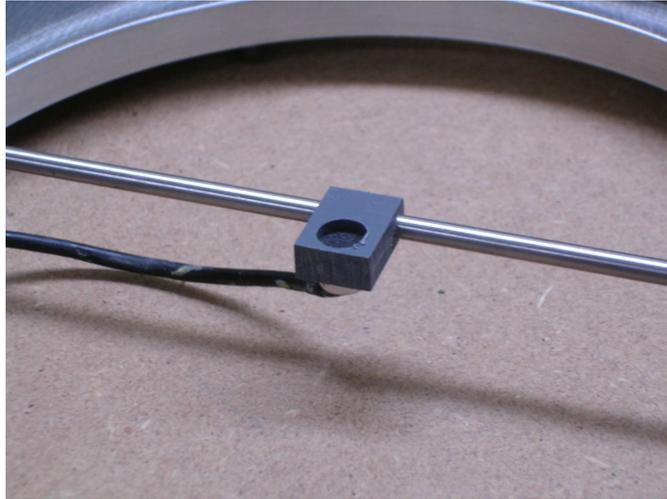


Figure 5.4: Le microphone de contrôle

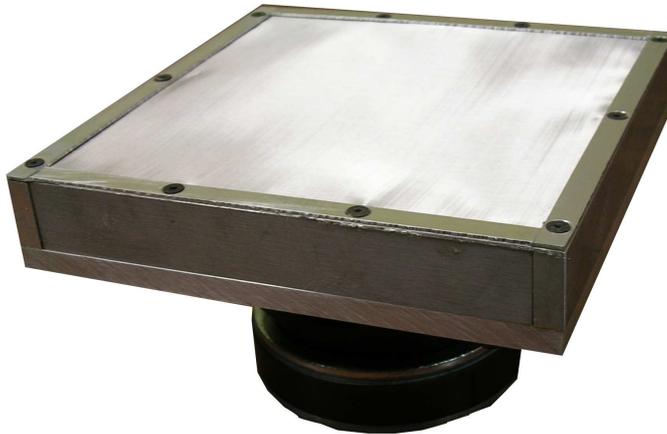


Figure 5.5: Une cellule assemblée

réel atout dans l'optique de l'intégration de cette technologie à des systèmes de protection en milieu industriel. Ces tissus sont également très robustes ce qui permet de protéger le système de contrôle actif, notamment le microphone et le haut-parleur, si la cellule est placée dans un environnement difficile. Enfin, l'approximation donnant, pour l'annulation de la pression arrière,  $Z = \sigma e$  est valable sur une bande de fréquence d'autant plus large que la résistivité est grande.

La photographie de la figure 5.5 montre une cellule active après mise en place de toile métallique. L'absorbant est donc prêt à être inséré dans la cavité.

### 5.1.2 Mesure de l'impédance réalisée

La réalisation d'absorbants actifs destinés à présenter une impédance normale donnée pose évidemment la question des performances expérimentales, c'est-à-dire de l'impédance effectivement obtenue en surface de l'absorbant, mais aussi de la surface réelle sur laquelle l'impédance est

efficace. Ces deux points ont été l'objet d'une vérification expérimentale : l'impédance normale et le coefficient d'absorption ont été mesurés en champ libre dans des conditions se rapprochant de celles de l'utilisation des absorbants dans le système cavité-plaque.

Après avoir rapidement évoqué les différentes techniques utilisables pour mesurer une impédance, cette partie décrit la méthode employée dite « du doublet microphonique » ainsi que les résultats expérimentaux obtenus.

### Les différentes méthodes de mesure

Les premières méthodes de mesure de l'impédance d'un matériau datent du début du XX<sup>e</sup> siècle. Elles ont d'abord utilisé des tubes à ondes stationnaires. Mais ce type de mesures présente l'inconvénient de ne pas pouvoir placer l'échantillon dans les mêmes conditions que celles où on désire mesurer ses caractéristiques. À partir des années 1950, différentes techniques ont vu le jour, n'imposant aucune contrainte sur l'échantillon à tester. Toutes consistent à utiliser une source sonore dirigée vers la paroi à caractériser.

Ingard et Bolton [73] ont proposé de déduire l'impédance normale du matériau absorbant du rapport des pressions mesurées à la surface de l'échantillon et à la surface d'une plaque parfaitement rigide remplaçant l'échantillon. Hollin et Jones [70] ont amélioré ce principe en mesurant la fonction d'intercorrélation entre le signal enregistré par le microphone et le signal de la source. Ces deux méthodes imposent de pouvoir remplacer l'échantillon par une plaque parfaitement réfléchissante, ce qui complique le procédé et augmente les erreurs de mesure.

Différentes familles de méthodes permettant de mesurer l'impédance d'un échantillon ont alors vu le jour. Le principe des techniques dites « impulsives » est d'émettre une ou plusieurs impulsions sonores. Elles ont notamment été proposées par Davies et Mulholland [38] et par Cramond et Don [30]. Les méthodes dites « indirectes » déduisent l'impédance d'un matériau d'un ajustement entre des mesures expérimentales et des prévisions théoriques issues d'un modèle analytique utilisant l'impédance comme paramètre ajustable (Legouis et Nicolas [84]).

Dans la continuité des travaux de Chung et Blaser [22, 23] en tube à ondes stationnaires, Allard a développé une méthode de mesure en chambre anéchoïque permettant d'évaluer l'impédance acoustique sous impédance normale [3] ou oblique [2] d'un matériau absorbant. Sans connaissance préalable du champ acoustique au-dessus de l'échantillon à caractériser, une mesure directe de la pression par un doublet microphonique placé à proximité de la surface permet d'en mesurer l'impédance. Cette méthode a été utilisée dans le cadre de notre étude, elle est simple et rapide à mettre en œuvre.

### Méthode du doublet microphonique et mise en œuvre expérimentale

La détermination de l'impédance acoustique normale d'un matériau passe par la connaissance de la pression et de la composante normale de la vitesse acoustique à la surface de l'échantillon.

Deux microphones sont placés au-dessus de l'échantillon à tester, aux points  $M_1$  et  $M_2$ . L'axe

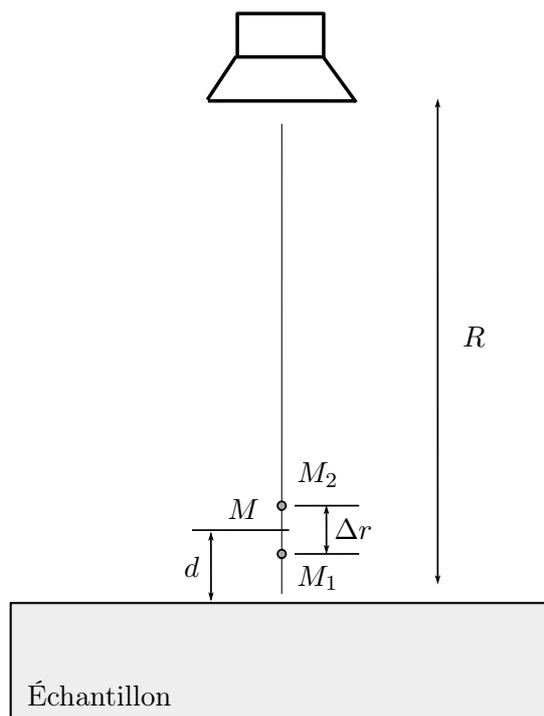


Figure 5.6: Dispositif expérimental pour mesurer l'impédance normale d'un matériau

$M_1M_2$  est perpendiculaire à la surface du matériau. Le point  $M_1$  est situé le plus près possible de la surface, en pratique, à quelques millimètres. La distance  $\Delta r$  entre  $M_1$  et  $M_2$  est de l'ordre de quelques centimètres. Une source, choisie pour être directive, est située sur l'axe  $M_1M_2$  à une distance  $R$  de l'ordre de 2m. Cette distance doit être suffisante pour assurer le caractère plan des ondes acoustique frappant la surface, mais assez courte pour permettre un niveau de pression satisfaisant aux microphones et ainsi obtenir un bon rapport signal sur bruit. Elle émet les ondes incidentes de pulsation  $\omega$ . Le dispositif est décrit par le schéma de la figure 5.6.

Appelons  $p_i$  la pression au point  $M_i$ ,  $M$  le milieu du segment  $[M_1M_2]$  et  $d$  la distance du point  $M$  à la surface du matériau. De la même manière que dans le cadre d'une mesure intensimétrique (voir le chapitre 2), la pression et la vitesse au point  $M$  peuvent être déterminées grâce aux expressions suivantes :

$$p = \frac{p_1 + p_2}{2} \quad (5.1)$$

$$p = \frac{p_1 - p_2}{j\omega\rho_0\Delta r} \quad (5.2)$$

où  $\rho_0$  est la masse volumique de l'air et  $\omega$  la pulsation des ondes incidentes. L'impédance normale  $Z_M$  au point  $M$  est alors donnée par :

$$Z_M = j\omega\rho_0\Delta r \frac{p_1 + p_2}{2(p_1 - p_2)} \quad (5.3)$$

Si  $H_{12}(\omega)$  est la fonction de réponse en fréquence mesurée entre les microphone 1 et 2, on a :

$$H_{12}(\omega) = \frac{p_2}{p_1} \quad (5.4)$$

$$Z_M = j\omega\rho_0\Delta r \frac{H_{12}(\omega) + 1}{2(H_{12}(\omega) - 1)} \quad (5.5)$$

Si la source est suffisamment directionnelle et assez éloignée, et si la distance  $d$  est suffisamment petite devant la section du matériau pour pouvoir négliger les effets de bords, le champ acoustique peut être supposé plan au voisinage du matériau à caractériser. L'impédance réduite, c'est-à-dire ramenée à l'impédance caractéristique de l'air  $Z_0 = \rho_0 c_0$ , au niveau de la surface de l'échantillon peut alors être déduite à partir de  $Z_M$  grâce à l'expression :

$$Z_E = \frac{jZ_M \cotan(\omega d/c_0) + \rho_0 c_0}{Z_M + j\rho_0 c_0 \cotan(\omega d/c_0)} \quad (5.6)$$

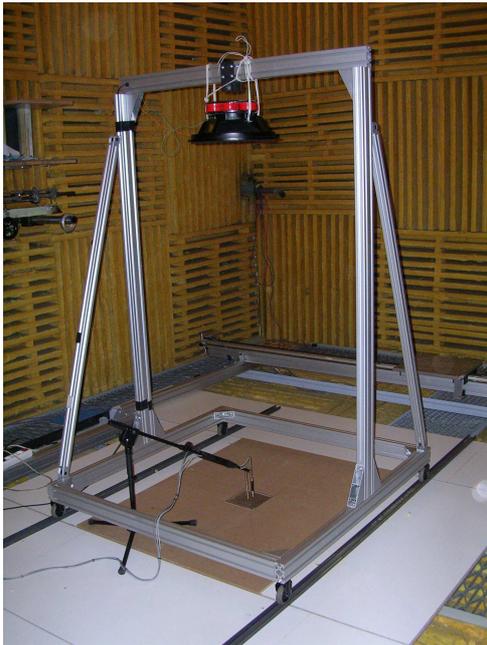
Les photographies de la figure 5.7 montrent le dispositif expérimental utilisé. Une cellule active est insérée dans une plaque de la même épaisseur que les parois de la cavité, dans un trou à ses dimensions. La plaque ainsi équipée vient remplacer un élément du plancher réfléchissant de la chambre anéchoïque. L'arrière du haut-parleur de la cellule active est donc enfoui dans la laine de verre et la plaque empêche tout court-circuit acoustique entre les deux faces de la membrane du haut-parleur. Un haut-parleur est suspendu à une hauteur de 2m, à la verticale de la cellule active. Le doublet microphonique utilisé est en réalité la sonde intensimétrique servant à mesurer la puissance rayonnée par la plaque. Elle est en effet constitué de deux microphones parfaitement appairés en sensibilité et en phase, élément indispensable à la mesure de la fonction de réponse en fréquence  $H_{12}(\omega)$ .

L'écartement entre les microphones  $M_1$  et  $M_2$  est de 5cm. La sonde est fixée à l'extrémité d'un pied permettant de placer le microphone  $M_1$  à une distance d'environ 2cm de la surface de l'absorbant. Cette distance ne peut malheureusement pas être considérée comme très inférieure à la section de la cellule active. Les effets de bord peuvent donc altérer la mesure de l'impédance. Pour éviter ces désagréments, des dièdres de laine de roche sont placés à la verticale des cotés de la cellule, ils limitent donc les effets de bord et renforcent le caractère plan des ondes acoustique frappant la surface de la cellule. Les photographies de la figure 5.8 détaillent leur mise en place.

### Résultats : impédance et coefficient d'absorption

Une fois la pression à l'arrière de la couche poreuse de la cellule annulée grâce à un système de contrôle actif de type SISO-FXLMS, l'impédance et le coefficient d'absorption ont pu être mesurés. La figure 5.9 présente l'impédance et le coefficient d'absorption mesurés avec la sonde microphonique située au centre de la cellule en fonction de la fréquence.

On constate que sur une large gamme de fréquences, s'étendant même au delà du domaine de l'étude, l'impédance de la cellule est proche de  $Z_0$ . La partie réelle de l'impédance réduite peut

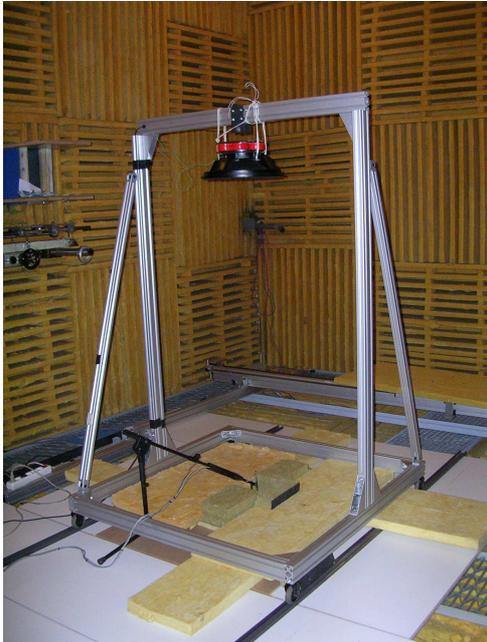


(a) Vue d'ensemble



(b) Détail du doublet microphonique

Figure 5.7: Dispositif expérimental de mesure de l'impédance



(a) Vue d'ensemble



(b) Détail du doublet microphonique

Figure 5.8: Mise en place des dièdres de laine de roche

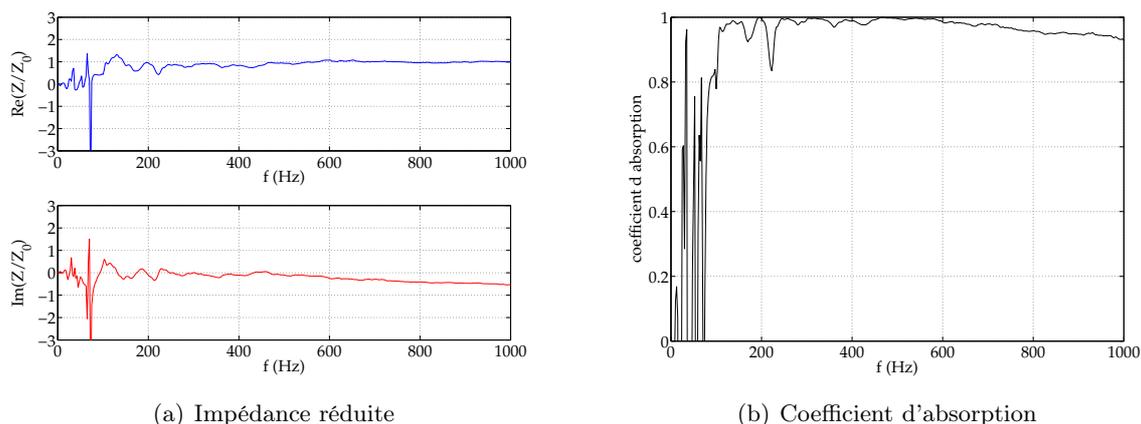


Figure 5.9: Impédance et coefficient d'absorption au milieu de la cellule en fonctionnement actif

être considérée comme égale à 1 sur toute la bande de fréquences représentée sur la figure. La partie imaginaire est nulle pour les plus basses fréquences, elle diminue avec la fréquence pour atteindre la valeur de  $-0.5$  à  $1000\text{Hz}$ . Par conséquent, le coefficient d'absorption est quasiment égal à 1 pour les basses fréquences (jusqu'à  $600\text{Hz}$  environ), sa valeur diminue légèrement au de-là pour atteindre  $0.95$  à  $1000\text{Hz}$ .

La cellule active peut donc être considérée comme parfaitement absorbante sur le domaine de l'étude. Alors que l'objectif était d'obtenir une impédance réelle de valeur  $Z = Z_0$ , l'impédance mesurée a une partie imaginaire qui, quoique faible, ne peut pas être négligée. À la vue des graphiques de sensibilité présentant, au chapitre 4, l'*Insertion Loss* en fonction de l'impédance complexe des absorbants, notamment pour les configurations A (figure 4.8) et B (figure 4.9), l'influence de cette partie imaginaire est très faible. Les pics d'*Insertion Loss* sont en effet très larges et il n'était nécessaire d'obtenir l'impédance  $Z_0$  avec beaucoup de précision. L'impédance obtenue expérimentalement correspond bien à la stratégie de réduction du bruit transmis par l'encoffrement élaborée au chapitre 4.

Il nous faut alors mesurer la surface sur laquelle cette impédance est réalisée. La figure 5.10 représente les parties réelle et imaginaire de l'impédance mesurée sur une médiane de la surface de l'absorbant actif. La position centrale, située à  $75\text{mm}$ , correspond aux mesures au milieu de l'absorbant présentées dans la figure 5.9. Ces graphes sont tracés pour des fréquences de  $200\text{Hz}$  et  $500\text{Hz}$ . On constate que pour ces deux fréquences, sur la majeure partie de la surface de la cellule l'impédance normale réduite a une partie réelle proche de 1 pour une partie imaginaire légèrement négative. Ces performances se dégradent logiquement près des bords de la cellule, la partie réelle diminue alors qu'en valeur absolue, la partie imaginaire, censée être nulle, augmente sensiblement. La figure 5.11 présente le coefficient d'absorption en fonction de la position sur la cellule. Sur sa zone centrale, il est supérieur à  $0.99$ . En raison des phénomènes visibles sur la valeur de l'impédance, le coefficient d'absorption baisse près des bords de la cellule. Cette baisse n'est, malgré tout, pas très sensible, le coefficient n'est, pour ces fréquences, jamais inférieur à

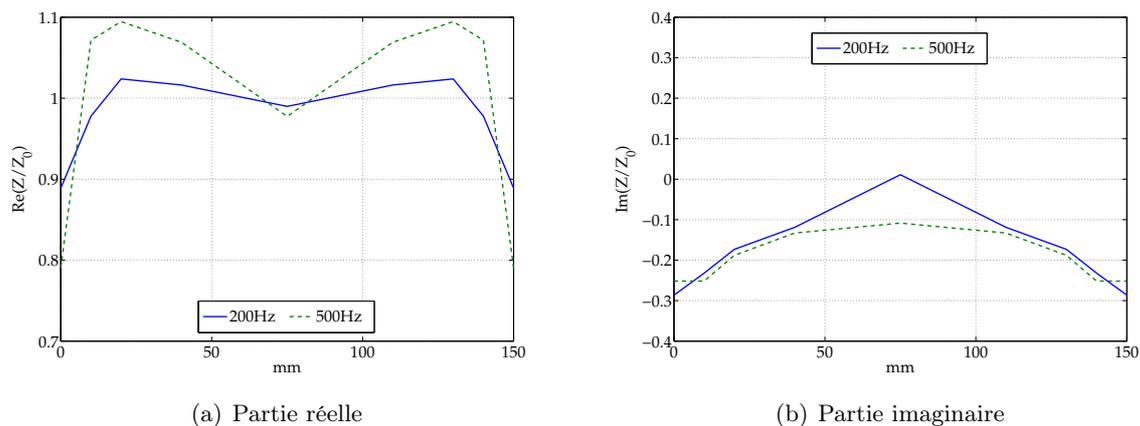


Figure 5.10: Parties réelle et imaginaire de l'impédance normale de l'absorbant en fonction de la position sur la cellule

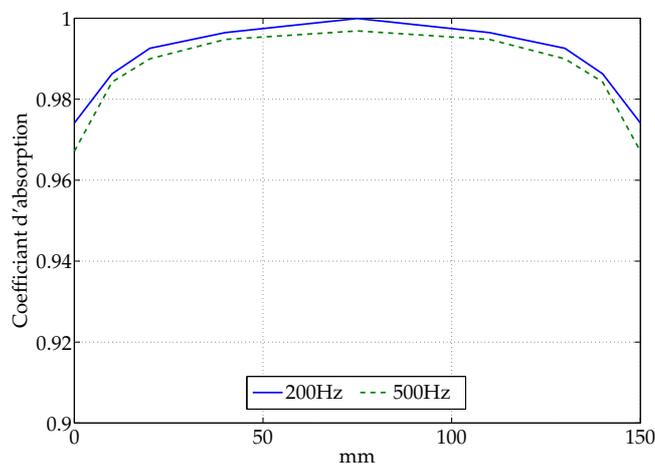


Figure 5.11: Coefficient d'absorption en fonction de la position sur la cellule

0.95. On peut donc affirmer que, si ses performances se dégradent légèrement sur ses bords, l'absorption de la cellule est quasi-parfaite sur toute sa surface.

### 5.1.3 Les configurations mises en œuvre expérimentalement

Lors de l'étape d'optimisation de la solution (voir chapitre 4), deux configurations, comprenant quatre et trois cellules actives, ont été retenues. Les absorbants sont insérés sur le fond de la cavité, côte-à-côte pour la configuration A (voir figure 4.5(a)) et dans les coins pour la configuration B (voir figure 4.5(b)).

Des raisons matérielles, ayant rapport au DSP utilisé, qui seront détaillées au paragraphe 5.2.4, ont limité le nombre de cellules utilisables simultanément à trois. La configuration A a donc dû être modifiée pour ne compter plus que trois absorbants, seules les trois cellules

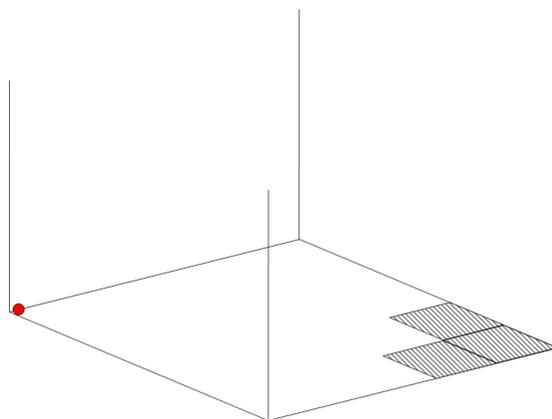


Figure 5.12: La configuration A mise en œuvre expérimentalement

situées le long d'un arête de la cavité ont été conservées. La configuration A mise en œuvre expérimentalement est donc celle décrite par la figure 5.12.

Pour pouvoir placer les cellules dans la cavité, plusieurs fonds ont dû être fabriqués, chacun étant évidé aux dimensions des absorbants correspondant à la configuration. Les châssis des cellules ont été fixés par le biais de plaques vissées à l'extérieur de la cavité de sorte que la couche poreuse des absorbants viennent en affleurer la paroi intérieure. Les photographies de la figure 5.13 montrent un fond évidé ainsi que la mise en place des cellules dans la cavité.

## 5.2 Développement d'un système de contrôle actif multivoie

La partie précédente retrace la conception des cellules absorbantes. Celles-ci ne peuvent présenter l'impédance désirée de  $Z_0$  que si la pression est notablement atténuée à l'arrière de la couche poreuse. Un moyen intéressant d'obtenir cette pression nulle est le contrôle actif acoustique.

Cette partie est consacrée à une présentation théorique du contrôle actif et de l'algorithme multivoie utilisé. Celui employé pour la mise en œuvre des cellules dans les configurations à trois absorbants y est également décrit.

### 5.2.1 Les origines du contrôle actif et ses bases théoriques

#### Un peu d'histoire...

Le contrôle actif acoustique est basé sur une idée très simple qui consiste à réaliser des interférences destructives entre deux ondes acoustiques dans le but de supprimer un bruit indésirable sur un volume donné. Il s'agit d'un principe relativement ancien. En 1936, le chercheur allemand Paul Lueg déposa aux États-Unis un brevet intitulé *Process of silencing sound oscillations* [90] et basé sur des travaux présentés en Allemagne dès 1933 [89]. Le lecteur pourra se référer au travail de Guicking [60] qui a retracé la vie de Lueg et le cheminement de son invention. Un



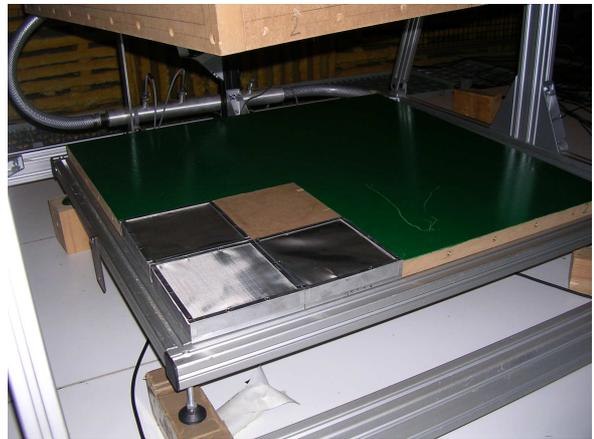
(a) Un fond évidé - Configuration B



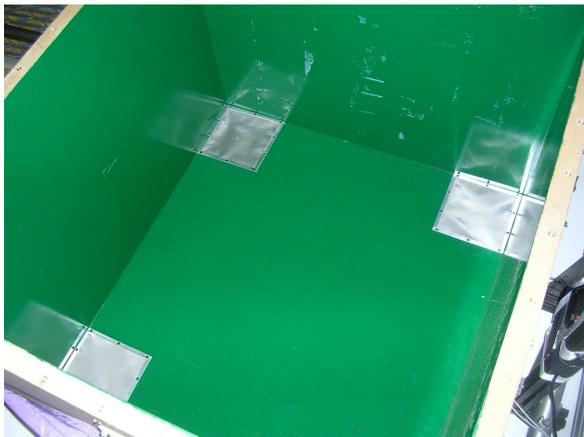
(b) Les cellules installées sur le fond - Configuration A



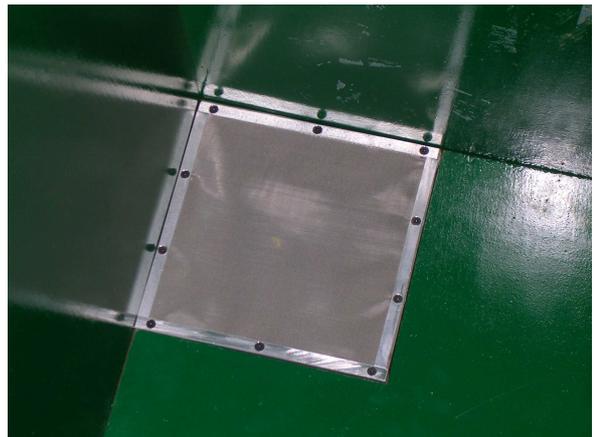
(c) Les cellules installées sur le fond - Configuration B



(d) Mise en place des cellules dans la cavité - Configuration A



(e) Les cellules dans la cavité - vue intérieur - Configuration B



(f) Détail d'une cellule installée - Configuration B

Figure 5.13: Mise en œuvre des configurations d'absorbants

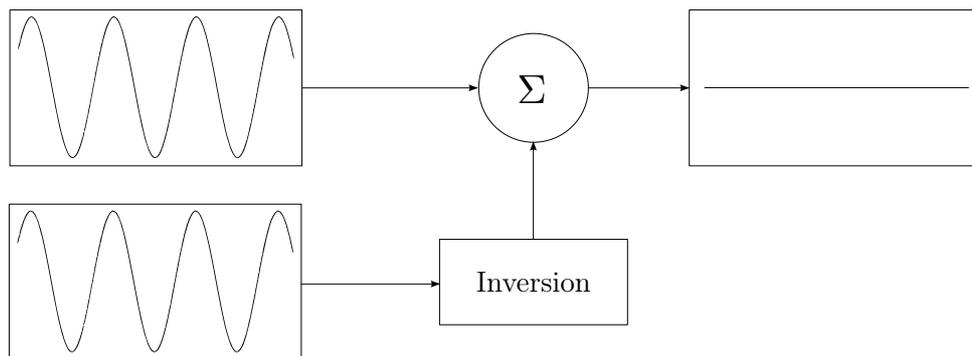


Figure 5.14: Principe d'Young

chercheur français nommé Henri Coanda a également déposé un brevet, limité à la France, pour son « procédé de protection contre les bruits » [24, 25]. Bien que son brevet ait été déposé quelque temps avant celui de Paul Lueg, c'est bien au chercheur allemand qu'est traditionnellement attribuée la paternité du contrôle actif.

Bien que le principe du contrôle actif date des années 30, il faudra attendre les années cinquante pour qu'il soit exploité. En 1953, Olson publie les premiers travaux utilisant le principe du contrôle actif [115, 114]. Il présente notamment un dispositif d'absorbeur acoustique électronique – *Electronic sound absorber* – qui consiste en un microphone relié à un haut-parleur par le biais d'un circuit électronique qui lui fait émettre une pression acoustique opposée à celle détectée. Dans les basses fréquences, la pression a pu être réduite sensiblement. Cette première expérience est, certes, réussie, mais elle n'ouvre pas la porte à une amélioration dans la mise en œuvre du contrôle actif. Les chercheurs se heurtent principalement à un développement technologique trop limité. Avec le développement des technologies informatiques et numériques, notamment des DSP (*Digital Signal Processor*), le contrôle actif trouve les moyens techniques de sa mise en pratique. Avec le filtrage numérique adaptatif, les considérations électroniques laissent la place à des problématiques d'algorithmique et de traitement du signal.

Avec le dépassement constant des limites technologiques, le principe du contrôle acoustique actif peut enfin trouver des applications pratiques.

### Le principe de base

Le principe de base du contrôle actif, déjà évoqué dans la partie précédente, est extrêmement simple. Le son étant un phénomène ondulatoire, il obéit notamment au principe d'Young. En superposant deux petites variations de signes opposés, on peut obtenir le silence par interférences. La figure 5.14 illustre ce principe dans le cadre des ondes monochromatiques. Quant à elle, la figure 5.15 décrit la mise en œuvre, dans un cas simple, d'un système de contrôle actif : grâce à une prise d'information sur le bruit à traiter, le contrôleur calcul un signal qui, par le biais d'une source secondaire, permet d'annuler le bruit primaire.

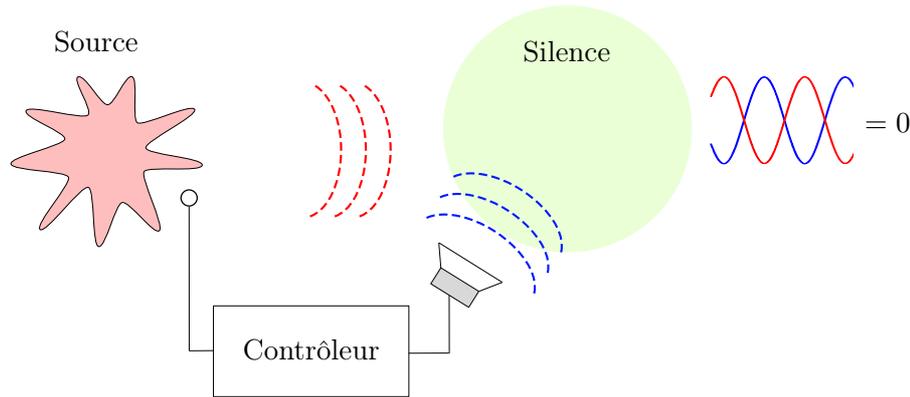


Figure 5.15: Mise en œuvre du contrôle actif

### Les différents types de contrôle

La réalisation du contrôle actif nécessite la connaissance d'un signal corrélé avec le bruit à atténuer. Dans le cas où cette information ne peut être mesurée qu'au niveau de la zone à traiter, une architecture en boucle fermée, de type *Feedback* doit être développée. Historiquement, cette technique est à rapprocher de l'« absorbeur électronique » de Olson [115]. Elle consiste à colocaliser la détection du bruit et la mesure de la pression à atténuer en utilisant un unique microphone, ce qui pose évidemment de nombreux problèmes, notamment par rapport à la causalité du filtre à réaliser. Le contrôleur doit permettre d'obtenir une réduction locale de la pression avec une boucle d'asservissement. Le filtre qu'il réalise peut être analogique (comme dans le cadre des casques anti-bruit actifs) ou numérique.

Lorsqu'un signal de référence préalable, cohérent avec le bruit à atténuer est disponible, il est nettement préférable de développer un contrôle de type *Feedforward*. En disposant d'un signal de référence suffisamment tôt, la construction du signal destiné à la source secondaire est plus simple que dans le cas du *Feedback*. Avec le développement des microprocesseurs et DSP, pour la mise en œuvre de contrôle actif, les techniques de filtrage adaptatif ont connu un important essor, donna lieu à différents types d'algorithmes adaptatifs. Le figure 5.16 décrit, par schéma bloc, le principe du contrôle actif *feedforward*.  $x$  est le signal de référence qui, après propagation donne le bruit à traiter  $d$ . La référence constitue également l'entrée du filtre du contrôle dont la sortie  $y$  alimente la source secondaire pour donner le contre-bruit  $z$  censé annuler la pression résiduelle  $e$ . Il est à noter que sur cette figure, comme dans la suite de ce mémoire, les fonctions de transfert physiques sont représentées par des blocs ellipsoïdaux, tandis que les fonctions de transfert électroniques ou numériques sont représentées par des blocs rectangulaires.

Deux éléments se sont montrés prépondérants dans le choix du type de contrôleur pour la réalisation pratiques des absorbants actifs. D'une part, le signal alimentant la source de bruit primaire constituait un signal de référence préalable remarquablement cohérent avec le bruit à atténuer. D'autre part, le bruit à traiter était un bruit aléatoire à large bande de fréquence

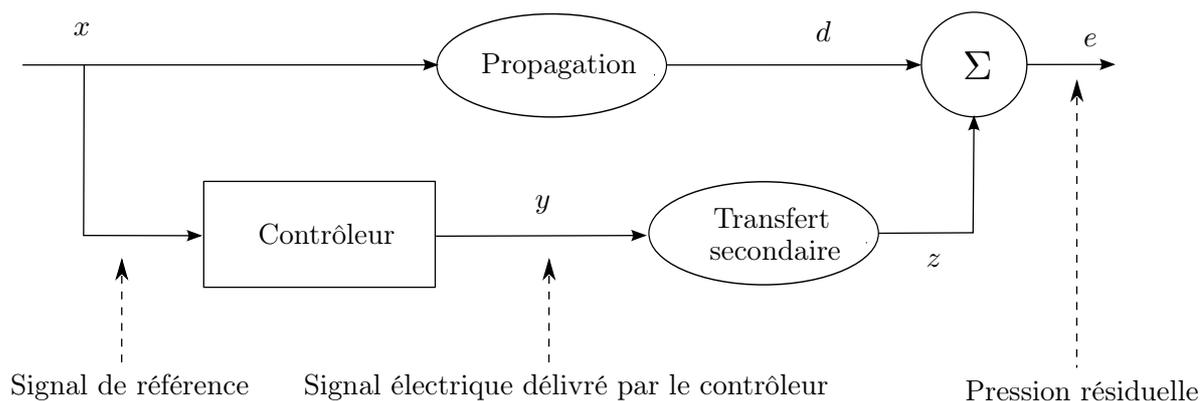


Figure 5.16: Schéma bloc d'un contrôle actif de type *feedforward*

([50Hz-600Hz]). Dans une architecture de type *Feedforward*, notre choix s'est porté sur un algorithme temporel. Les algorithmes temporels adaptatifs sont actuellement les plus utilisés. Ils ont été, à ce titre, largement décrit dans la littérature. Entre le signal de référence et la source secondaire, le contrôleur réalise un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie (FIR) dont les coefficients sont réactualisés à chaque pas de temps. Ils sont recalculés à partir de la détection  $x$  et de l'erreur au microphone de contrôle  $e$ , pour converger vers la solution optimale minimisant un critère quadratique relatif à  $e$ . L'algorithme utilisé lors de la mise en pratique des cellules actives est basé sur le célèbre algorithme LMS à référence filtrée (FXLMS).

### 5.2.2 Algorithme LMS à référence filtrée (FXLMS) pour un système SISO

L'objectif de ce mémoire n'étant pas une étude approfondie de l'algorithme FXLMS, nous nous contenterons ici de rappeler les grands principes de cet algorithme très classique. Pour une analyse plus détaillée, le lecteur pourra se reporter aux ouvrages de Nelson et Elliott [103], d'Elliott [43] ou encore de Kuo et Morgan [79].

L'algorithme LMS à référence filtrée ou *Filtered-X least Mean Squares* a été introduit par Widrow et Stearns [140]. C'est la version acoustique de l'algorithme LMS standard qui présente l'avantage considérable de converger vers la solution optimale en un minimum de calculs. Il inclut le chemin acoustique secondaire entre la source secondaire et le microphone de contrôle sous la forme d'un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR). Cet algorithme, *feedforward* par construction, inclut les effets de la fonction de transfert secondaire, il est donc extrêmement utilisé dans les applications de contrôle actif.

La figure 5.17 décrit l'architecture de l'algorithme SISO-FXLMS (Single Input Single Output).  $\hat{S}(z)$  est la modélisation par un filtre FIR du chemin secondaire physique  $S(z)$ . Elle est obtenue lors d'une étape préliminaire d'identification du chemin secondaire grâce à un algorithme LMS.  $d(n)$  représente le signal primaire : le bruit à atténuer,  $x(n)$  désigne le signal de référence,  $x'(n)$  représente sa propagation par le chemin secondaire modélisé  $\hat{S}(z)$ .  $y(n)$  est le signal de contre bruit calculé par le contrôleur. Enfin,  $e(n)$  est l'erreur physique mesurée par le microphone

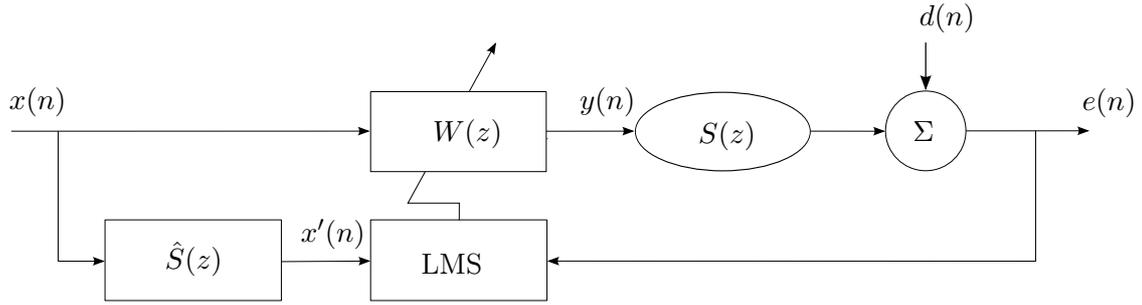


Figure 5.17: Architecture de l'algorithme LMS à référence filtrée

d'erreur.

### Calcul des coefficients

L'objectif de ce filtrage adaptatif est de minimiser, par une méthode itérative basée sur l'algorithme du gradient, l'espérance mathématique de l'erreur quadratique. D'après la figure 5.17, l'erreur est calculée comme suit :

$$e(n) = d(n) + s(n) \star y(n) \quad (5.7)$$

$$e(n) = d(n) + s(n) \star [\mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)] \quad (5.8)$$

où  $s(n)$  désigne la réponse impulsionnelle du chemin secondaire  $S(z)$  prise au temps  $n$ . Les opérateurs  $T$  et  $\star$  désignent respectivement la transposition et le produit de convolution.

$$\mathbf{w} = [w_0(n) \quad w_1(n) \quad \dots \quad w_{L-1}(n)]^T \quad (5.9)$$

est le vecteur des  $L$  coefficients du filtre de contrôle  $W(z)$ ,

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \dots \quad x(n-L+1)]^T \quad (5.10)$$

est le vecteur des valeurs du signal de référence  $x$ .

D'après l'algorithme LMS [67], le vecteur de coefficients au temps  $n+1$  est calculé à partir du vecteur au temps  $n$  en suivant la plus grande pente, c'est-à-dire en utilisant le gradient de la fonction coût. On a donc :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2} \nabla \hat{J}[\mathbf{w}(n)] \quad (5.11)$$

où  $\mu$  est le coefficient de convergence et où  $\hat{J}[\mathbf{w}(n)]$  est une estimation de la fonction coût, l'espérance mathématique de l'erreur quadratique :  $E[e^2(n)]$  par ailleurs égale à  $e^2(n)$  si on considère la lenteur de la convergence. Le gradient de la fonction coût peut donc être estimé en

fonction du signal d'erreur :

$$\nabla \hat{J}[\mathbf{w}(n)] = \nabla e^2(n) = 2[\nabla e(n)]e(n) \quad (5.12)$$

La relation 5.8 et les propriétés du produit de convolution permettent d'exprimer le gradient de l'erreur en fonction des coefficients du filtre de contrôle :

$$\nabla e(n) = \frac{\partial e(n)}{\partial \mathbf{w}} = \mathbf{x}'(n) \quad (5.13)$$

où  $\mathbf{x}'(n) = \hat{s}(n) \star \mathbf{x}(n)$  est le signal de référence filtré par une estimation du chemin secondaire. Finalement, dans le but d'aboutir à la solution optimale annulant l'énergie de l'erreur  $e$ , l'algorithme FXLMS propose la réactualisation des coefficients du filtre de contrôle selon la formule suivante :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \mathbf{x}'(n)e(n) \quad (5.14)$$

En normalisant le coefficient de convergence par la puissance du signal de référence filtrée, l'algorithme FXLMS devient indépendant de la fréquence. Il peut alors être utilisé pour atténuer la pression acoustique à l'arrière de la couche poreuse de l'absorbant actif.

### 5.2.3 Généralisation de l'algorithme FXLMS pour un système MIMO

Pour présenter une surface absorbante plus importante à l'intérieur de la cavité, et vu le domaine fréquentiel à traiter, il est préférable de multiplier le nombre de cellules plutôt qu'en augmenter la taille. On ne peut alors plus se contenter de juxtaposer simplement les cellules et leurs algorithmes de contrôle SISO-FXLMS. Le risque d'instabilité est bien trop important car le gradient de la fonction à minimiser est mal estimé.

Il est alors nécessaire de généraliser l'algorithme monovoie à un système possédant  $K$  sources secondaires et  $M$  microphones. L'algorithme FXLMS dans son architecture MIMO (Multiple Input Multiple Output) permet de tenir compte, pour le calcul de chaque signal de contre-bruit, du signal d'erreur de chaque microphone de contrôle. L'objectif est alors de minimiser la somme des pressions quadratiques au niveau de chaque microphone. Initialement présenté par Elliott et Nelson [46], cet algorithme a, par la suite, été détaillé et analysé par Nelson et Elliott [103] ainsi que par Kuo et Morgan [79, 80].

#### Étude théorique

L'algorithme MIMO-FXLMS a déjà été étudié par Nelson et Elliott et Par Kuo et Morgan, reproduire leurs travaux dans ce mémoire ne présente pas d'intérêt particulier. Le lecteur intéressé pourra se reporter à leurs ouvrages respectifs. Rappelons-en simplement le principe.

Supposons que le système est composé de  $K$  sources secondaires et de  $M$  microphones d'erreur, pour un seul signal de référence non influencé par les sources secondaires (détection

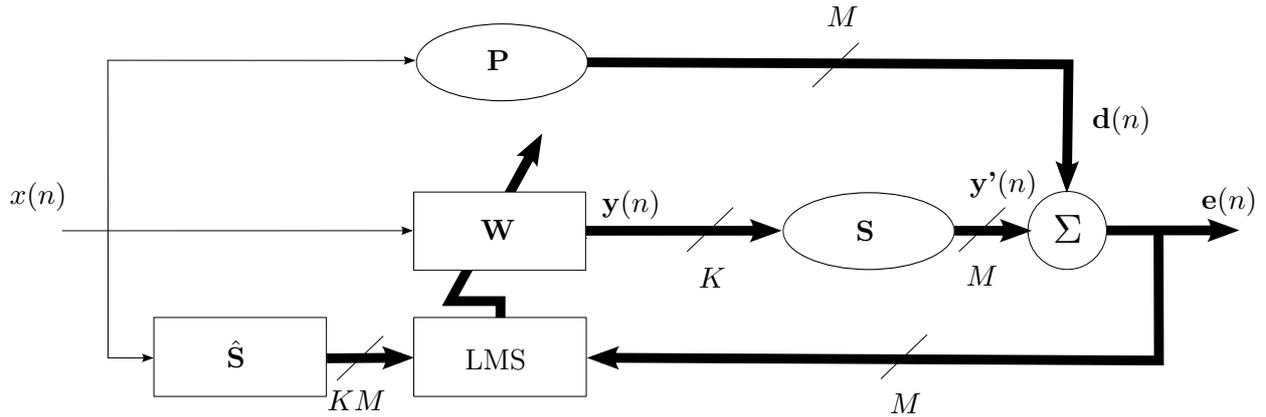


Figure 5.18: Schéma-bloc de principe de l'algorithme MIMO-FXLMS, d'après Kuo et Morgan [79]

non acoustique). Le contrôleur est donc composé de  $K$  filtre FIR adaptatifs. Le figure 5.18 décrit le principe de l'algorithme MIMO-FXLMS. Les signaux unidimensionnels sont représentés en traits fins, les signaux multidimensionnels (vecteurs) sont représentés en traits forts, leur dimensions est alors indiquée.  $x(n)$  est le signal de référence préalable.  $\mathbf{P}$  représente les chemins primaires entre la référence et les microphones de contrôle.  $\mathbf{e}(n)$  est le vecteur composé des signaux d'erreur délivrés par les  $M$  microphones. La matrice  $\hat{\mathbf{S}}$  représente les  $K \times M$  fonctions de transfert secondaires entre les  $K$  sources secondaires et les  $M$  microphones. La matrice  $\mathbf{W}$  représente les  $K$  filtres adaptatifs associés aux  $K$  sources secondaires. Soit le vecteur  $\mathbf{w}(n)$  qui contient les coefficients des  $K$  filtres adaptatifs à l'instant  $n$ .

$$\mathbf{w}(n) = [\mathbf{w}_1^T(n) \quad \mathbf{w}_2^T(n) \quad \cdots \quad \mathbf{w}_K^T(n)]^T \quad (5.15)$$

où

$$\mathbf{w}_k(n) = [w_{k,1}(n) \quad w_{k,2}(n) \quad \cdots \quad w_{k,L}(n)]^T \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (5.16)$$

Après un cheminement sensiblement identique à celui exposé dans le cas du SISO-FXLMS, on montre que dans le cadre d'un algorithme MIMO-FXLMS à référence unique, dont le but est de minimiser la somme des pressions quadratiques au niveau des microphones de contrôle, les coefficients des  $K$  filtres FIR réalisés par le contrôleur sont réactualisés selon la formule matricielle suivante :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \mathbf{X}'(n) \mathbf{e}(n) \quad (5.17)$$

où  $\mathbf{e}(n)$  est le vecteur des signaux d'erreur et  $\mathbf{X}'(n)$  une matrice dont le terme  $\mathbf{x}'_{km}(n)$  correspond à la référence à travers le chemin secondaire entre la source secondaire  $k$  et le microphone de contrôle  $m$ . Ce qui donne :

$$\mathbf{e}(n) = [e_1(n) \quad e_2(n) \quad \cdots \quad e_M(n)]^T \quad (5.18)$$

$$\mathbf{x}'_{km}(n) = \hat{s}_{mk} \star \mathbf{x}(n) \quad (5.19)$$

où  $e_m(n)$  est le signal d'erreur délivré par le microphone  $m$  à l'instant  $n$  et  $\hat{s}_{mk}$  est la réponse impulsionnelle de l'estimation du chemin secondaire  $s_{mk}$  par un filtre FIR. Plus explicitement, les coefficients  $\mathbf{w}_k(n)$  du filtre FIR correspondant à la source secondaire  $k$  sont donc recalculés à l'instant  $n + 1$  grâce à la formule :

$$\mathbf{w}_k(n + 1) = \mathbf{w}_k(n) - \mu \sum_{m=1}^M \mathbf{x}'_{km}(n) \mathbf{e}_m(n) \quad (5.20)$$

### Application aux configurations à trois cellules actives

Les configurations retenues pour la réduction du bruit transmis par la plaque comportent trois cellules, chacune étant composée d'un haut-parleur et d'un microphone. Le système de contrôle actif doit donc comprendre trois sources secondaires et trois microphones de contrôle.

L'application de l'architecture MIMO-FXLMS décrite dans la partie précédente à un cas  $3 \times 3$  aboutit à l'algorithme dont le schéma bloc est représenté dans la figure 5.19.

#### 5.2.4 Mise en œuvre pratique du système de contrôle

La figure 5.20 décrit la configuration matérielle utilisée pour réaliser le contrôle actif. Si on excepte ce qui concerne la mesure par intensimétrie de la puissance rayonnée par la plaque, les éléments utilisés pour la mise en œuvre du contrôle sont :

- Les microphones électrets des cellules
- L'amplificateur des microphones électrets et l'alimentation
- Le filtre anti-repliement : un filtre numérique passe-bas dont la fréquence de coupure a été réglée à 700Hz
- La carte DSP : elle calcule à la fréquence d'échantillonnage de 1.6kHz les filtres FIR à 155 coefficients pour le contrôle. Les chemins secondaires sont modélisés par des filtres FIR à 64 coefficients. Elle est contrôlée grâce à un PC. Les annexes C et B décrivent l'architecture de la carte et l'algorithme MIMO-FXLMS développé sous l'environnement Simulink
- Le filtre de lissage : un filtre numérique passe-bas dont la fréquence de coupure a été réglée à 700Hz
- Les amplificateurs de puissance BST Liker 600
- Les haut-parleurs de cellules absorbantes

La carte dSpace DS1103PPC comporte 4 entrées et 4 sorties. Chaque cellule absorbante utilise une entrée où arrive le signal du microphone d'erreur et une sortie d'où est issu le signal

de contre bruit. Une entrée est également utilisée par le signal de référence. Lors des mesures, on doit donc se limiter à 3 cellules absorbantes par configuration. Étendre encore la surface d'absorbant nécessiterait des capacités de calcul plus importantes. et surtout, cela nécessiterait une carte avec un plus grand nombre d'entrées et de sorties.

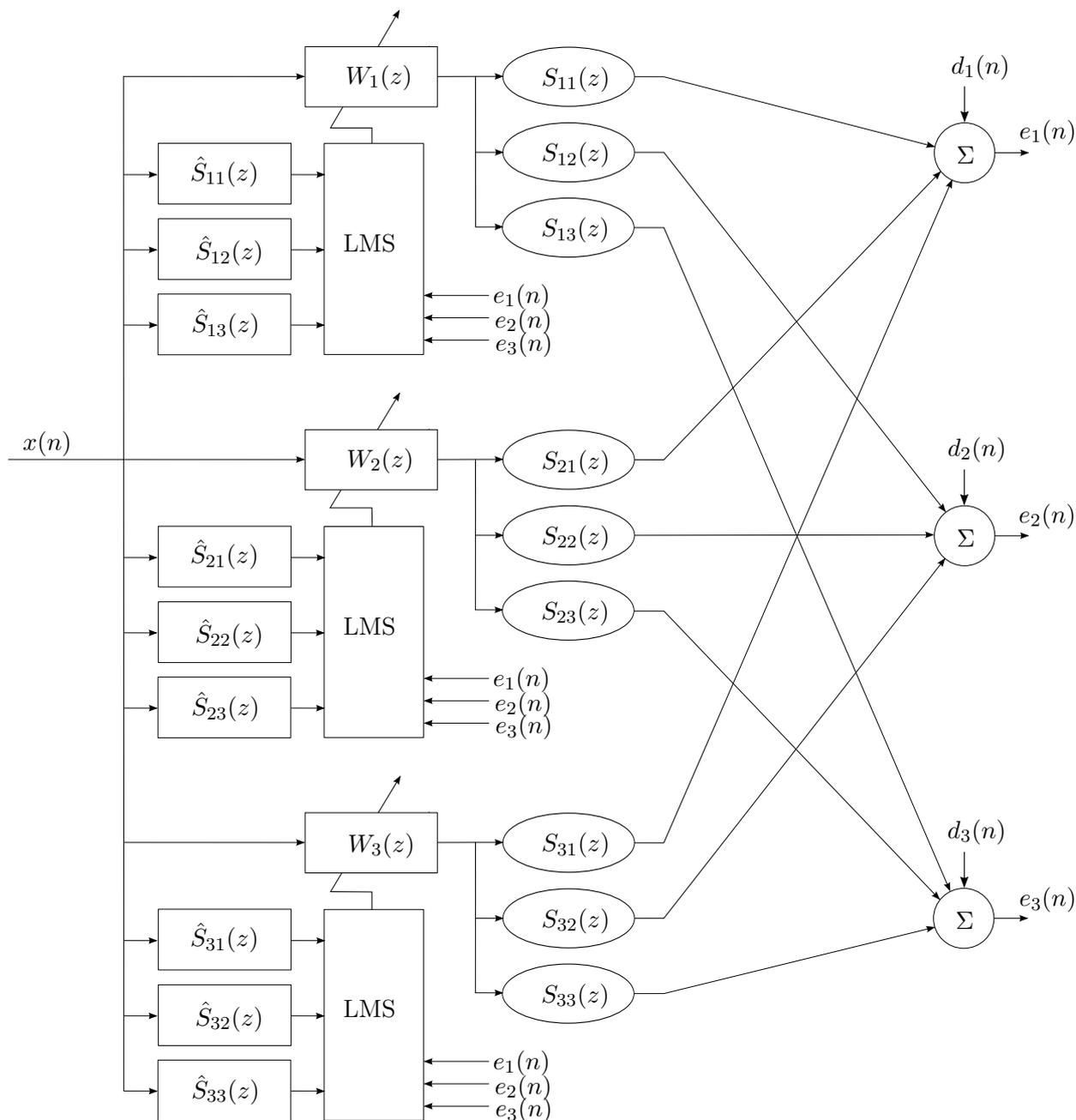


Figure 5.19: Architecture de l'algorithme MIMO-FXLMS multi-voies (3 sources secondaires et 3 microphones)

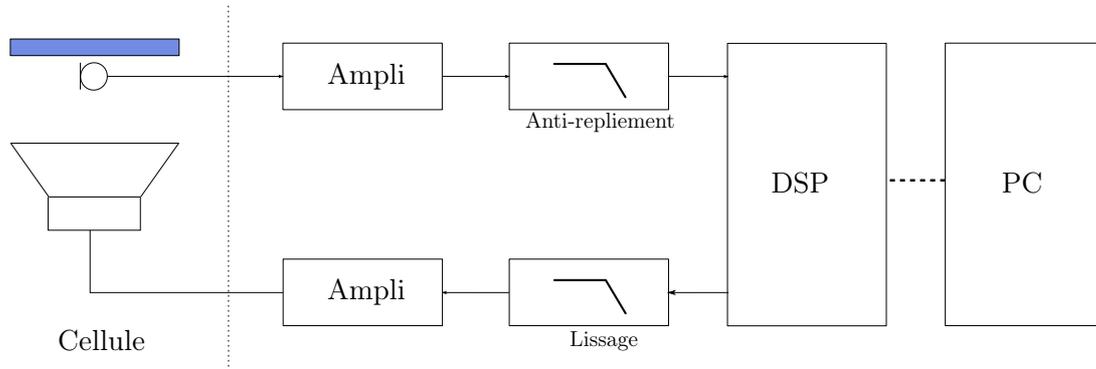


Figure 5.20: Schéma de l'installation de contrôle actif



Figure 5.21: L'installation de contrôle actif

## 5.3 Performances du système de contrôle actif

### 5.3.1 Réduction de pression

Les signaux mesurés au niveau des microphones d'erreur des cellules permettent d'évaluer les performances du contrôle actif. Les graphes de la figure 5.22 représentent les spectres de ces signaux d'erreurs avec et sans contrôle. Les réductions de niveau global obtenues par contrôle actif sont de l'ordre de 20dB, ce qui permet de valider la condition de pression nulle derrière la couche poreuse. On remarque cependant que la réduction varie sensiblement sur le domaine fréquentiel. Si elle est très importante sur la gamme 200Hz-600Hz, elle est nettement plus faible pour les fréquences inférieures à 200Hz.

Or le premier mode acoustique non nul de la cavité intervient à la fréquence de 200Hz environ. En dessous de cette valeur, l'énergie acoustique contenue dans la cavité est bien plus faible qu'au delà. Le contrôle actif permet de réduire les signaux d'erreur dans les domaines fréquentiels où ils sont les plus forts : là où se concentre l'énergie. Les différences de performances du contrôle en fonction des fréquences sont donc tout à fait normales.

La figure 5.23 est un exemple de sonogramme du signal d'erreur au moment du démarrage du contrôle actif. De 0s à 13s, le contrôle est inactif, l'énergie se concentre sur l'intervalle 200Hz-600Hz. À  $t = 13s$ , le contrôle est activé : on obtient rapidement une bonne réduction sur ce domaine, alors que le contrôle ne modifie que très peu le signal d'erreur sur 50Hz-200Hz.

Enfin la figure 5.24 représente un exemple de signal temporel d'erreur. À partir de la mise en action du contrôle actif à  $t = 13s$ , on constate que la vitesse de convergence est rapide pour un algorithme MIMO-FXLMS  $3 \times 3$  : en 10s, le régime permanent est atteint, avec les performances de réduction précédemment décrites.

### 5.3.2 Fonctions de transfert optimales

En simplifiant le schéma de la figure 5.19 et en ne conservant que les fonctions de transfert, on obtient le schéma-blocs de la figure 5.25. En faisant intervenir les fonctions de transfert primaires  $P_i(z)$ , on peut exprimer les bruits primaires au niveau des microphones d'erreur. On a :

$$P_i = \frac{D_i(i\omega)}{X(i\omega)} \quad (5.21)$$

L'erreur à chaque microphone peut donc être exprimée en fonction de la référence  $x$  et des différentes fonctions de transfert primaires et secondaires.

$$E_i = P_i \cdot X + W_1 S_{1i} \cdot X + W_2 S_{2i} \cdot X + W_3 S_{3i} \cdot X \quad (5.22)$$

Les fonctions de transfert optimales  $W_{1opt}$ ,  $W_{2opt}$  et  $W_{3opt}$  sont celles qui permettent d'annuler les signaux erreurs. Ce sont donc les solutions du système 5.23. La résolution de ce système par un pivot de Gauss permet de connaître l'expression des fonctions de transfert optimales à

partir des fonctions de transfert physiques du système. Ces dernières sont mesurables grâce à un simple frontal d'acquisition à deux voies (type SigLab dans le cas présent). Après avoir également mesuré les fonctions de transferts effectivement réalisées par le contrôleur, on peut les comparer aux fonctions de transferts optimales (voir figures 5.26 et 5.27).

$$\begin{cases} P_1 + W_{1opt}S_{11} + W_{2opt}S_{21} + W_{3opt}S_{31} = 0 \\ P_2 + W_{1opt}S_{12} + W_{2opt}S_{22} + W_{3opt}S_{32} = 0 \\ P_3 + W_{1opt}S_{13} + W_{2opt}S_{23} + W_{3opt}S_{33} = 0 \end{cases} \quad (5.23)$$

On constate que les fonctions de transfert réalisées par le DSP s'approchent très raisonnablement des fonctions de transfert optimales. En module, l'écart entre valeurs réalisées et valeurs optimales se situe souvent en dessous de 1dB. La précision en phase est encore plus importante que celle en module. Ici, l'erreur de phase est très faible dans tous les cas et pour la majorité du domaine fréquentiel. Le bilan de ces comparaisons est donc très satisfaisant et vient confirmer les bonnes performances du contrôle actif.

Quelques remarques sont cependant à ajouter. Si l'adéquation entre valeurs réalisées et valeurs optimales est très bonne, les écarts sont importants sur la gamme de fréquence 50Hz-200Hz, notamment au niveau de la phase. On retrouve le problème évoqué précédemment : le contrôle actif est moins performant sur ce domaine fréquentiel. Cette difficulté est toutefois à nuancer : si le contrôle est peu performant, c'est qu'il n'y a que très peu d'énergie à réduire de 50Hz à 200Hz.

Dans la configuration A, on constate que la fonction de transfert réalisée pour la cellule 3 correspond moins bien à la fonction de transfert optimale. Les moins bonnes performances du contrôle peuvent expliquer que la réduction obtenue pour la configuration A soit inférieure à celle obtenue pour la configuration B. On retrouve également les difficultés rencontrées lors des mesures pour obtenir une bonne réduction au microphone d'erreur de cette cellule. Ce phénomène, difficile à expliquer, pourrait provenir de la disparité des sensibilités des microphones utilisés dans les cellules. Dans l'algorithme MIMO-FXLMS, les nouveaux coefficients des filtres sont calculés à partir des signaux **électriques** d'erreur. Si un microphone a une sensibilité nettement inférieure à celle des autres, le signal électrique délivré sera plus faible. L'algorithme aura donc tendance à sous-estimer l'importance de cette erreur dans son calcul.

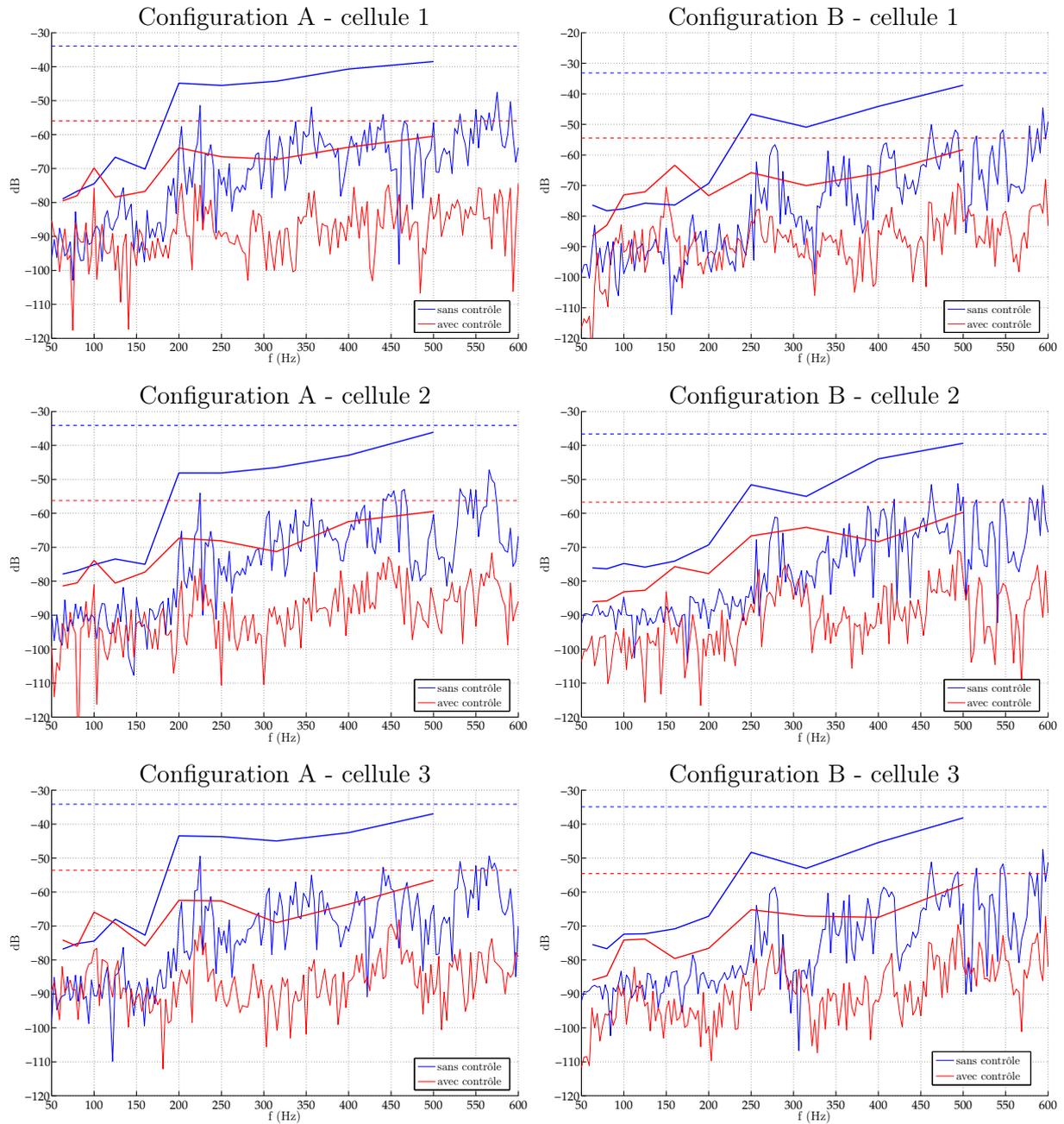


Figure 5.22: Spectres des signaux des microphones des cellules avec et sans contrôle actif

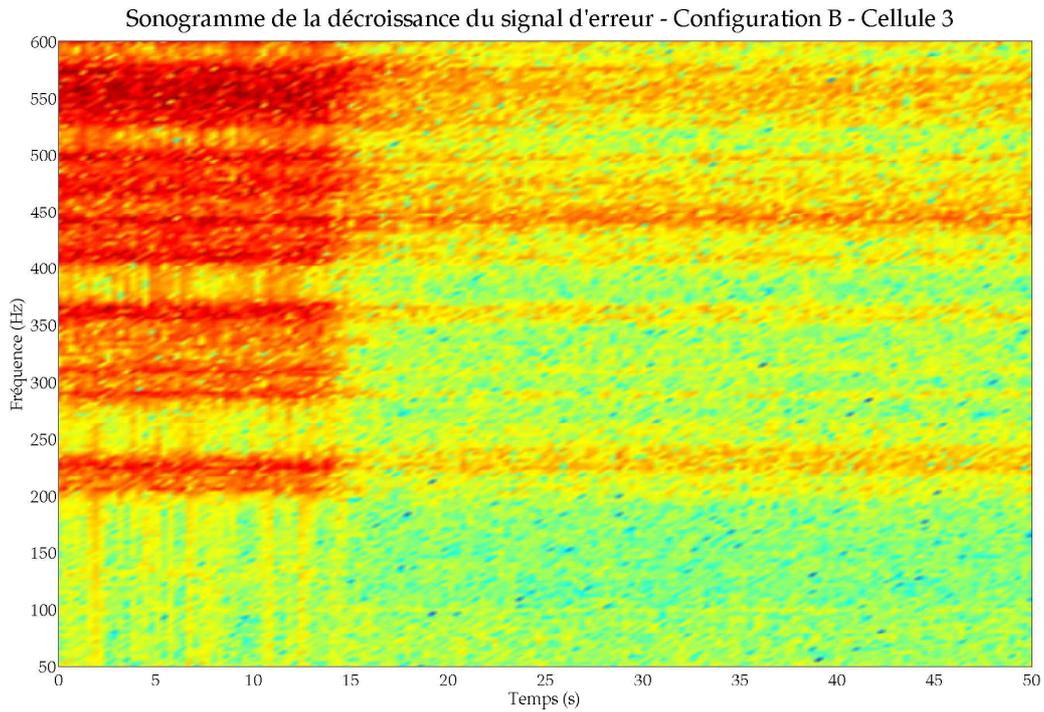
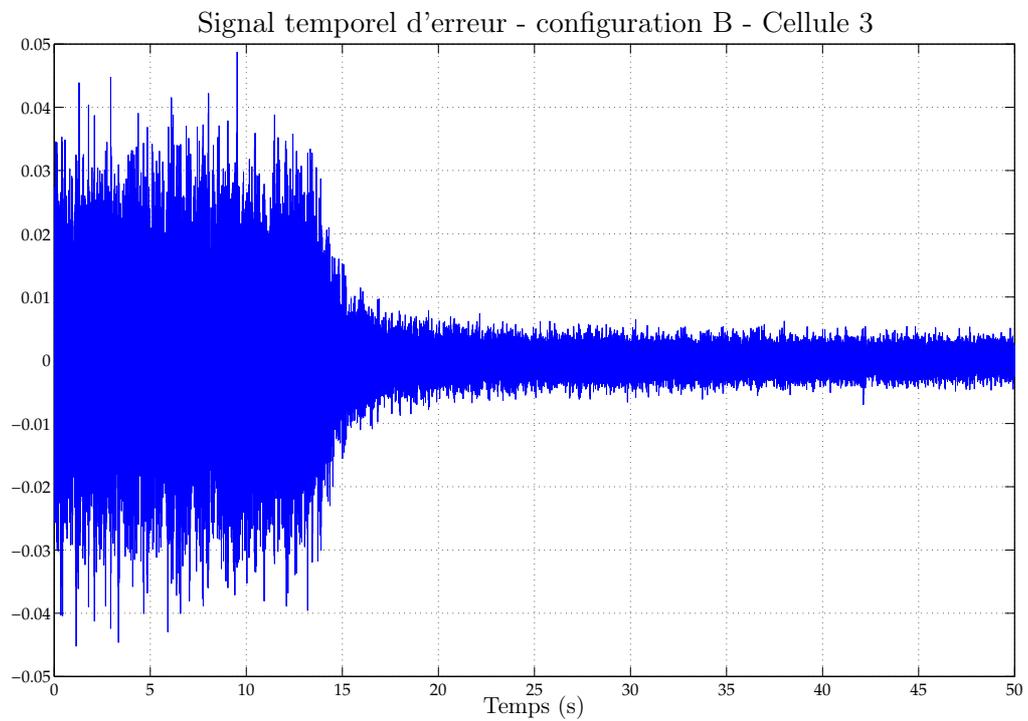


Figure 5.23: Sonogramme de la décroissance d'un signal d'erreur

Figure 5.24: Exemple de signal temporel d'erreur (le contrôle est activé à  $t = 13s$ )

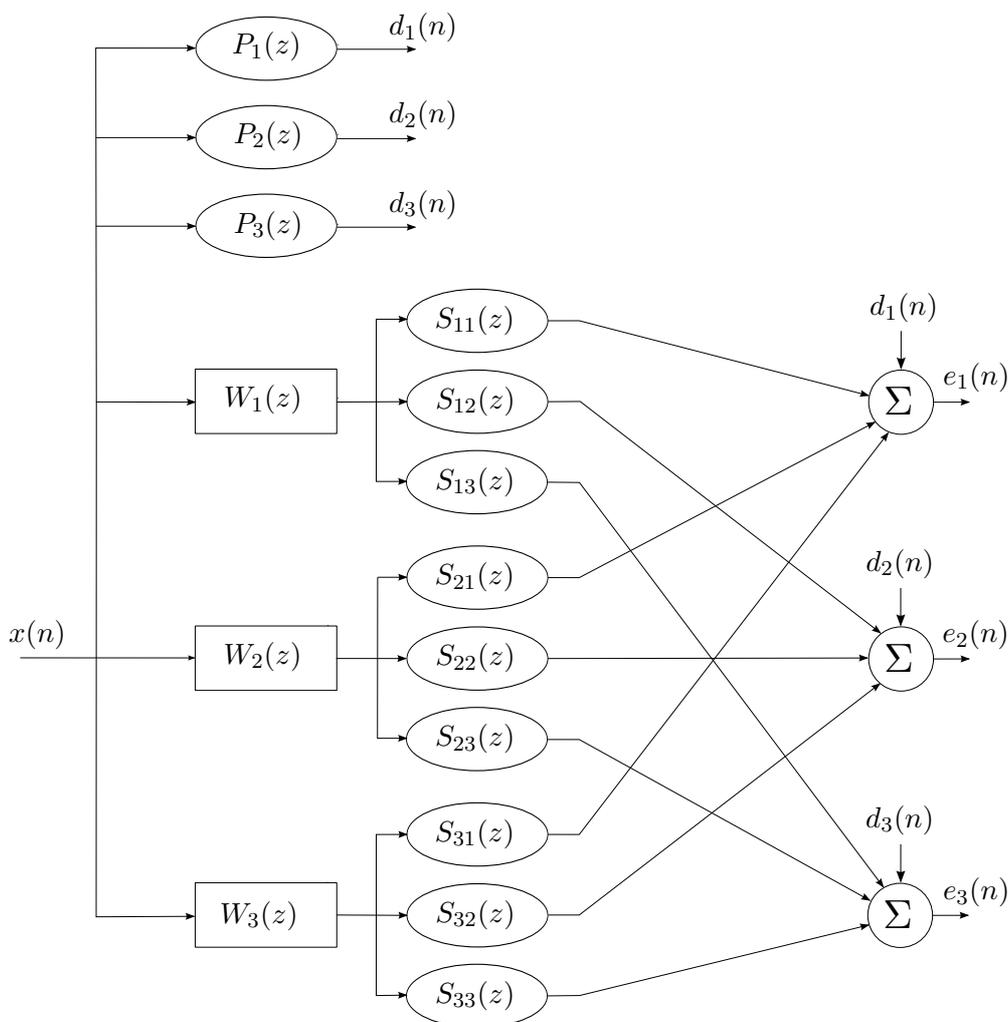


Figure 5.25: Schéma blocs simplifié de l'algorithme MIMO-FXLMS multi-voies

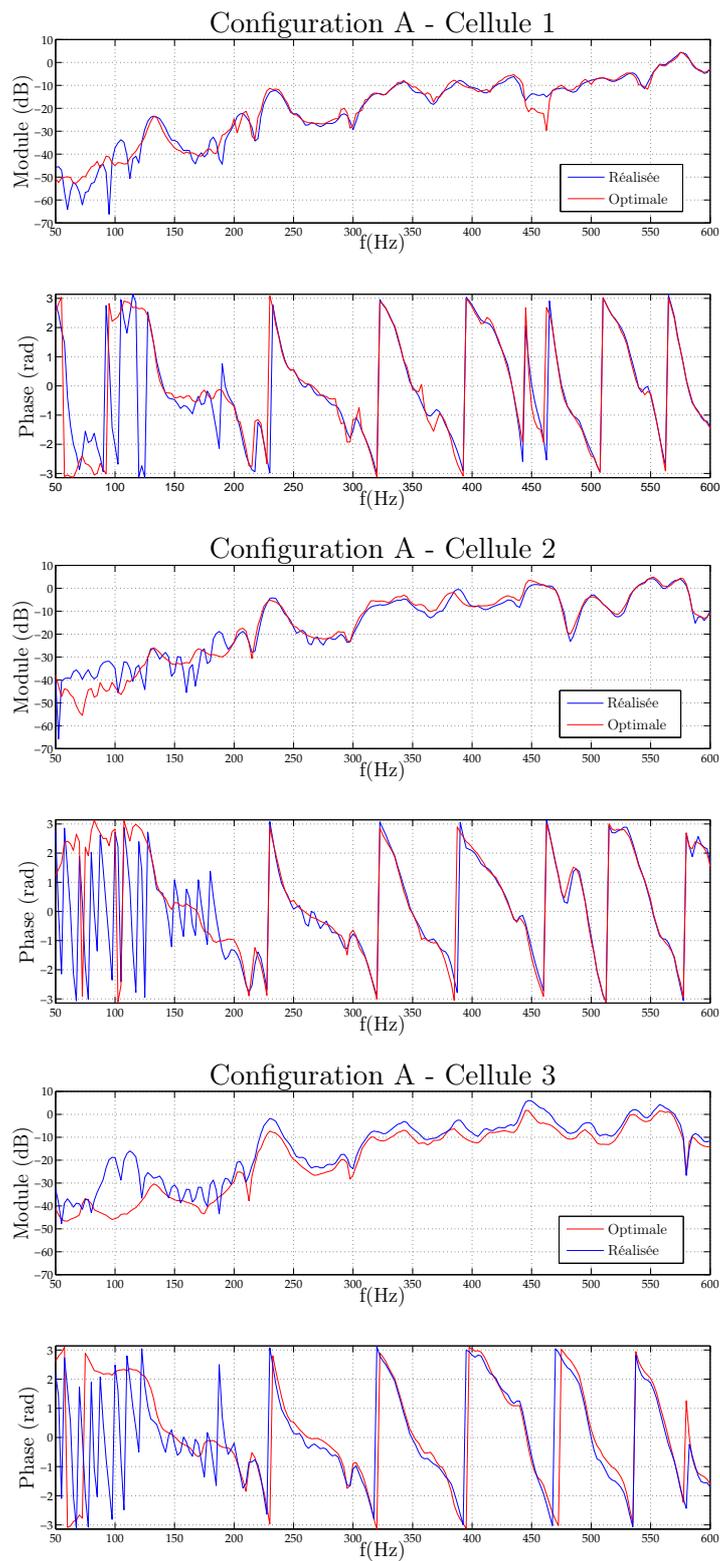


Figure 5.26: Comparaison entre les fonctions de transfert réalisées et optimales

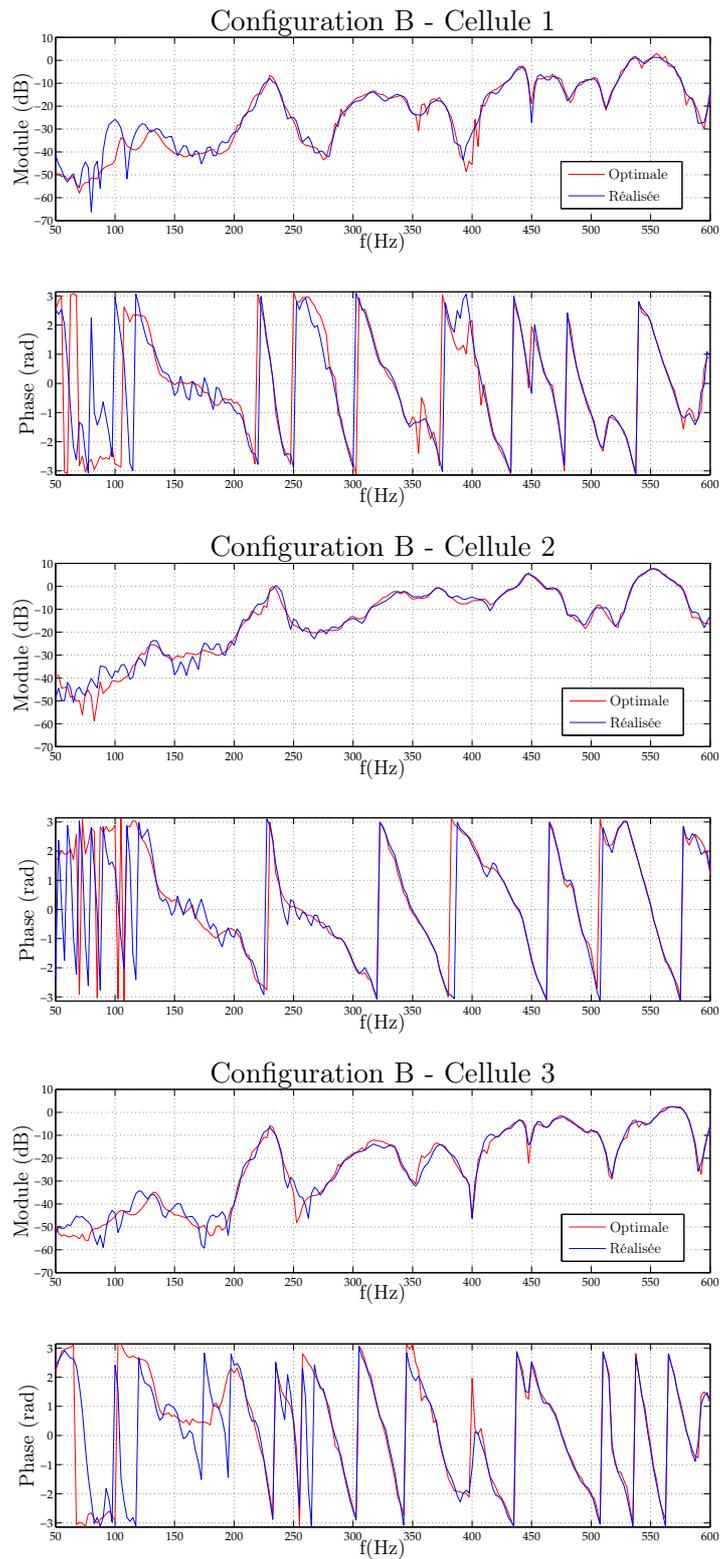


Figure 5.27: Comparaison entre les fonctions de transfert réalisées et optimales

### 5.3.3 Diagonalisation et stabilité

L'algorithme MIMO-FXLMS décrit dans la partie 5.2.3 et mis en œuvre dans le cadre de la mesure de la réduction du bruit transmis par la plaque grâce aux cellules actives considère de manière rigoureuse toutes les fonctions de transfert, directes ou croisées, entre les sources secondaires et les microphones de contrôle. Ces fonctions de transfert sont identifiées à un filtre FIR et intégrées à l'algorithme pour le calcul du signal de référence filtrée. La prise en compte de toutes les chemins secondaire permet d'obtenir les meilleures conditions de stabilité de l'algorithme et la convergence la plus rapide. Cependant, leur nombre augmente avec le carré du nombre de cellules. L'utilisation de trois cellules actives contraint de mesurer et d'intégrer les neuf chemins secondaires du système. Augmenter la surface absorbante à l'intérieur de la cavité passe par l'augmentation du nombre de cellules. La mesure et l'identification de ces chemins secondaires peut s'avérer fastidieux, mais surtout, la quantité de calculs à effectuer par le DSP devient vite rédhibitoire.

La question se pose alors de la pertinence d'un système découplé qui ne serait qu'une juxtaposition d'algorithmes SISO-FXLMS, un par cellule active, avec comme référence commune le signal électrique précédemment utilisé et comme signal d'erreur celui délivré par le microphone de la cellule.

Cette architecture découplée ou « diagonalisée » est sensiblement moins lourde que sa version complète mais elle fait volontairement l'impasse sur une partie des informations, toutes celles qui concernent les influences croisées entre les cellules. Elle est donc beaucoup plus sujette à l'instabilité.

Le système découplé est moins stable que le système complet, il peut même devenir instable en fonction des chemins secondaires directs et croisés. Plusieurs études sont consacrées à ce type de problème, notamment celle de Cordioli *et al.* [29] et surtout celle de Elliott et Boucher [45], qui ont développé une analyse des systèmes MIMO-FXLMS découplés permettant de déterminer, en fonction des chemins secondaire si le système est stable ou non. Il est à noter que si le système diagonalisé est stable et converge, la solution obtenue après convergence est la même que celle obtenue par le système complet.

Ne pouvant mesurer les fonctions de transfert secondaires avant de mettre en œuvre notre solution de réduction sur le banc d'essai du projet, il n'était pas prudent d'envisager un système découplé pour réaliser le contrôle actif. En revanche, après la campagne de mesure, disposant de ces fonctions de transfert, il est possible d'analyser le système et d'apporter une réponse quant à la possibilité de le diagonaliser.

#### Étude théorique

Plaçons-nous dans la situation où il y a autant de sources secondaires que de microphones de contrôle ( $K = M$ ) et où les signaux, primaires et de référence, sont sinusoïdaux. L'expression des signaux, mais aussi des fonctions de transfert se résume alors à leur module et à leur phase,

sous la forme d'un simple nombre complexe. Posons les matrices  $\mathbf{S}$  et  $\tilde{\mathbf{S}}$ , les matrices pleine et diagonale des  $M \times M$  fonctions de transfert secondaires. On a :

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & \cdots & s_{1M} \\ s_{21} & s_{22} & \cdots & s_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{M1} & s_{M2} & \cdots & s_{MM} \end{pmatrix} \quad (5.24)$$

$$\tilde{\mathbf{S}} = \begin{pmatrix} s_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & s_{22} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & s_{MM} \end{pmatrix} \quad (5.25)$$

En utilisant  $\mathbf{y}_\infty$ , la solution vers laquelle tend l'algorithme, Elliott et Boucher [45] ont montré que la réactualisation du vecteur des signaux de contrôle pouvait être écrite sous la forme matricielle :

$$(\mathbf{y}(n+1) - \mathbf{y}_\infty) = (\mathbf{I} - \mu \tilde{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}) (\mathbf{y}(n) - \mathbf{y}_\infty) \quad (5.26)$$

Cette équation de réactualisation converge si, pour un  $k$  suffisamment grand,  $(\mathbf{y}(n) - \mathbf{y}_\infty)$  tend vers zéro, ce qui est assuré si le module des valeurs propres de la matrice  $(\mathbf{I} - \mu \tilde{\mathbf{S}}^H \mathbf{S})$  sont inférieures à zéro. Le coefficient de convergence  $\mu$  étant petit et positif, cette condition implique que les parties réelles de toutes les valeurs propres de la matrice  $\tilde{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}$  doivent être positives. Il existera alors un coefficient de convergence  $\mu$  suffisamment petit pour remplir, la précédente condition. Il s'agit ici d'une condition nécessaire et suffisante sur la convergence du système.

### Application aux configurations expérimentales

Les configurations mises en œuvre expérimentalement dans la cavité comportent trois cellules. Nous nous situons donc dans le cas de figure de l'étude théorique précédente où les nombres de sources secondaires et de microphones de contrôle sont égaux. Chaque microphone est affecté à une source secondaire au sein d'une cellule active.

Après avoir mesuré les fonctions de transfert secondaires directes et croisées du système pour les configurations A et B, pour déterminer si il est possible de diagonaliser l'algorithme de contrôle actif, il nous faut calculer la partie réelle des valeurs propres de la matrice  $\tilde{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}$ .

Le système étant composé de trois sources secondaires et trois microphones, les matrices  $\tilde{\mathbf{S}}$  et  $\mathbf{S}$  sont carrées de dimensions 3. À chaque fréquence du domaine d'étude, cette matrice est construite à partir des nombres complexes correspondant aux fonctions de transferts secondaires. Les valeurs propres peuvent alors être calculées sans difficulté. Les figures 5.28 et 5.29 représentent, pour les configurations A et B, la partie réelle des valeurs propres de la matrice  $\tilde{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}$  en fonction de la fréquence. Les figures 5.30 et 5.31 montrent la plus faible des parties réelles de valeur propre.

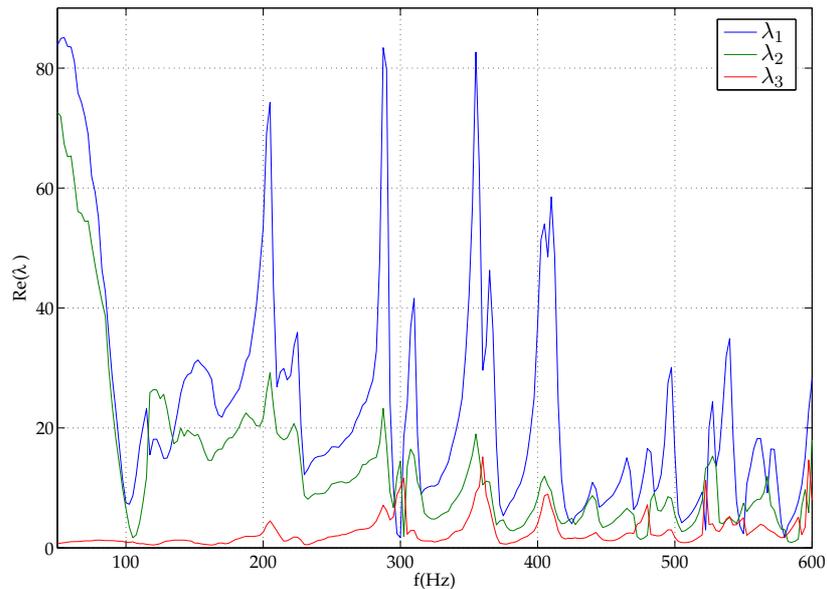


Figure 5.28: Partie réelle des valeurs propres de la matrice  $\tilde{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}$  - Configuration A

On constate que, dans le cadre des deux configurations, pour aucune fréquence du domaine d'étude, une valeur propre a une partie réelle inférieure à 0. Ce résultats signifie que la diagonalisation du système de contrôle actif est théoriquement envisageable pour les deux configurations. Si une valeur propre avait présenté une partie réelle négative pour une ou plusieurs fréquences, alors, dans une utilisation en large bande, le système aurait divergé en commençant par ces fréquences sensibles. Il est à noter que les valeurs obtenues pour la configuration B sont sensiblement plus faibles que pour la configuration A. Les interactions entre les cellules actives y sont donc plus fortes. Dans la configuration B, les cellules sont disposées au quatre coins du fond de la cavité, alors que dans la configuration A, elles sont placées côte-à-côte. On aurait donc pu penser de prime abord que le couplage serait plus important pour des cellules plus rapprochées. Placées dans les coins de la cavité, les cellules de la configuration B sont plus fortement couplées par la biais de la cavité.

La situation n'est cependant pas aussi favorable pourrait que laisser penser cette conclusion quant à la possibilité de diagonaliser le système. Si les parties réelles des valeurs propres de la matrice  $\tilde{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}$  sont positives sur tout le domaine fréquentiel, il existe alors un coefficient de convergence  $\mu$  pour lequel le système peut converger. Une partie réelle positive mais faible permet la convergence, mais impose de choisir un coefficient de convergence très faible pour assurer que les valeurs propres de la matrice  $(\mathbf{I} - \mu \tilde{\mathbf{S}}^H \mathbf{S})$  ont toutes un module strictement inférieur à 1.

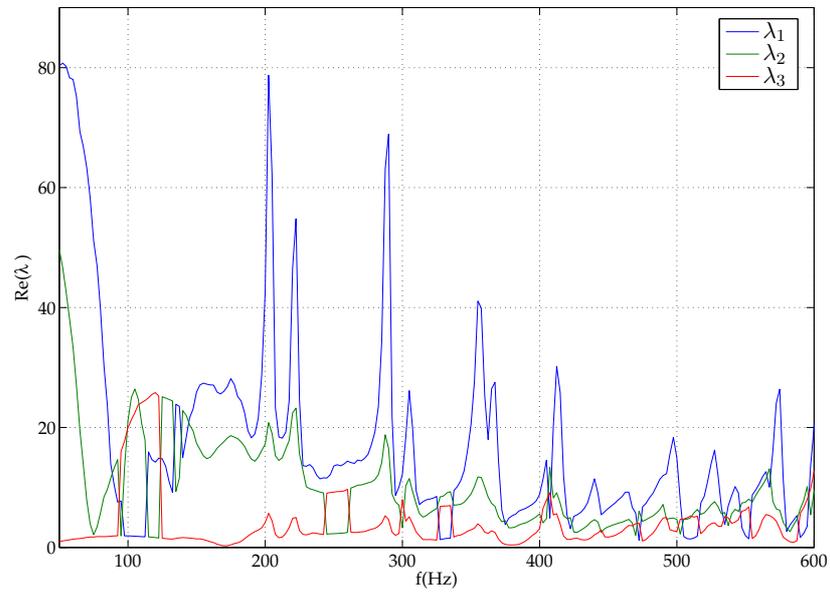


Figure 5.29: Partie réelle des valeurs propres de la matrice  $\tilde{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}$  - Configuration B

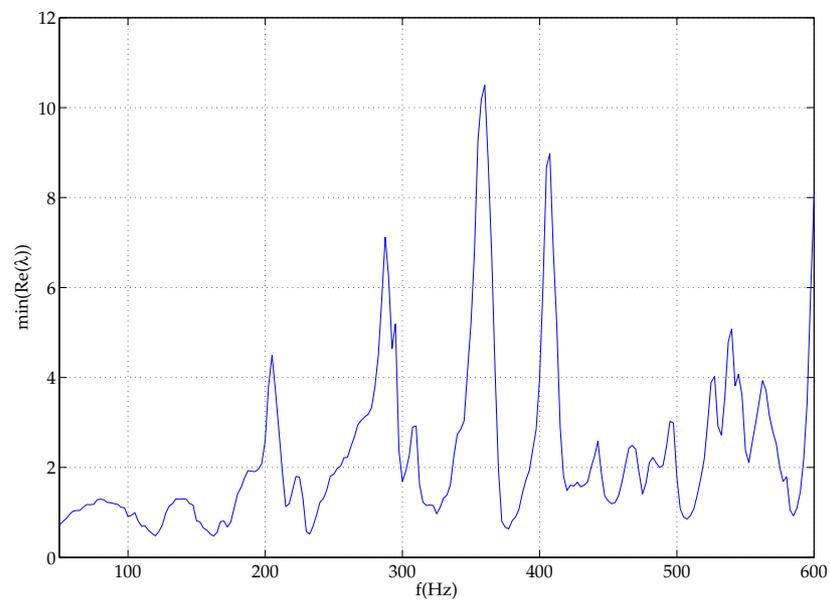


Figure 5.30: La plus faible des parties réelles de valeur propre - Configuration A

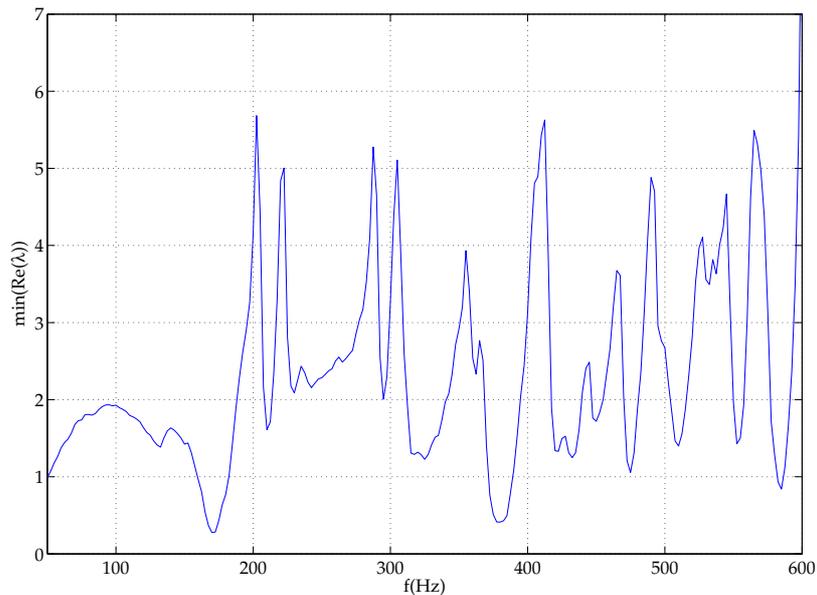


Figure 5.31: La plus faible des parties réelles de valeur propre - Configuration B

### Simulation du système diagonalisé

Dans le cas présent, les conditions permettant d'envisager la diagonalisation du système sont réunies. Malgré tout, la valeur minimale de la partie réelle des valeurs propres est inférieure à 0.28 (configuration B), ce qui indique que la stabilité du système est sujette à la valeur du coefficient de convergence utilisé.

Les différentes fonctions de transferts ayant été mesurées, le comportement du système, découplé ou complet, peut être simulé dans l'environnement Simulink. Les figures 5.32 et 5.33 montrent les simulations décroissances du signal d'erreur délivré par le microphone d'une cellule pour deux valeurs du coefficient de convergence dans le cadre du système complet et du système diagonalisé. Avec  $\mu = 0.001$  (figure 5.32), le coefficient est suffisamment faible pour permettre la convergence du système sans problème de stabilité, avec une vitesse comparable. Dans le cas  $\mu = 0.01$  (figure 5.33), en revanche, alors que le système complet n'éprouve aucune difficulté à converger relativement rapidement et à approcher de manière stable la solution optimale, le système découplé commence par converger un peu plus lentement et finit par diverger. L'influence des autres cellules ne peut alors plus être négligée.

Si elle constitue une étape indispensable pour augmenter le nombre de cellules et étendre la surface absorbante, la diagonalisation du système de contrôle actif pose néanmoins quelques problèmes. Pour que le système reste stable, elle impose de choisir un coefficient de convergence plus faible pour ne pas risquer la divergence. Le contrôle est alors très nettement plus lent : alors que le cas  $\mu = 0.01$  ne pose pas de problème au système complet et lui permet de converger en

15s, il est inenvisageable pour le système diagonalisé qui doit alors être mis en œuvre avec un coefficient de convergence plus faible, comme  $\mu = 0.001$ . La convergence est alors obtenue en 100s environ. La diagonalisation s'avère donc pénalisante pour la rapidité du filtrage adaptatif.

### 5.4 Résultats expérimentaux

#### 5.4.1 Puissance rayonnée

La puissance acoustique rayonnée par la plaque a été mesurée par intensimétrie. Le procédé de mesure est décrit au chapitre 2. Les figures 5.34 et 5.35 donnent les résultats obtenus pour les configurations A et B. On peut y voir les niveaux de puissance rayonnée en bandes fines (en traits fins), en tiers d'octaves (en traits forts) et en global (en pointillés) pour les mesures suivantes :

- Une mesure de référence pour le caisson totalement rigide, avant mise en place des cellules absorbantes,
- Une mesure en passif : les cellules absorbantes ont été installées dans la cavité mais le contrôle actif n'est pas réalisé,
- Une mesure pendant laquelle les cellules absorbantes fonctionnent : le contrôle actif réalisé derrière la couche poreuse leur permet de présenter une impédance proche de  $Z_0$ ,
- Pour la configuration B, une mesure pendant laquelle le contrôle actif n'est réalisé que pour une cellule : celle située dans le coin opposé à la source, sur le fond de la cavité.

On constate que, conformément aux prévisions du calcul, le domaine fréquentiel peut être divisé en deux parties indépendantes. En dessous de 200Hz, le rayonnement est contrôlé par la plaque et ses modes. Les cellules ne permettent pas d'obtenir une réduction significative de la puissance rayonnée car elles agissent sur l'acoustique de la cavité et non directement sur la plaque. Elles n'amortissent pas les pics au niveau des premiers modes de plaque du domaine, (1,3) et (3,1), mesurés alors à 71Hz et 78Hz. De plus, elles font apparaître différents pics mineurs entre 80Hz et 150Hz.

Au delà de 200Hz, le rayonnement de la plaque est contrôlé par les modes acoustiques de la cavité. Tout d'abord, sans l'intervention du contrôle actif, les cellules ne peuvent plus être considérées comme une paroi rigide, leur impédance normale n'est plus infinie. On constate donc sur la figure 5.34 que les cellules ont, en mode passif, un impact sur la puissance rayonnée. Elles amortissent certains modes, notamment aux plus hautes fréquences du domaine d'étude.

Avec l'utilisation du contrôle actif, l'impédance des cellules s'approche de  $Z_0$ , les performances se trouvent améliorées : de 200Hz à 600Hz, tous les pics, correspondant par ailleurs à des modes de cavité, sont notablement amortis. En revanche, les cellules font apparaître une forte composante à 250Hz dans la puissance rayonnée, aucune explication n'a encore pu être avancée.

La mesure à une cellule active prouve, quant à elle, qu'il peut être intéressant de multiplier le nombre de cellules et donc d'augmenter la surface absorbante dans la cavité pour améliorer les performances de réduction.

La figure 5.36 permet de comparer les performances obtenues avec les configurations A et B. On constate que la configuration B s'avère sensiblement plus intéressante. Deux raisons principales peuvent expliquer cette légère différence. Tout d'abord, la qualité du contrôle actif, mais aussi la situation des cellules : dans la configuration B, elles sont situées dans les coins du fond de la cavité, les formes propres des modes de cavité y sont maximales. De cette manière, le couplage entre les cellules et les modes acoustiques de la cavité est légèrement supérieur dans la configuration B.

Dans le cadre de la configuration A, les 3 cellules absorbantes actives ont permis d'obtenir une réduction de plus de 5dB de la puissance rayonnée par la plaque. Pour la configuration B, la réduction est encore meilleure et dépasse 5,5dB. Ces réductions interviennent principalement dans le domaine dominé par la cavité : de 200Hz à 600Hz.

#### 5.4.2 Comparaisons Calculs/Mesures

Les figures 5.37 à 5.39 mettent en parallèle les calculs et les mesures de puissance rayonnée par la plaque, dans le cadre de la cavité rigide et des configurations A et B.

Pour la cavité rigide (figure 5.37), on constate que la tendance est bonne, les courbes de niveaux en tiers d'octaves coïncident bien. De plus, on retrouve les mêmes phénomènes dans la mesure et dans le calcul. En dessous de 200Hz, la puissance rayonnée est globalement plus faible qu'au dessus de 200Hz. Seuls quelques pics dûs aux modes de plaque (1,3) et (3,1) émergent significativement. Au delà de 200Hz, les pics qui apparaissent correspondent aux modes de cavité. On remarque que le calcul prévoit très correctement les fréquences de ces pics, et plutôt bien les niveaux relatifs entre les différents pics. Malgré tout, quelques dissemblances subsistent entre les courbes. Le « creux » entre 80Hz et 200Hz est plus marqué dans le calcul que dans la mesure. Dans le domaine 200Hz-600Hz, d'un point de vue global, l'amortissement semble être sous-évalué dans le calcul. De plus, certains pics correspondant à des modes de cavité n'émergent pas ou peu dans la mesure alors qu'ils sont bien présents dans le calcul. Enfin, des pics mineurs traduisaient dans le calcul l'influence de modes de plaque sur le domaine 200Hz-600Hz, il est quasiment impossible de les discerner sur les résultats de la mesure.

Les remarques précédentes sont également applicables aux comparaisons calcul/mesure pour les configurations A et B (figures 5.38 et 5.39). Il faut cependant ajouter que la prévision des pics « de cavité » est moins bonne, notamment pour les plus hautes fréquences du domaine. Par exemple, pour les deux configurations, autour de 375Hz, les mesures présentent des maxima locaux qui n'étaient pas prévus par les calculs.

## 5.5 Conclusions

Dans la continuité des chapitres précédents, ce chapitre a présenté la mise en œuvre expérimentale des absorbants actifs pour réduire le bruit transmis par la plaque. Il a ainsi retracé la conception des cellules, et le choix de la couche de matériau poreux en accord avec la stratégie de réduction préalablement déterminée. Une toile métallique fine et résistive a été utilisée.

Les stratégies de réduction mettant en œuvre trois cellules absorbantes simultanément, un système de contrôle actif multivoie a dû être développé. Dans une architecture de type *feedforward*, il se base sur le très classique algorithme LMS à référence filtrée (FXLMS). Il permet de tenir compte de l'influence des cellules les unes sur les autres en intégrant les chemins secondaires dits « croisés » entre les haut-parleurs et les microphones de contrôle de chaque cellule.

Ce système a permis d'annuler la pression acoustique à l'arrière de la toile résistive, les cellules ont donc présenté une impédance normale très proche de  $Z_0$ . La puissance rayonnée a été mesurée par le dispositif d'intensimétrie présenté au chapitre 2. En accord avec les prévisions, les absorbants ont permis de réduire de plus 5dB le bruit transmis par la plaque.

Les mesures ont néanmoins permis de confirmer que les réductions de la puissance rayonnée n'intervenait que sur le domaine où le rayonnement est contrôlé par les modes de cavité (200-600Hz). Aucune diminution n'est visible sur la bande de fréquence 50-200Hz. Une amélioration à apporter à notre dispositif serait de réduire la puissance rayonnée sur 50-200Hz tout en conservant les bonnes performances obtenues sur 200-600Hz. Une des pistes peut être de s'approcher, sur ce domaine, de l'impédance optimale.

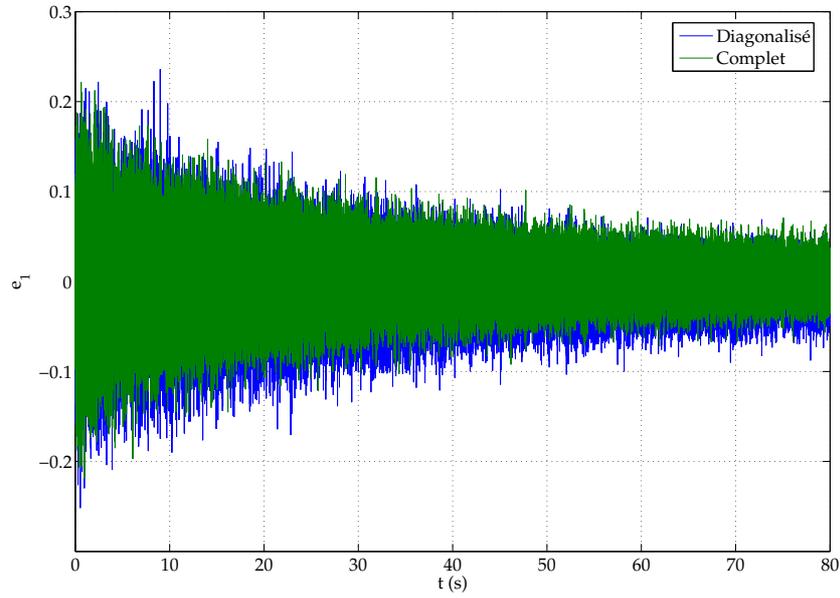


Figure 5.32: Simulation du comportement des systèmes complet et découplé -  $\mu = 0.001$

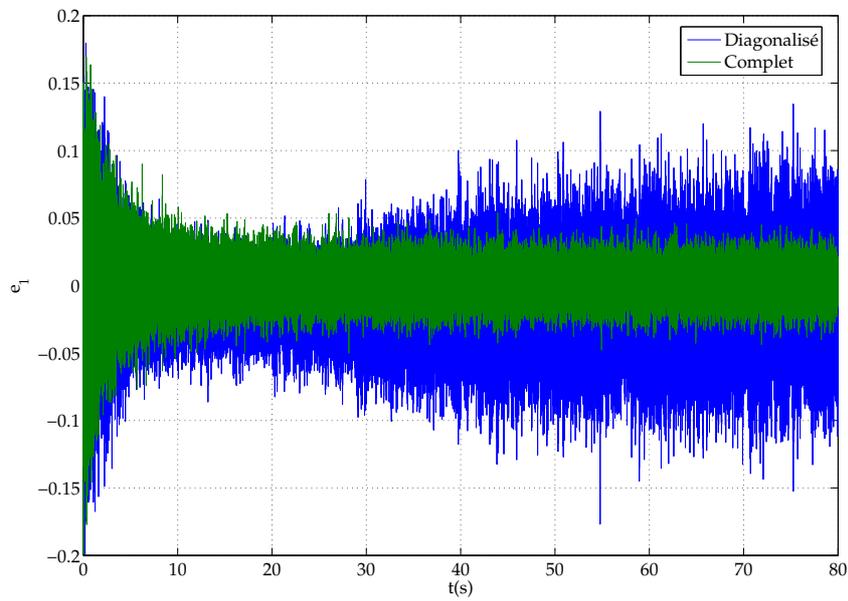


Figure 5.33: Simulation du comportement des systèmes complet et découplé -  $\mu = 0.01$

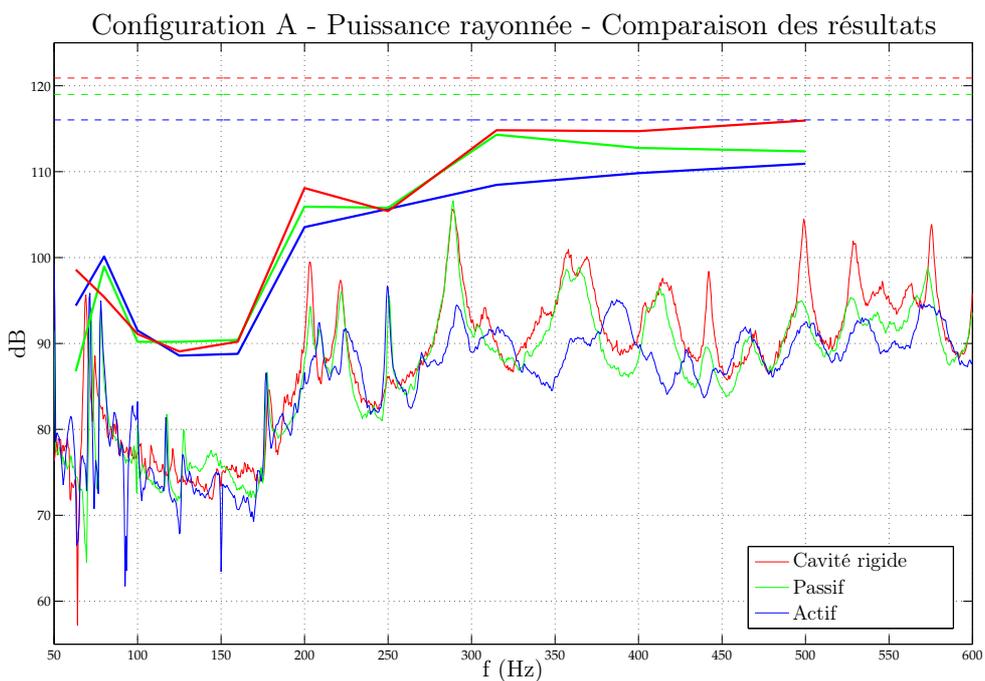


Figure 5.34: Résultats : réduction de la puissance rayonnée - Configuration A

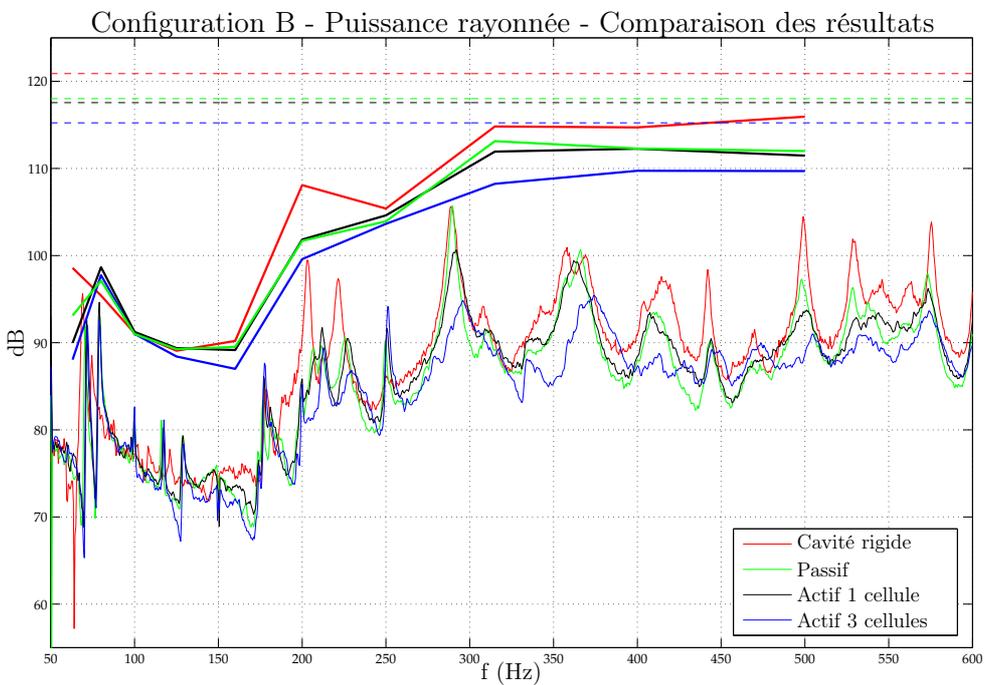


Figure 5.35: Résultats : réduction de la puissance rayonnée - Configuration B

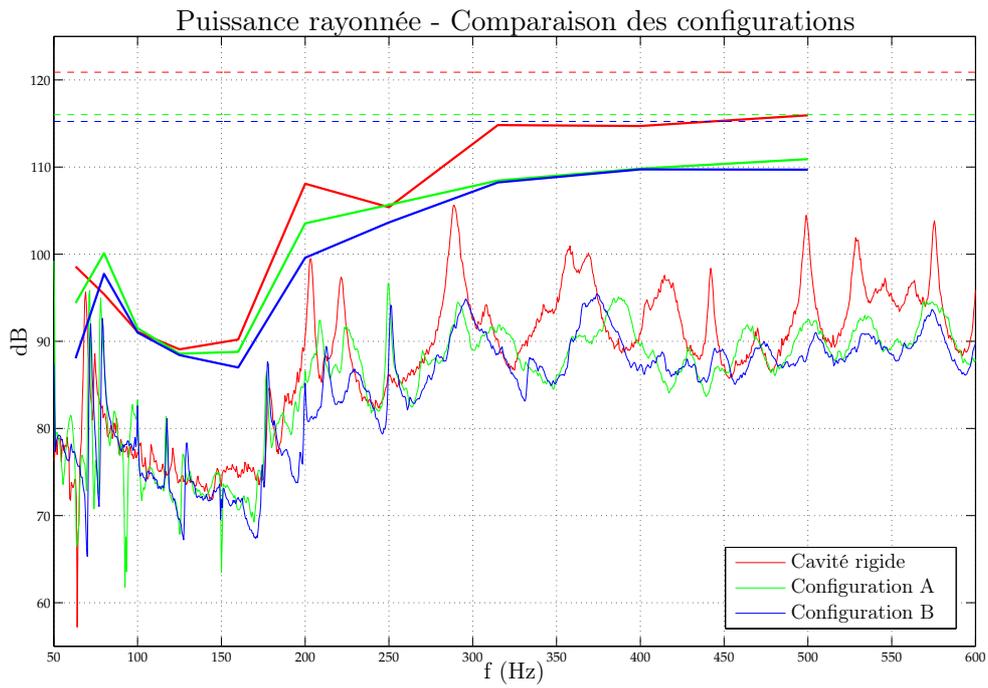


Figure 5.36: Puissance rayonnée - Comparaison des configurations

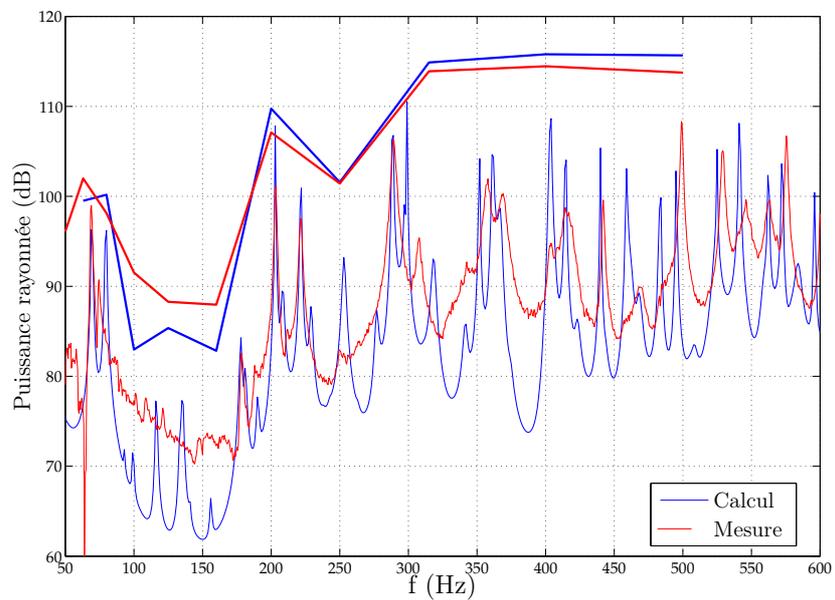


Figure 5.37: Comparaison Calcul/Mesure - Cavité rigide (Normalisation par le débit)

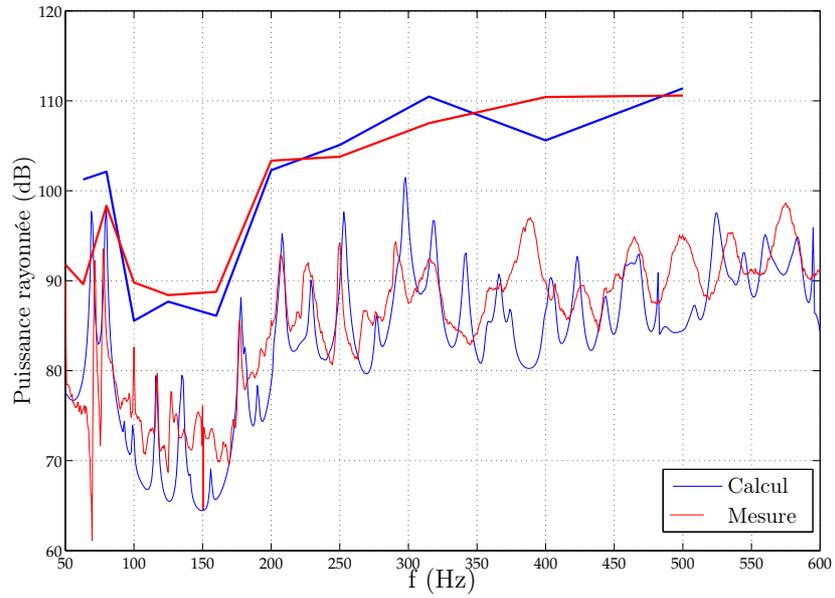


Figure 5.38: Comparaison Calcul/Mesure - Configuration A (Normalisation par le débit)

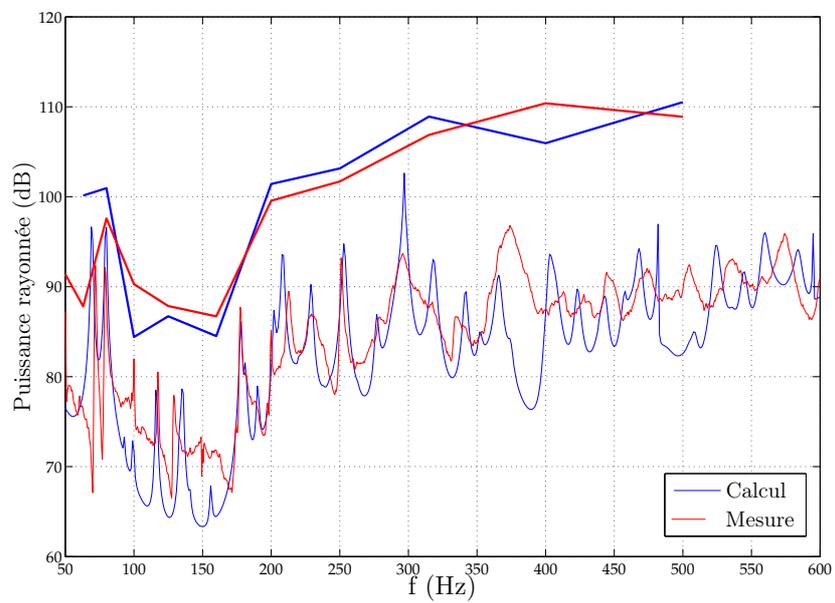


Figure 5.39: Comparaison Calcul/Mesure - Configuration B (Normalisation par le débit)

## Chapitre 6

# Réalisation d'une impédance complexe dans un champ uni-dimensionnel

L'objet de ce mémoire a été, jusqu'à présent, la détermination et la mise en œuvre expérimentale d'une stratégie de réduction du bruit transmis par un encoffrement simplifié constitué d'une plaque couplée à une cavité. Cette méthode utilise des absorbants actifs dont nous avons choisi, au chapitre 4 de fixer l'impédance à  $Z = Z_0$ , ce qui constitue un bon compromis, sur le domaine fréquentiel de l'étude, pour absorber l'énergie acoustique contenue dans la cavité et ainsi réduire le rayonnement de la plaque. Le chapitre 5 retrace la mise en œuvre expérimentale et les résultats obtenus. Deux parties sont alors à distinguer. En dessous de 200Hz, les absorbants n'ont aucun effet sur la puissance rayonnée alors qu'au-delà, ils permettent une bonne réduction du bruit transmis.

Pour améliorer ces résultats, il nous semble devoir envisager deux types d'impédance sur ces deux parties du domaine. Au dessus de 200Hz, la stratégie d'absorption mise en place apporte des résultats intéressants qu'il n'y a pas lieu de remettre en cause. Sur 50-200Hz, pour limiter le rayonnement de la plaque, les absorbants doivent présenter une impédance la plus proche possible de l'impédance optimale calculée au chapitre 4 (voir la figure 4.6(a)). Elle est détaillée sur la figure 6.1 sur la bande de fréquence 50-100Hz où le rayonnement est dû aux modes de plaque. La partie réelle de l'impédance optimale  $y$  est nulle. Mais la partie imaginaire peut être considérée comme une droite passant pas l'origine. S'approcher de l'impédance optimale permettrait d'augmenter la réduction du bruit sur ce domaine. La figure 6.2 présente l'impédance que les absorbants doivent offrir en fonction de la fréquence pour pouvoir améliorer la réduction sur 50-200Hz tout en conservant les bons résultats sur 200-600Hz.

L'objectif de ce chapitre est donc double. Il s'agit d'une part de réaliser une impédance dont on contrôle les parties réelle et surtout imaginaire, alors que les absorbants tels qu'utilisés précédemment ne permettent d'obtenir que des impédances réelles. Il est alors indispensable de disposer d'un capteur supplémentaire pour mesurer la vitesse acoustique au voisinage de la couche poreuse. Le but est également de réaliser des impédance de types différents (imaginaire

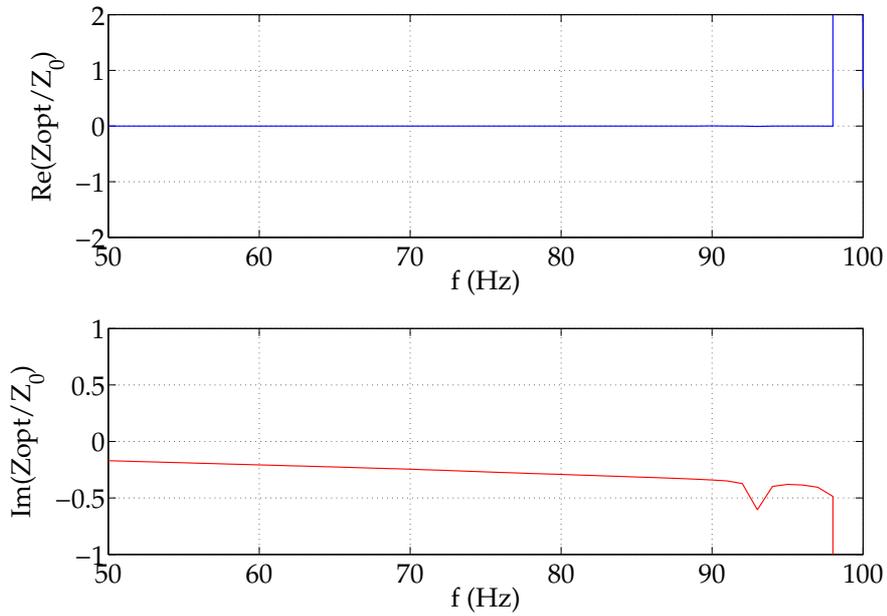


Figure 6.1: Impédance optimale pour la configuration A - Détail sur 50-100Hz

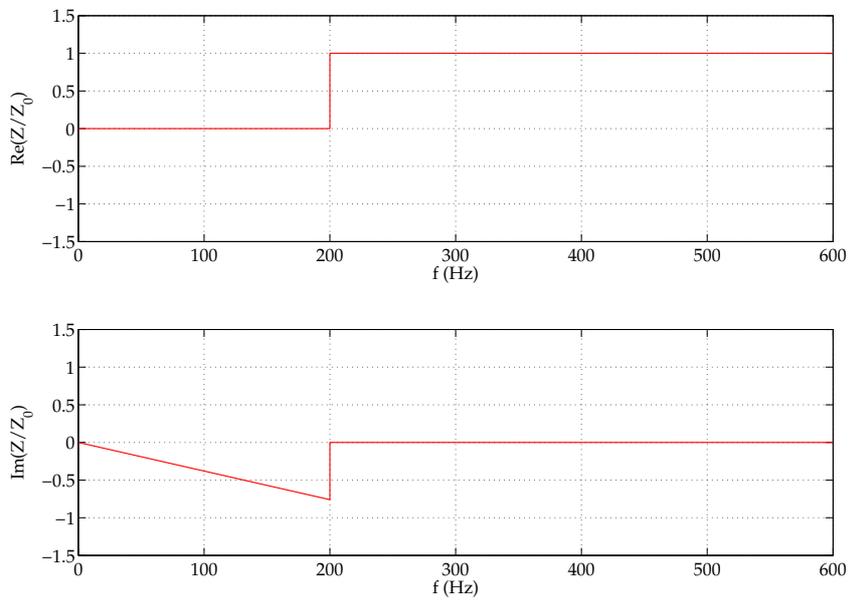


Figure 6.2: L'impédance à réaliser pour améliorer la réduction du bruit transmis par la plaque

pure et réelle) sur deux parties du domaine fréquentiel.

Ne pouvant envisager de prime abord ces impédances dans le cas du système couplé cavité-plaque, où le champ acoustique est complexe et les angles d'incidence sur les absorbants sont variés, ce chapitre se consacre à la réalisation de cette impédance cible dans le champ acoustique uni-dimensionnel d'un tube de Kundt.

Ce chapitre commence par un état de l'art consacré au contrôle actif d'impédance afin de replacer notre étude dans le cadre des travaux de recherche menés par les différentes équipes étudiant cette thématique. Nous présentons ensuite le dispositif expérimental : le tube de Kundt CAMELIA permettant d'une part la mesure de l'impédance normale d'un échantillon, mais aussi la mise en place d'un système de contrôle actif. Le principe de l'absorbant actif dit « à impédance complexe » est alors détaillé, ainsi que les deux types d'algorithme utilisés pour sa mise en œuvre.

Avant de se consacrer à l'impédance cible de la figure 6.2, les résultats expérimentaux présentés correspondent à différents cas de figure dont la complexité est croissante. Il s'agit tout d'abord de valider le principe sur des cas simples, puis de réaliser des impédances du même type que l'impédance cible, mais sur un domaine plus large (0-1000Hz) partagé en deux sous-domaines égaux (0-500Hz et 500-1000Hz). Au terme de cette progression, les derniers résultats expérimentaux concernent l'impédance cible.

## 6.1 Le contrôle actif d'impédance : État de l'art

La paternité des premiers travaux publiés à propos du contrôle actif de l'impédance acoustique d'une paroi est classiquement attribuée à Guicking. Malgré tout, avant ces travaux références, différentes équipes ont travaillé sur ce thème, notamment avec l'objectif de créer des parois anéchoïques dans le domaine de l'acoustique sous-marine.

Cette partie tente de dresser un état de l'art du contrôle actif d'impédance. Après en avoir évoqué les origines, elle présente chronologiquement les principaux travaux de recherche sur les thèmes de l'absorption et de la réflexion acoustique active, et, plus largement, du contrôle d'impédance.

### 6.1.1 Les origines du contrôle actif d'impédance : l'acoustique sous-marine

L'anéchoïsme d'une paroi dans l'eau, notamment par des moyens actifs, a suscité très tôt un grand intérêt, poussé par le besoin de créer des navires et des sous-marins de plus en plus discrets. En effet, s'il est important de réduire au maximum le bruit émis par ces bâtiments, en particulier par leurs systèmes de propulsion, la conception de leurs parois nécessite un soin particulier pour les rendre indétectables. Si un observateur extérieur envoie une onde dans le but de repérer les éléments présents dans son entourage, elle se réfléchit sur la coque et peut revenir jusqu'au point où elle a été émise. Elle permet alors de déterminer la situation du bâtiment. Éviter la réflexion

de cette onde sur la coque du navire, c'est le rendre indétectable par ce type de dispositif. C'est probablement pour cette raison que les premières expériences de contrôle actif d'impédance ont été menées dans le domaine de l'acoustique sous-marine.

En 1962, Bobber [16], du *Naval Research Laboratory*, a proposé de contrôler l'impédance de charge d'un générateur par l'intermédiaire d'un second générateur couplé au premier par une ligne de transmission. Le circuit électrique équivalent peut être analysé de la manière suivante : la valeur de l'impédance de charge que présente la ligne de transmission associée au second générateur pour le premier est modifiée par un contrôle indépendant des tensions qui leur sont appliquées. Par la suite, Beatty [12] a transposé cette technique de contrôle dans le domaine de l'acoustique sous-marine. La ligne de transmission était alors un guide d'onde rempli d'eau aux extrémités duquel se situait des actuateurs. Dans le cadre d'ondes monochromatiques, le contrôle des tensions appliquées à chaque actuateur permet de modifier l'impédance de charge que représente le milieu pour eux. Un des cas particuliers intéressant est générer des ondes progressives dans le guide d'onde. Un actuateur agit alors comme source primaire, le second absorbe l'onde qui lui est envoyée. Il s'agit de la première expérimentation concernant l'absorbant parfait actif.

### 6.1.2 Les travaux références de Guicking

Après avoir été initié dans le domaine de l'acoustique sous-marine, le contrôle actif d'impédance a pu être généralisé à l'air, notamment grâce aux travaux de Guicking publiés au milieu des années 1980.

Guicking et son équipe de recherche ont proposé et conçu un système de contrôle composé de deux microphones, dont le rôle est de mesurer les composantes incidente et réfléchiée d'onde dans un tube de Kundt au voisinage d'un haut-parleur [63, 61]. Seule la composante incidente  $p_i$  est retenue, amplifiée et déphasée par un gain complexe  $\underline{V}$  avant d'alimenter le haut-parleur de contrôle. Un filtre  $G(\omega)$  est ajouté pour compenser les transferts des microphones et du haut-parleur. Le schéma du dispositif réalisé par Guicking et Karcher est représenté sur la figure 6.3. Il s'agit ici d'une détection uni-directionnelle, le système ne comporte donc pas de rétroaction. Après optimisation des valeurs du gain, le haut-parleur a pu être transformée en surface parfaitement absorbante pour un bruit large bande (100-800Hz).

L'objectif d'un absorbant est d'être efficace dans un environnement tri-dimensionnel. Guicking a donc proposé de transposer le précédent système [62]. Avec son équipe, il a donc réalisé des expériences en chambre anéchoïque en utilisant une grille composée de neuf haut-parleurs, chacun possédant son propre contrôleur électronique alimenté par les signaux issus d'un unique doublet microphonique pour tous les actuateurs. Comme dans le tube de Kundt, la détection de l'onde incidente est alors uni-directionnelle. Cependant, les effets de diffraction et la présence de modes évanescents au voisinage des sources secondaires rendent impossible la mesure directe des performances du système. Il faut alors relever les valeurs de la pression acoustique le long

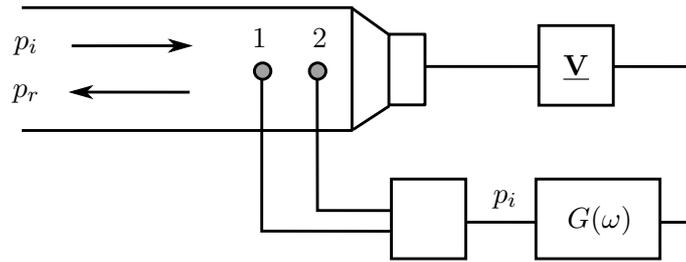


Figure 6.3: Système de contrôle direct de l'impédance d'une paroi dans un champ unidimensionnel proposé par Guicking et Karcher [61]

d'un axe correspondant au rayon réfléchi par la grille de haut-parleurs. Le coefficient de réflexion s'obtient alors en ajustant la mesure sur un modèle tenant compte de l'affaiblissement d'une onde en champ libre en  $1/r$ . Les paramètres du système électronique analogique sont ajustés à partir de ces mesures, ce qui limite l'exploitation de ce principe en dehors d'un laboratoire. Cette méthode a permis à Guicking d'obtenir, pour des ondes monochromatiques, différentes valeurs des coefficients d'absorption, notamment une paroi parfaitement absorbante. Les bruits large bande n'ont pas pu être traités, la méthode de mesure du champ acoustique sur un axe n'étant pas adaptée.

Indépendamment, Guicking a réalisé expérimentalement, à l'extrémité d'un tube à onde stationnaire, le dispositif de l'*Electronic Sound Absorber* proposé par Olson et May dès 1953 [115]. Il s'agit d'annuler la pression acoustique derrière un matériau poreux de caractéristiques judicieusement choisies de manière à adapter l'impédance acoustique normale de sa face avant à celle du milieu des ondes incidentes. Il s'agit là du même principe d'absorbant actif que celui utilisé dans les expérimentations décrites au chapitre 5. Dans ses expériences [64], il a pu mesurer des coefficients d'absorption de l'ordre de 0.9 pour des excitations large bande (100-500Hz).

### 6.1.3 Les contributions plus récentes au contrôle d'impédance

#### Les travaux d'Orduña-Bustamente et Nelson

Une dizaine d'années plus tard, Orduña-Bustamente et Nelson [116] ont repris l'idée de base des travaux de Guicking. Ils ont utilisé un haut-parleur et un doublet microphonique pour réaliser une terminaison anéchoïque active dans un tube à ondes planes. Ils ont amélioré la méthode en utilisant une électronique digitale adaptative pour calculer le contre-bruit émis par le haut-parleur secondaire. Le contrôleur était basé sur un algorithme FXLMS avec comme signal de référence, le signal électrique alimentant la source primaire. Le schéma du dispositif est représenté sur la figure 6.4.

Ce système a permis d'imposer entre les deux microphones une fonction de réponse en fréquence prédéterminée  $H_{12}(j\omega)$  pouvant jouer le rôle de séparateur d'ondes. Si  $P_1(\omega)$  et  $P_2(\omega)$  sont, dans le domaine fréquentiel, les signaux délivrés par les microphones 1 et 2, le signal d'erreur

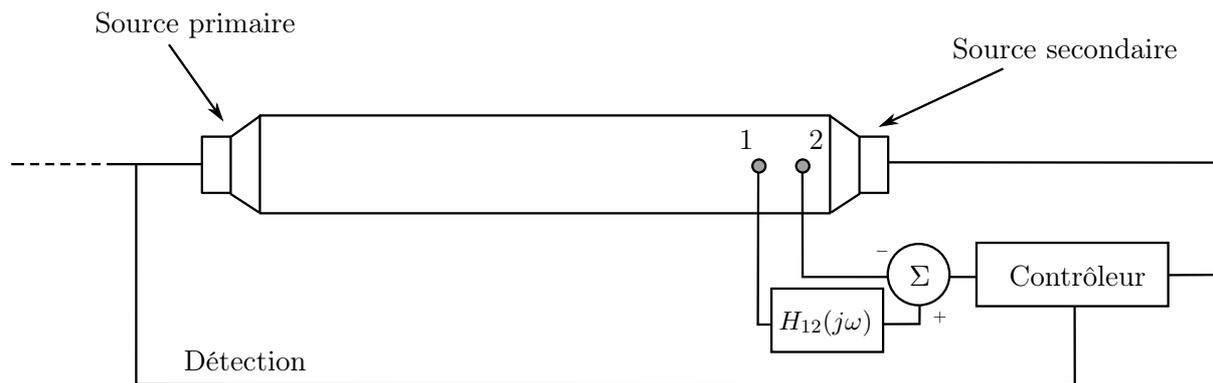


Figure 6.4: Le dispositif proposé par Orduña-Bustamante et Nelson [116]

à annuler par l'algorithme est donnée, toujours dans le domaine fréquentiel, par :

$$E(\omega) = H_{12}(j\omega)P_1(\omega) - P_2(\omega) \quad (6.1)$$

La fonction de réponse en fréquence  $H_{12}(j\omega)$  dépend alors directement de l'impédance désirée. Pour réaliser un absorbant parfait, l'onde incidente doit être entièrement absorbée, l'onde réfléchie doit être nulle. La fonction de réponse en fréquence doit donc correspondre à une simple propagation de l'onde incidente du microphone 1 au microphone 2. Elle est alors donnée par :

$$H_{12}(j\omega) = e^{-j\omega\tau} \quad (6.2)$$

où  $\tau$  est le temps de propagation entre les deux microphones.  $H_{12}(j\omega)$  correspond alors à un simple retard. Orduña-Bustamante et Nelson ont obtenu une terminaison parfaitement absorbante pour des bruits large bande basse fréquence (0-400Hz).

### Les travaux de l'équipe de la Pennsylvania State University

Ces travaux publiés au début des années 1990 sont, de l'aveu de Howart et de son équipe de l'université de Pennsylvanie, la transposition directe des travaux de Guicking et de son équipe en milieu marin. Si les principe est le mêmes, les conditions de réalisation changent radicalement. Les expérimentations ont été effectuées dans un tube à onde stationnaire rempli d'eau [6]. Microphones et haut-parleurs ne pouvant être utilisés, les deux capteurs permettant de séparer les ondes incidente et réfléchie et l'actuateur de contrôle ont été développés à l'aide de matériau piézo-électriques [72]. Le capteur a été réalisé par deux films PVDF encapsulés dans un polymère permettant de les protéger du milieu marin. L'actuateur était un piézo-composite PZT. Le contrôle était basé sur la même détection de l'onde incidente que Guicking, ce qui évite les instabilités. Le contrôleur analogique était constitué d'amplificateur et de déphaseurs. Un système digital [71, 141] a ensuite remplacé l'électronique analogique, permettant de traiter des signaux jusqu'à 5.4kHz.

Par la suite, l'équipe de la *Pennsylvania State University* a continué à se consacrer aux questions d'absorption active des ondes acoustiques. Ils ont notamment utilisé une représentation par variables d'état pour modéliser leur système et déterminer un algorithme de contrôle dans une architecture *feedback* [142].

### Les travaux de Dubbelday

On peut considérer que les recherches sur le contrôle de l'impédance d'une paroi sont nées au *Naval Research Laboratory* avec les travaux de Bobber. Ce laboratoire a continué son activité sur ce thème, et en 1991, Dubbelday a proposé un système actif permettant de supprimer la transmission des ondes acoustiques se propageant dans un guide d'ondes rempli d'eau [42]. Il a également contrôlé l'impédance d'une paroi dans un guide d'onde rempli d'eau [41]. Ces expérimentations sont basées sur l'utilisation d'un capteur permettant, à lui seul, de mesurer l'impédance de la paroi et donc, de la contrôler par le biais d'un contrôleur adapté.

### Les recherches de l'équipe de l'université de Salford

Dès le début des années 1990, par le biais d'une équipe conduite par Nicholson et Darlington, le *Department of Applied Acoustics* de l'université de Salford a mené une recherche active dans le domaine du contrôle de l'impédance acoustique normale d'une paroi. Le principe de leurs travaux n'est pas de séparer les ondes incidente et réfléchie, mais de mesurer la pression  $p$  et la vitesse acoustique  $v$  au voisinage de la membrane d'un haut-parleur [34] pour pouvoir imposer une impédance  $Z = p/v$ , par le biais d'un contrôleur numérique adaptatif basé sur l'algorithme FXLMS [37].

Le dispositif proposé est expérimenté dans le champ acoustique uni-dimensionnel d'un tube à ondes stationnaires. La vitesse est mesurée grâce à un accéléromètre collé sur la membrane du haut-parleur et la pression est mesurée grâce à un microphone placé à proximité de la membrane. Le schéma de la figure 6.5 décrit ce dispositif. Pour l'algorithme de contrôle, le signal de référence

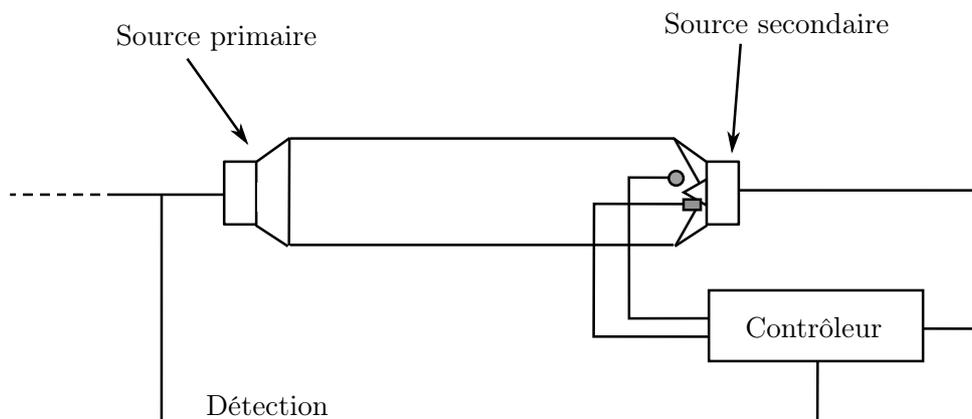


Figure 6.5: Le dispositif proposé par Darlington et Nicholson [105]

utilisé est le signal servant à alimenter la source primaire. Nicholson et Darlington obtiennent une terminaison parfaitement anéchoïque, en s'intéressant notamment aux bruits transitoires [105] et aux bruits aléatoires basse fréquence (20-200Hz). Ils sont également parvenus à imposer une impédance variable en fonction de la fréquence. À terme, leur objectif est de contrôler les modes acoustiques d'une salle en plaçant sur leurs parois des absorbants actifs [33, 35, 4, 36, 104] aux performances plus intéressantes que les matériaux passifs classiquement utilisés pour pouvoir y améliorer les conditions d'écoute.

### Les travaux du Laboratoire de Mécanique des Fluides et d'Acoustique

Au *Laboratoire de Mécanique des Fluides et d'Acoustique* de l'École Centrale de Lyon, l'équipe menée par Galland se consacre au contrôle actif d'impédance depuis 1992. Les premiers travaux de développement des impédances actives reviennent à Thenail et Galland [130] qui ont proposé un dispositif quasiment identique à celui de Nicholson et Darlington, au même moment, en obtenant des résultats comparables. Par la suite, le contrôle direct est nettement amélioré. La méthode hybride de contrôle d'impédance, telle que l'avaient introduite Olson et May et telle que l'avait mis en œuvre Guicking, a été étudiée analytiquement et expérimentalement en tube de Kundt par Thenail [132, 131, 129, 133] qui réalise, grâce à ce principe une terminaison parfaitement absorbante. Furstoss a continué ces travaux, notamment en étendant la surface absorbante et en l'utilisant en champ libre [51, 52]. Il a obtenu une surface de  $60\text{cm} \times 60\text{cm}$  rendu parfaitement absorbante par contrôle actif sur 200-400Hz pour pour des ondes planes à différentes incidences. Le contrôle était réalisé sans information préalable, par une électronique analogique. Lacour a poursuivi le développement de ces absorbants hybrides et les a utilisés pour réduire l'énergie potentielle acoustique contenue dans une cavité [81, 82]. Il les a d'abord appliqués dans le champ acoustique uni-dimensionnel d'un tube de Kundt pour, par la suite, réduire l'énergie acoustique contenue dans un système plus complexe constitué d'une cavité couplée à une plaque excitée mécaniquement.

À partir de 2000, les travaux du *Laboratoire de Mécanique des Fluides et d'Acoustique* se sont orientés vers l'application plus concrète des absorbants dont le principe et la mise en œuvre avaient été étudiés. Sellen [124] l'a utilisé pour concevoir une méthode de caractérisation acoustique des matériaux poreux. Hilbrunner [68], Mazeaud [94] et Galland ont développé un système d'absorbant actif d'une surface importante en présence d'un écoulement [55, 54, 97, 96] destiné à équiper les nacelles de turboréacteurs [53]. Le contrôleur étant construit dans une architecture *feedback* multivoie, une attention particulière a été portée aux questions algorithmiques concernant notamment l'interaction entre les différentes cellules composant la surface absorbante et la détection des fréquences à atténuer [95].

Les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans la continuité de ces travaux, il s'agit d'un nouveau cas d'application pratique des absorbants actifs précédemment étudiés. Les pistes menant à un nouveau type de contrôle d'impédance sont également explorées.

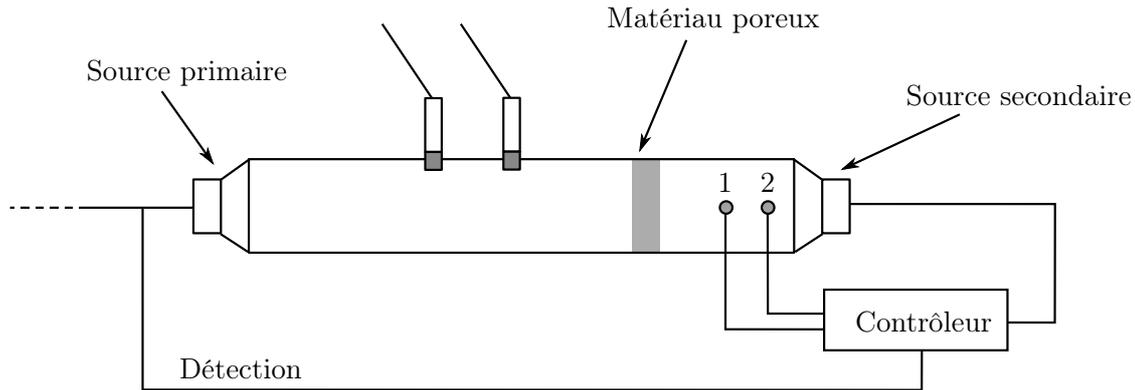


Figure 6.6: Le dispositif proposé par Beyene et Burdisso [14]

### Les recherches de Beyene et Burdisso

Au sein des *Vibration and Acoustics Laboratories*, Beyene et Burdisso ont développé, à la fin des années 1990, un absorbant hybride en optimisant les propriétés absorbantes d'une couche de matériau poreux convenablement choisi [14, 126]. Le dispositif est globalement similaire à celui présenté par Guicking. Mais, alors que ce dernier proposait d'annuler la pression à l'arrière de la couche poreuse, Beyene et Burdisso préfèrent donner au haut-parleur de contrôle, grâce à une sonde microphonique et un système de contrôle actif, une impédance proche de celle de l'air. Aucune onde réfléchie ne revient donc frapper l'arrière du matériau poreux. Le schéma de la figure 6.6 décrit le dispositif utilisé. Ils ont obtenu des coefficients d'absorption proche de 0.9 pour des fréquences allant jusqu'à 2000Hz, ces valeurs devenant meilleures avec une couche poreuse de plus en plus fine. Ces résultats semblent cohérents, en affinant le poreux jusqu'à le faire disparaître, on aurait retrouvé le cas d'une terminaison anéchoïque active du même type que celle mise en œuvre par Orduña-Bustamente et Nelson [116]. L'avantage principale du dispositif de Beyene et Burdisso est de protéger le système de contrôle.

### Les travaux de Bolton *et al.*

Au sein des *Vibration and Acoustics Laboratories*, une seconde équipe s'est consacrée à la même thématique en adoptant, cependant, une technique différente, permettant de réunir l'actuateur et le matériau poreux. En 1993, Bolton et Green ont présenté une étude sur une mousse adaptative permettant de contrôler le rayonnement et la réflexion [19]. Il s'agit d'un film de PVDF<sup>1</sup> de forme ondulée, noyé dans une mousse de polyuréthane. Par la suite, Fuller *et al.* ont réalisé des investigations expérimentales à propos de cette mousse active [50]. La réflexion était contrôlée grâce au film PVDF. Collée sur une paroi rigide, la mousse a été placée à l'extrémité d'un tube de Kundt. Une sonde microphonique séparant les composantes incidente et réfléchie dans le tube de Kundt, la mousse, contrôlée grâce à un algorithme FXLMS, a permis de minimiser la composante

<sup>1</sup>Polyfluorure de vinylidène

réfléchi. Pour une excitation sur la bande de fréquence 100-1000Hz, la composante réfléchi a pu être atténuée de plus de 30dB. Cette mousse a également été utilisée en transmission pour atténuer le bruit rayonné dans un demi-espace par un piston rigide [59]. Une réduction de 20dB a été obtenue sur une bande de fréquence de 200-1600Hz.

En réflexion ou en transmission, cette mousse adaptative présente des performances très intéressantes. Malgré tout, par sa conception même, les puissances qu'elle peut mettre en jeu restent faibles, notamment dans les basses fréquences, ce qui limite les perspectives de son utilisation.

### Les travaux de Irrgang

Dans ses travaux datés de 1997, Irrgang a utilisé des absorbants hybrides [76, 75]. Il a placés des cassettes en paroi d'un conduit. Chacune était composée d'un haut-parleur et d'un microphone de contrôle, ces éléments étant situés à l'intérieur d'une boîte. Les cassettes étaient fermées par un tissu résistif associé à une grille perforée afin de protéger le haut-parleur et le microphone contre la chaleur, la poussière et tous les éléments hostiles pouvant se trouver dans la conduite.

Le principe du contrôle était le suivant : le microphone fournit la mesure de la pression  $p$ . La vitesse au voisinage du tissu peut être déterminée à partir du volume d'air déplacé  $q$  grâce aux caractéristiques du haut-parleur dans un volume confiné. En utilisant le contrôleur, il est possible de réaliser différentes valeurs de l'impédance assimilable à  $Z = p/q$ .

Le contrôleur était de type *feedback* analogique. Les expériences sur un conduit d'une longueur d'un mètre pourrait permettre d'obtenir, après optimisation des cassettes (en particulier du volume de la boîte), des réductions importantes, de l'ordre de 48dB sur 40-100Hz et 24dB sur 35-350Hz. Ces performances sont intéressantes, mais elles restent difficiles à atteindre, le contrôleur optimal étant compliqué à obtenir, notamment pour des problèmes de causalité.

### Les travaux de Cobo

À l'*Instituto de Acústica* de Madrid, Cobo et son équipe ont étudié le concept d'absorbant hybride initialement présenté par Olson et May, et déjà repris, notamment par Thenail et Galland [132] et par Beyene et Burdisso [14]. L'originalité de leur approche réside dans l'utilisation de panneaux micro-perforés (MPP) en lieu et place du matériau fibreux employé habituellement. L'utilisation des MPP est un atout pour la mise en œuvre de cet absorbant, notamment dans les milieux nécessitant une grande propreté (hôpitaux, restauration, etc...), et où les matériaux fibreux sont proscrits. Les panneaux micro-perforés sont des plaques fines percés de très nombreux trous dont le diamètre est inférieur à 1mm. Ces orifices sont répartis sur toute la surface de la plaque. Ces panneaux présentent ainsi une forte résistance acoustique et une faible réactance, ce qui en fait, en comparaison des matériaux classiquement utilisés, de bons candidats pour l'absorption acoustique en large bande.

Les MPP ont été modélisés pour pouvoir dégager le meilleur compromis pour la perforation

sur une large bande de fréquence. Le système a tout d'abord été envisagé dans le cadre du champ acoustique uni-dimensionnel d'un tube de Kundt [27]. À l'arrière du panneau micro-perforé, deux approches ont été envisagées, menant à deux compromis différents quant à la perforation optimale du panneau. La première technique, dite d'*annulation de la pression* est la même que celle mise œuvre par Thenail et Galland [132], il s'agit de réduire la pression acoustique à l'arrière du poreux.

Le seconde méthode envisagée, dite d'*adaptation d'impédance*, est à rapprocher de celle mise en œuvre par Beyene et Burdisso [14]. Il s'agit d'utiliser une source secondaire pour obtenir une terminaison anéchoïque et ainsi éviter qu'une onde réfléchi par la source secondaire ne vienne frapper la face arrière du panneau perforé.

L'équipe menée par Cobo a ensuite envisagé de transposer les résultats obtenus en tube de Kundt à des situations plus réalistes de champs acoustiques multi-dimensionnels [26]. Les performances d'un panneau en acier de dimensions  $2.44\text{m} \times 2.44 \times 1\text{mm}$ , perforé par des trous de diamètre  $39\mu\text{m}$  ont donc été mesurées en champ libre. La technique retenue était celle de l'annulation de la pression à l'arrière du panneau. La réduction de pression a été mise en œuvre par contrôle actif, grâce à l'algorithme FXLMS. La méthode utilisée pour mesurer le coefficient d'absorption était celle proposée par Garai [56], qui est à rapprocher des méthodes dites « impulsionsnelles » de la mesure de l'impédance d'une paroi, évoquées au chapitre précédent, au paragraphe 5.1.2. Son principe est d'émettre un événement sonore et de mesurer sa réponse, c'est-à-dire l'événement réfléchi par le matériau à tester. Les résultats en actif montrent un coefficient d'absorption supérieur à 0.8 sur 200-1000Hz, en accord avec les simulations.

### Les travaux de Lissek et Meynial

Les travaux de recherche menés par Lissek et Meynial portent sur la conception de panneaux actifs, dont l'impédance acoustique peut être contrôlée, de sorte que le coefficient de réflexion  $R$  du panneau puisse être ajusté sur une large plage allant d'une valeur proche de zéro (absorption totale), à une valeur excédant l'unité (« super-réflexion »). De tels panneaux, placés dans une salle, ont pu permettre un contrôle actif de l'acoustique du local. Le contrôle actif de l'impédance du panneau a été mis en œuvre grâce à un principe de double réaction basée sur une combinaison de la tension différentielle d'un pont d'impédance (dont l'une des impédances est constituée par le transducteur, qui agit simultanément en capteur et en actionneur) et du signal délivré par un microphone placé à proximité immédiate de la membrane du transducteur. Ce système a tout d'abord été mis en œuvre dans un tube à ondes planes où le coefficient de réflexion a pu être contrôlé [98]. Dans l'objectif d'une terminaison parfaitement absorbante ( $R = 0$ ) le coefficient de réflexion  $R$  mesuré était inférieur à 0.5 sur 200-2000Hz. Dans le cas d'une super réflexion, c'est-à-dire une situation où l'énergie réfléchi par le matériau est plus importante que l'énergie incidente ( $R > 1$ ), le coefficient de réflexion mesuré était de l'ordre de 1.5 sur 200-2000Hz.

Afin d'augmenter la surface d'absorbant et de transposer le système dans un champ acous-

tique multi-dimensionnel, ils ont étudié le potentiel de panneaux absorbants actifs constitués de plusieurs systèmes précédemment présentés, disposés en matrice. Ils ont notamment abordé le problème du couplage entre les différentes cellules constituant un mur actif [86].

Ils se sont également consacrés au développement d'un transducteur spécifiquement dédié à ces applications de panneaux actif [87]. Il s'agit d'un transducteur isodynamique, présentant notamment une faible masse mobile. Ce type de transduction permet par ailleurs de faire appel à des aimants en caoutchouc. Des simulations ont montré que ce type de transducteurs pourraient permettre d'obtenir des coefficients d'absorption allant de  $-1.5$  (cas de super réflexion) à des valeurs très proches de 1 (absorbant parfait) sur une gamme de fréquence relativement large (20-1000Hz). En ce qui concerne l'absorbant parfait, des mesures ont confirmé les simulations en proposant un coefficient d'absorbant très proche de 1. Expérimentalement, la bande de fréquence utile a toutefois été réduite à 30-500Hz.

## 6.2 Description du banc d'essai

### 6.2.1 Le tube de Kundt CAMELIA

Classiquement, les performances acoustiques des matériaux sont évaluées expérimentalement grâce à un tube de Kundt. Il s'agit d'un guide d'onde dont les extrémités sont constituées d'une part, d'une source acoustique et de l'autre du matériau à caractériser. Des ondes sont émises dans le tube, elles sont partiellement réfléchies au niveau du matériau à tester. Les ondes réfléchies viennent réaliser des interférences avec les ondes incidentes pour engendrer des ondes stationnaires sur toute la longueur du tube.

L'objectif du tube de Kundt est d'évaluer les performances d'un matériau dans un champ acoustique uni-dimensionnel, il faut donc s'assurer que seules des ondes planes s'y propagent. L'utilisation de chaque tube est donc limitée par la fréquence dite de coupure, fréquence à partir de laquelle le champ dans le tube n'est plus uni-dimensionnel.

Le dispositif expérimental utilisé pour la mise en œuvre d'une impédance complexe est un tube de Kundt nommé tube CAMELIA (voir la photographie de la figure 6.7). Il est long d'environ 1m et sa section est un carré de 0.055m de côté. Le premier mode de section apparaît à une fréquence pour laquelle la demie longueur d'onde correspond à la section du tube :  $\lambda/2 = 0.055$ . Le champ acoustique interne peut donc être considéré comme uni-dimensionnel jusqu'à la fréquence de coupure  $f_c = c_0/(2 \times 0.055) = 3110$  Hz. Cette valeur, comparée au domaine fréquentiel de l'étude (0-1000Hz) assure la condition d'onde plane à l'intérieur du tube.

#### la source

Il est équipé en son extrémité d'un haut-parleur, utilisé comme source primaire. Il n'est pas d'un diamètre très important (10cm), mais du fait du caractère confiné du champ acoustique

dans le tube, il permet de générer des niveaux de pression suffisants, notamment dans les basses fréquences, pour effectuer les mesures dans des bonnes conditions.

### Le microphone de mesure

La membrane du haut-parleur est percée en son centre pour laisser passer une tige métallique, mobile sur l'axe du tube, à l'extrémité de laquelle est fixé un microphone permettant les mesures de la pression acoustique à l'intérieur du tube. Disposer d'un microphone placé directement à l'intérieur du tube évite de nombreuses erreurs expérimentales [17], dues, par exemple, à l'influence des microphones s'ils étaient introduits à travers la paroi latérale du tube.

### Les conditions aux limites

Le tube CAMELIA, tel qu'il a été conçu, permet d'obtenir différentes conditions aux limites. L'échantillon de matériau à tester est placé à l'extrémité du tube. Sur sa face arrière, un système de rails métalliques permet d'installer un dispositif choisi pour réaliser une condition aux limites particulière. Ainsi, les configurations de montage suivantes peuvent être obtenues : matériau posé sur un mur rigide, lame d'air d'épaisseur variable entre le matériau et le mur rigide.

Le système de rails peut également être utilisé pour placer, à l'arrière du matériau poreux, un haut-parleur de taille comparable à celui utilisé comme source primaire. Cette configuration est particulièrement utile pour mesurer les caractéristiques des matériaux candidats pour être employés dans la réalisation des cellules actives telles qu'utilisées au chapitre 5. Elle permet également de mesurer les performances de ces cellules dans un champ uni-dimensionnel avant d'étendre leur utilisation à des champs acoustiques plus complexes. C'est le dispositif utilisé pour la réalisation de notre impédance complexe.

Le schéma de la figure 6.8 décrit le banc d'essai en détail. Y figurent, la source primaire, le microphone, l'échantillon de matériau poreux ainsi que les conditions aux limites envisageables sur sa face arrière.



Figure 6.7: Le tube CAMELIA

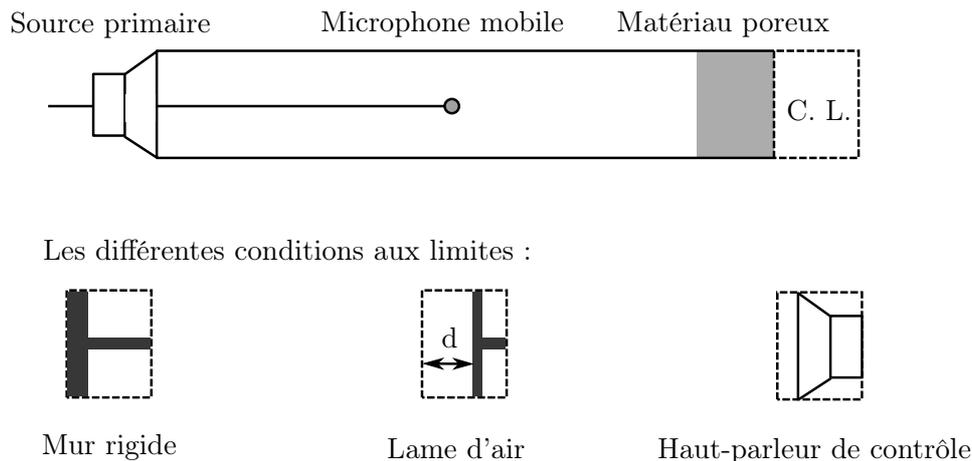


Figure 6.8: Le tube de Kundt CAMELIA

### 6.2.2 Mesure de l'impédance

Plusieurs méthodes sont envisageable pour mesurer l'impédance normale présentée par l'échantillon situé à l'extrémité du tube. La technique la plus répandu est la méthode dite du taux d'onde stationnaire, ou *SWR* (Standing Wave Ratio) [107]. Elle consiste à explorer l'axe du tube avec le microphone de mesure et à relever les positions et les valeurs de minima et des maxima de pression. L'impédance peut alors être calculée à partir du rapport entre les minima et les maxima et à partir de la position du premier minimum par rapport au matériau. Bien qu'il s'agisse d'une technique très répandue, elle n'est pas adaptée à notre cas de figure. En effet, en plus d'être trop longue, elle impose de travailler en fréquence pure.

En 1977, Seybert et Ross [125], on présenté une méthode de mesure de l'impédance en tube de Kundt utilisant deux microphones. Améliorée par la suite par Chung et Blaser [22, 23], elle permet, en mesurant la fonction de transfert entre les deux microphones, de décomposer l'onde acoustique en ses composantes incidente et réfléchi. Cette technique est simple et pratique, elle permet de mesurer l'impédance du matériau sur une large bande de fréquence en un nombre réduit de mesures [109]. Le dispositif est représenté sur le schéma de la figure 6.9.

Si le premier microphone est situé à la distance  $s$  de second et à la distance  $l$  de la surface du matériau où doit être mesurée l'impédance, alors la mesure de la fonction de transfert  $H_{12}(j\omega)$  entre les deux microphones permet de calculer le coefficient de réflexion de l'onde dans le tube et donc l'impédance au niveau des microphones. Par suite, grâce à une formule de transport, l'impédance normale à la surface de l'échantillon est donnée par l'expression 6.3 :

$$Z(\omega) = j\rho_0c_0 \frac{H_{12}(j\omega) \sin(kl) - \sin(k(l-s))}{\cos(k(l-s)) - H_{12}(j\omega) \cos(kl)} \quad (6.3)$$

où  $k$  est le nombre d'onde et  $\rho_0c_0$  l'impédance caractéristique de l'air  $Z_0$ . La connaissance de l'impédance normale de l'échantillon permet de calculer son coefficient d'absorption, correspon-

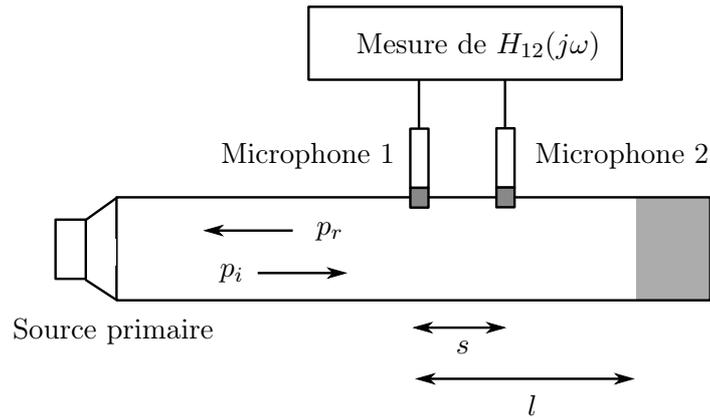


Figure 6.9: Mesure de l'impédance par la méthode de la fonction de transfert. D'après Chung et Blaser [22]

dant à la proportion de l'énergie acoustique absorbée, grâce à l'expression :

$$\alpha(\omega) = 1 - \left| \frac{Z(\omega) - Z_0}{Z(\omega) + Z_0} \right|^2 \quad (6.4)$$

### Mesure la fonction de réponse en fréquence $H_{12}(j\omega)$

Un des points les plus sensibles concerne probablement le choix des microphones et la mesure de la fonction de réponse en fréquence  $H_{12}(j\omega)$ . La plupart du temps, les microphones ne sont appariés ni en phase, ni en sensibilité. Or les erreurs sur  $H_{12}(j\omega)$  engendrées par les déphasages et différences de sensibilité entre les deux microphones peuvent s'avérer très préjudiciables dans la mesure de l'impédance. Principalement, trois solutions peuvent permettre de résoudre ce problème.

Il est tout d'abord possible de calibrer les microphones. En corrigeant les signaux qu'ils délivrent, les déphasages ne sont plus une difficulté quant à la mesure de l'impédance. Cependant, la calibration d'une paire de microphones doit être réalisée au préalable des mesures d'impédance, ce qui multiplie le temps des expérimentations.

Intervertir les microphones et mesurer la fonction de transfert dans chacune des configurations peut également être un moyen de résoudre ce problème. En appelant  $H_{12}^\alpha(j\omega)$  la fonction de réponse en fréquence mesurée pour la première position des microphones et  $H_{12}^\beta(j\omega)$  la réponse après inversion des microphones, la fonction de réponse en fréquence physique  $H_{12}(j\omega)$  est alors donnée par :

$$H_{12}(j\omega) = \left( H_{12}^\alpha(j\omega) H_{12}^\beta(j\omega) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6.5)$$

Quoique précise, cette technique n'est pas forcément avantageuse dans la mesure où elle nécessite de modifier le dispositif expérimental à chaque mesure d'impédance, ce qui peut vite s'avérer fastidieux.

Il est enfin possible, et c'est la solution retenue pour notre dispositif expérimental, de n'utiliser qu'un unique microphone mobile pour mesurer l'impédance de l'échantillon. Pour deux positions du microphone, il nous faut mesurer la fonction de réponse en fréquence entre le signal de référence alimentant la source primaire et le microphone mobile pour les positions 1 et 2. On obtient alors les grandeurs  $H_{ref1}$  et  $H_{ref2}$ . La fonction de transfert  $H_{12}(j\omega)$  est alors donnée par :

$$H_{12}(j\omega) = \frac{H_{ref2}(j\omega)}{H_{ref1}(j\omega)} \quad (6.6)$$

Comme les techniques présentées précédemment, la méthode à un microphone mobile augmente le nombre de mesures à effectuer pour obtenir la valeur de l'impédance. Cependant, contrairement aux autres, elle est simple à mettre en œuvre, il suffit de déplacer la tige supportant le microphone pour l'amener à la position préalablement repérée.

### Remarque sur la position des microphones

Pour mesurer avec précision l'impédance de l'échantillon, la position des microphones, ou, en ce qui nous concerne, les positions du microphone mobile doivent être choisies avec soin. Tout d'abord, il est nécessaire de se placer le plus près possible de l'échantillon à mesurer pour réduire les pertes par les parois latérales. Les positions du microphone doit également permettre d'obtenir un rapport écartement/longueur d'onde judicieux, notamment pour les basses fréquences. Pour un écartement très inférieur à la longueur d'onde, la mesure est sensible aux légers déphasages, ce qui est pénalisant en termes de précision. Enfin, et de manière évidente, il faut éviter de placer le microphone sur un nœud de pression, là où elle atteint un minimum. Cela aurait pour conséquence direct de diminuer le rapport signal sur bruit, et donc de diminuer la qualité de la mesure.

Pour une mesure de l'impédance sur une large bande de fréquence, les positions du microphone sont forcément le fruit d'un compromis entre la précision apportée par la proximité entre le microphone et le poreux, et celle donnée, notamment en basses fréquences, par l'écartement entre deux positions.

## 6.3 Principe de la réalisation d'une impédance quelconque

L'origine du principe de l'absorbant actif à impédance complexe présenté dans cette partie est lié à l'absorbant actif décrit au chapitre 1 de ce mémoire et mis en œuvre expérimentalement dans le cadre de la réduction du bruit transmis par une plaque couplée à une cavité (voir le chapitre 5). Il s'agit d'une évolution de l'absorbant actif dans le sens où il reprend, comme principe général, l'utilisation d'un matériau poreux dont on exploite les propriétés acoustiques.

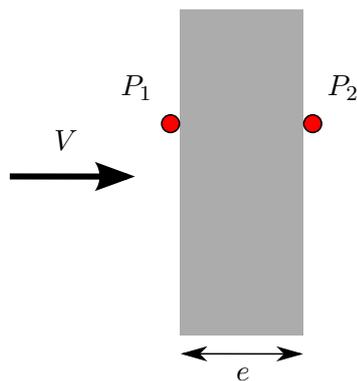


Figure 6.10: La loi de Darcy (statique)

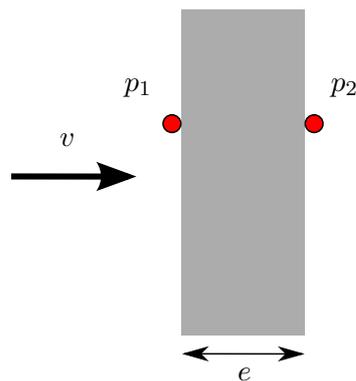


Figure 6.11: La loi de Darcy (acoustique)

### 6.3.1 Principe

#### La loi de Darcy : Rappel

Notons  $\sigma$  la résistivité du matériau poreux utilisé,  $e$  son épaisseur. En le soumettant à une différence de pression statique  $\Delta P = P_1 - P_2$  entre ses faces, un écoulement macroscopique apparaît à travers l'échantillon, de la plus forte vers la plus faible pression (voir la figure 6.10). D'après la loi de Darcy, la vitesse de l'écoulement parcourant un échantillon de résistance  $\sigma e$  est alors proportionnelle à la différence de pression :

$$V = \frac{\Delta P}{\sigma e} \quad (6.7)$$

Aux basses fréquences, le comportement du matériau peut être approché par le comportement en régime permanent. On peut donc considérer que les grandeurs acoustiques correspondant aux grandeurs statiques de l'équation 6.7 vérifient la loi de Darcy (voir la figure 6.11). Ce qui donne :

$$v = \frac{p_1 - p_2}{\sigma e} \quad (6.8)$$

Pour l'absorbant actif précédemment présenté et utilisé, le principe était d'annuler, par contrôle actif, la pression acoustique  $p_2$  à l'arrière du matériaux poreux pour obtenir une impédance ne dépendant que du matériaux poreux :

$$p_2 = 0 \implies Z = \frac{p_1}{v} = \sigma e \quad (6.9)$$

#### Utiliser le matériau poreux pour connaître la vitesse acoustique

La démarche présentée dans cette partie est différente. L'objectif n'est plus d'obtenir une impédance normale fonction des caractéristiques du matériau. Il s'agit d'utiliser les propriétés acoustique du matériau poreux, notamment la loi de Darcy, pour connaître, à tout instant la vitesse acoustique au niveau de la paroi dont on désire contrôler l'impédance.

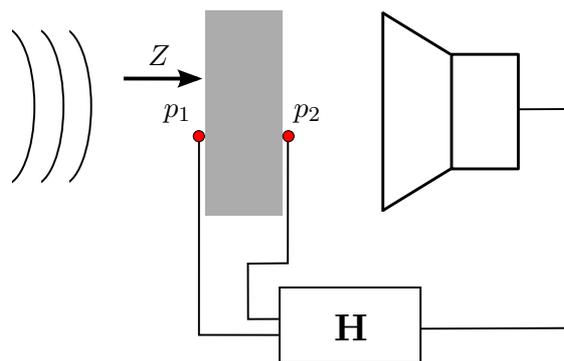


Figure 6.12: Principe de la réalisation d'une impédance complexe

Par rapport aux différents dispositifs présentés dans la partie 6.1, notamment ceux de Guicking [64] et d'Orduña-Bustamante et Nelson [116], cette technique d'évaluation de la vitesse acoustique au voisinage du poreux offre plusieurs avantages. En particulier, la mesure de la vitesse est totalement indépendante de la fréquence, ce qui permet d'envisager un contrôle de l'impédance en large bande. La vitesse étant obtenue par des opérations très simples (additions et gains), le contrôle de l'impédance se trouve facilité et permet ainsi d'obtenir des valeurs d'impédance beaucoup plus variées, alors que les travaux décrits dans la partie 6.1 sont en majorité consacrés à la réalisation d'une absorption ou d'une réflexion parfaite. L'utilisation du matériaux poreux permet également d'accentuer la différence de pression entre les deux microphones de contrôle. La précision de la mesure de la vitesse acoustique est alors améliorée ainsi la précision de l'impédance. Enfin, par rapport à une terminaison du type du dispositif proposé par Orduña-Bustamante et Nelson, le matériau poreux du dispositif présenté ici permet de séparer le système de contrôle de l'environnement qui l'entoure, le protégeant de la chaleur, de la poussière ou de tout élément hostile.

Le schéma de la figure 6.12 présente le dispositif utilisé. Outre le haut-parleur utilisé comme source secondaire dans le cadre du contrôle actif, deux microphones placés de part et d'autre de la couche poreuse permettent de mesurer les pressions acoustiques  $p_1$  et  $p_2$ . L'équation 6.8 donne alors la vitesse acoustique au voisinage de l'échantillon poreux. L'impédance peut donc être directement obtenues par des calculs très simples à partir des pressions mesurées sur les faces du matériau poreux.

$$Z = \frac{p_1}{v} = \sigma e \frac{p_1}{p_1 - p_2} \quad (6.10)$$

Pour réaliser, sur la face avant du poreux, une impédance désirée  $Z_d$ , il faut donc que le contrôleur permette d'obtenir  $Z = Z_d$ , c'est-à-dire :

$$\sigma e \frac{p_1}{p_1 - p_2} = Z_d \quad (6.11)$$

$$Z_d(p_1 - p_2) - \sigma e p_1 = 0 \quad (6.12)$$

Domaine d'étude	Échantillonnage	Coupure
0Hz - 500Hz	1600Hz	600Hz
0Hz - 1000Hz	3000Hz	1100Hz

Tableau 6.1: Fréquences d'échantillonnage et de coupure en fonction du domaine d'étude

Bien qu'il ne s'agisse pas à proprement parler d'un contrôle direct de l'impédance acoustique, pour réaliser l'impédance désirée  $Z_d$  avec le dispositif expérimental à deux microphones et une couche poreuse, le signal d'erreur à annuler par contrôle actif est donc :

$$\epsilon = Z_d(p_1 - p_2) - \sigma e p_1 \quad (6.13)$$

Une mesure préalable des caractéristiques du matériau poreux, notamment du produit  $\sigma e$  est indispensable pour réaliser l'impédance désirée.  $\sigma e$  peut être mesuré en utilisant le même dispositif expérimental. Annuler, par contrôle actif, la pression  $p_2$  nous permet de retrouver le cas de figure correspondant à l'absorbant actif initial. L'impédance est alors égale à  $\sigma e$ . Dans ses travaux de thèse, Sellen [124] a élaboré une méthode d'identification des caractéristiques d'un milieu poreux.

### 6.3.2 Dispositif expérimental

Le schéma de la figure 6.13 décrit l'installation expérimentale utilisée. Disposé à l'extrémité du tube CAMELIA, on trouve le dispositif à deux microphones et couche poreuse décrit précédemment permettant d'obtenir une impédance quelconque. La source secondaire est un haut-parleur alimenté par le contrôleur qui calcule le signal de contre-bruit à partir de la détection et des signaux de pression délivrés par les microphones 1 et 2. Le signal primaire est un bruit blanc sur les bandes 0-500Hz ou 0-1000Hz.

Le microphone mobile utilisé pour mesurer l'impédance est un microphone électret placé à l'extrémité d'une tige d'aluminium (voir figure 6.7). Le haut-parleur primaire est un Focal 4V3211, le haut-parleur secondaire est un Audax HM100. Ils sont alimentés grâce à un amplificateur Nad 912.

Le contrôleur est le même que celui utilisé pour la réalisation du contrôle actif en utilisant trois cellules dans la cavité (voir le chapitre 5), à savoir une carte dSpace DS1103 associée à une batterie de filtres numériques KEMO utilisés pour les fonctions de lissage et d'anti-repliement. Les fréquences d'échantillonnage du contrôleur et de coupure des filtres sont adaptées, au fil des expérimentations, à la bande de fréquence à traiter. Le tableau 6.1 donne ces valeurs. Tous les filtres numériques intégrés aux algorithmes de contrôle décrits dans cette partie (filtres de contrôle, filtres de modélisation des chemins secondaires, filtres de construction du signal d'erreur) sont des filtres FIR à 200 coefficients.

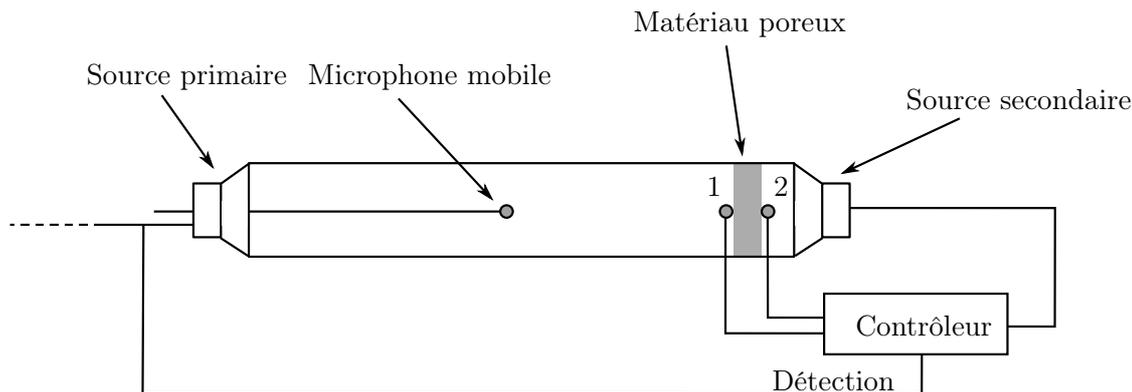


Figure 6.13: Dispositif expérimental dans le tube CAMELIA

### Choix des microphones de contrôle

Pour choisir les deux microphones servant au contrôle actif, nous avons été confronté au même problème que celui évoqué au paragraphe 6.2.2. Il est indispensable, pour le contrôle, que les signaux soient ceux de microphones parfaitement appairés en sensibilité et surtout en phase. Une erreur, même faible, sur l'une de ces grandeurs aurait des conséquences très préjudiciable pour la mesure de la vitesse acoustique dans le matériau poreux, et donc pour le contrôle de l'impédance.

Malheureusement, aucune des solutions évoquées au paragraphe 6.2.2, à savoir, la calibration des microphones, des mesures en les inversant et l'utilisation d'un unique microphone mobile, n'est adaptée à ce problème. En effet, le fait que le contrôle actif utilise ces signaux en temps réel élimine immédiatement les deuxième et troisième solutions. Demeure donc la possibilité de mesurer la fonction des transferts entre les deux microphones et d'appliquer une correction, par filtrage numérique, sur le signal d'un des deux microphones. Cette hypothèse reste purement théorique vue la difficulté de synthétiser un filtre numérique correspondant exactement, notamment en phase, à la correction à apporter au signal.

La seule possibilité envisageable est donc de sélectionner deux microphones particulièrement adaptées à ce cas de figure. Nous avons choisi d'assembler de nombreux microphones électrets et de mesurer la fonction de réponse en fréquence pour chaque paire de microphone. En réalité, pour  $n$  microphones et donc  $n(n - 1)/2$  paires, il suffit de mesurer  $n$  fonctions de transfert, les autres peuvent être reconstruites à partir des premières.

Parmi une population de microphones électret, nous en avons choisi deux dont la fonction de transfert convenait particulièrement, c'est-à-dire un gain le plus proche possible de 1, et surtout, une phase la plus proche possible de 0. La figure 6.14 montre la fonction de transfert entre les deux microphones du couple choisi. On constate qu'ils peuvent être raisonnablement considérés comme appairés en sensibilité et en phase. Pour toutes les expérimentations, ils ont donc été utilisés, sans qu'aucune correction ne soit apportée à leur signaux.

Les microphones ont été montés sur un châssis aux dimensions de la conduite et des rails situés à l'extrémité du tube CAMELIA (voir le paragraphe 6.2.1) pour pouvoir, dans l'assemblage

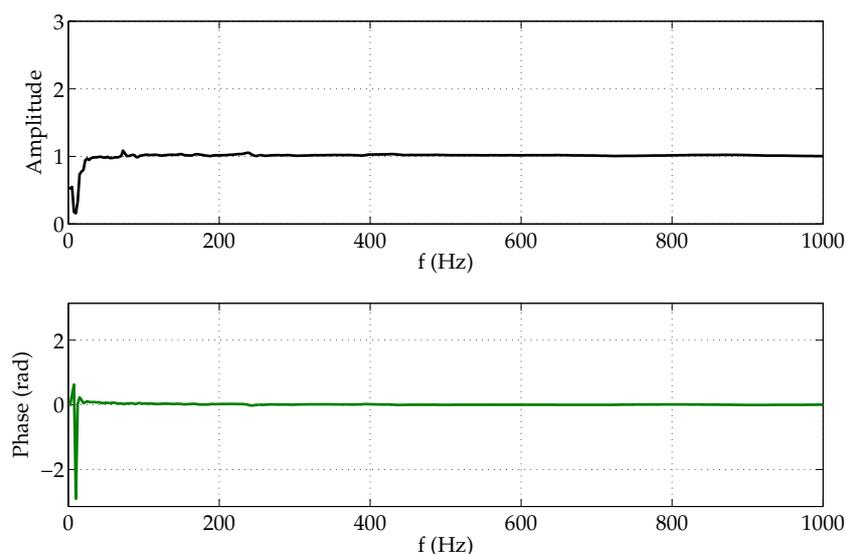


Figure 6.14: Fonction de transfert du couple choisi

du dispositif, être placés très près du matériau poreux (voir la photographie de la figure 6.15).

### Mise en place du matériau poreux

L'impédance normale présentée par l'absorbant actif utilisé au chapitre 5 ne dépend, si le contrôle est correctement réalisé, que du matériau poreux. Il doit être choisi pour que le produit de sa résistivité et de son épaisseur approche l'impédance désirée.

Pour l'absorbant présenté dans cette partie, l'utilisation des deux microphones et la mesure préalable de la résistance du matériau poreux laissent théoriquement la possibilité, pour tout type de matériaux poreux, de réaliser toute valeur d'impédance. Expérimentalement, nous avons évidemment intérêt à choisir un matériau dont la résistance s'approche, dans la mesure du possible, de l'impédance désirée. Il peut également être intéressant de choisir un matériau très résistif, son comportement dit « basses fréquences » (correspondant à la loi de Darcy) est alors vérifié sur une plus large gamme, s'étendant jusqu'à des fréquences plus élevées.

Pour ces expérimentations, deux types de matériau poreux ont été utilisés. Il s'agit de deux tissus métalliques fabriqués par *Gantois*. Le premier est le matériau employé au chapitre 5 pour donner aux absorbants actifs une impédance de  $Z_0$ , appelons-le *i130*. Le second est une toile tissée de manière moins serrée, elle est de plus faible résistivité. Appelons-la *h320*. Dans la suite de ce chapitre, le matériau utilisé sera précisé lors de la présentation de résultats expérimentaux.

Pour la mise en place à l'extrémité du tube CAMELIA, l'échantillon de toile métallique a été pincé entre les châssis des deux microphones de contrôle (voir figure 6.15). Il était ainsi parfaitement fixé sur les côtés de la conduite. Malgré tout, des mesures étonnantes, attribuées à des effets « de membrane » du tissu métallique (voir la figure 6.19), nous ont poussés à

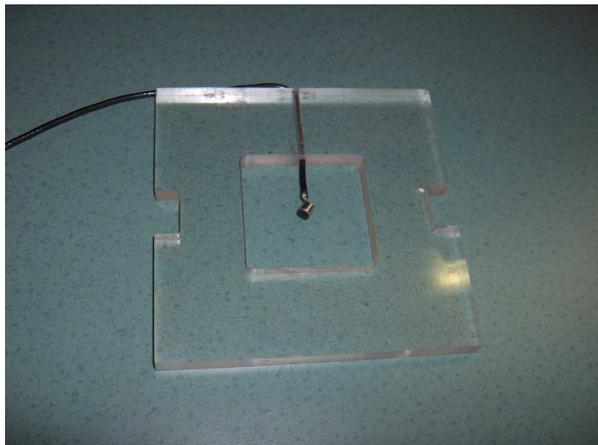


Figure 6.15: Un microphone électret sur son châssis



Figure 6.16: Des grilles pour maintenir le tissu métallique

envisager un système où le poreux serait mieux maintenu, notamment au milieu de la section du tube. Des grilles, aux trous les plus larges possible pour limiter leur influence, ont été utilisées (voir la photographie de la figure 6.16). Une fois le tissu serré entre deux grilles, les effets de « membrane » ont complètement disparu (voir la figure 6.20). Évidemment, la présence de ces grilles n'est pas insignifiante. La résistance de l'ensemble ne peut être considérée comme égale à celle du tissu seul. Logiquement, la mesure préalable de la résistance à deux été réalisée en présence des grilles.

À l'extrémité du tube CAMELIA, l'assemblage suivant a ainsi été effectué. Un premier microphone de contrôle a été placé sur son châssis, puis la couche poreuse constituée d'une grille de maintien, du tissu métallique et de la seconde grille. Le second microphone de contrôle a alors été placé. Après avoir inséré une entretoise permettant de laisser un espace, le haut-parleur de contrôle a été ajouté pour terminer l'assemblage. Le serrage de l'ensemble est assuré par une vis ancrée sur les rails de fixation. Les photographies des figures 6.17 et 6.18 montrent le dispositif avant la mise en place du haut-parleur et en condition d'utilisation.

### Mesure de la résistance du matériau poreux

La mesure de la résistance  $R_\sigma = \sigma e$  du matériau poreux est un préalable indispensable à la mise en œuvre d'un contrôle d'impédance par la méthode décrite dans ce chapitre. Dans ses travaux de thèse, Sellen [124] a conçu et détaillé une procédure d'identification des caractéristiques d'un matériau poreux dans un tube de Kundt. Dans notre situation, la résistance peut être déterminée en annulant, par un simple contrôle actif, la pression  $p_2$ . D'après l'équation 6.10, l'impédance alors mesurée est égale la résistance, produit de la résistivité et de l'épaisseur du matériau. La figure 6.20 présente la résistance mesurée pour la toile métallique h320 maintenue entre deux grilles perforées. On constate que la résistance mesurée peut être considérée constante sur tout le domaine fréquentiel d'étude. La partie imaginaire est légèrement positive, elle sera prise pour



Figure 6.17: Vue de l'assemblage : le microphone 2

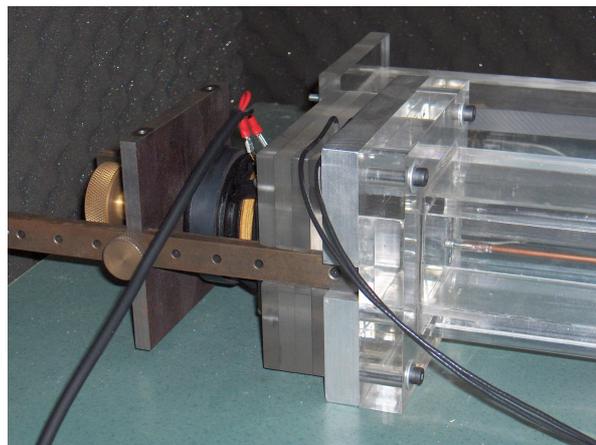


Figure 6.18: L'assemblage en conditions d'utilisation

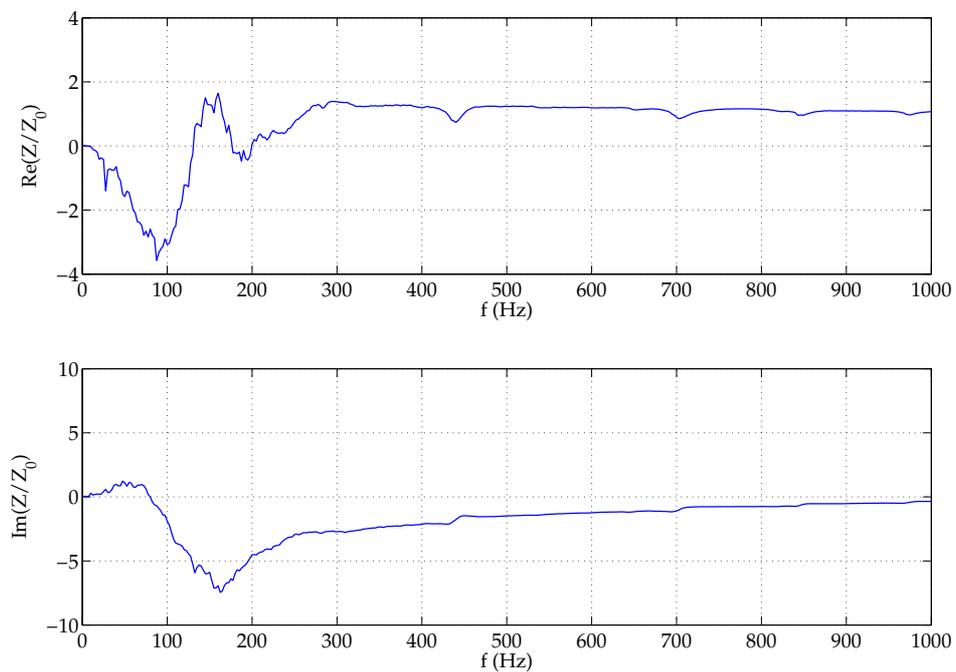


Figure 6.19: Mesure de la résistance du matériau poreux (toile *i130*) sans grilles

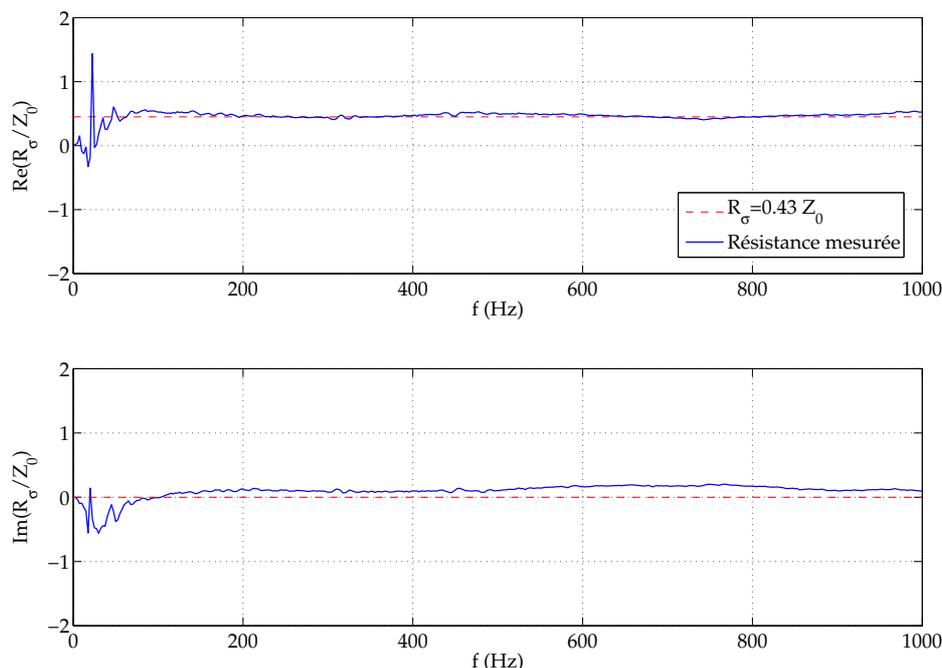


Figure 6.20: Mesure de la résistance du matériau poreux (tissu *h320* et grilles perforées)

nulle. La courbe tracée en pointillés est la valeur moyenne, retenue pour le calcul de l'erreur à annuler dans le cadre du contrôle actif d'impédance (voir l'équation 6.13). Pour le tissu *h320* maintenu entre deux grilles, on a  $R_\sigma = 0.43Z_0$ .

## 6.4 Les algorithmes de contrôle et la mise en œuvre expérimentale

L'idée de cet absorbant actif à impédance quelconque est née des premières expérimentations destinées à réduire le bruit transmis par l'encoffrement académique (voir les chapitres 4 et 5). L'objectif est de mieux approcher l'impédance optimale en réalisant deux types d'impédance différents sur deux bandes de fréquence. Le rôle du contrôleur est donc d'annuler le signal d'erreur  $e = Z_d(p_1 - p_2) - R_\sigma p_1$  sur tout le domaine fréquentiel de l'étude, alors que  $Z_d$  est un complexe dont la valeur dépend de la fréquence.

C'est évidemment, comme pour les expérimentations précédentes, une approche *feedforward* qui a été retenue pour mettre en œuvre ce contrôle, avec comme base l'algorithme adaptatif FXLMS présenté au chapitre 5. Bien que le dispositif soit doté de deux microphones de contrôle et d'une source secondaire, le contrôle n'a qu'un unique signal d'erreur à annuler. Nous nous situons donc dans le cas **SISO** (Single Input - Single Output). Le signal d'erreur doit être

construit par le DSP en fonction des signaux d'entrée qui sont ceux délivrés par les microphones de contrôle.

Deux approches ont été envisagées pour parvenir à réaliser des impédances différentes selon la bande de fréquence. La première ne met en jeu qu'un unique algorithme FXLMS. Le design de l'impédance dépend alors de la construction du signal d'erreur. La seconde stratégie utilise un algorithme FXLMS par bande de fréquence. Au sein de chaque domaine, la construction de l'erreur est alors plus simple.

#### 6.4.1 Structure à un bloc FXLMS

Le principe de cette démarche est de n'utiliser qu'un seul algorithme FXLMS pour réaliser le contrôle actif d'impédance sur tout le domaine fréquentiel d'étude. Les différentes valeurs de l'impédance désirée doivent donc être intégrées au calcul du signal d'erreur. Le paragraphe 6.3 a abouti à une formulation de l'erreur à annuler en fonction de l'impédance désirée :

$$e = Z_d(p_1 - p_2) - R_\sigma p_1 \quad (6.14)$$

Ne perdons pas de vue que notre objectif est de réaliser une impédance dont la valeur dépend de la fréquence. L'équation 6.14 doit donc être écrite dans le domaine fréquentiel :

$$E(\omega) = Z_d(\omega) (P_1(\omega) - P_2(\omega)) - \sigma e P_1(\omega) \quad (6.15)$$

On constate donc que si on est en mesure de trouver un filtre numérique FIR  $\mathbf{H}_Z$  dont la réponse complexe en fréquence correspond à l'impédance désirée, alors il suffit d'appliquer ce filtre au signal  $p_1 - p_2$  pour pouvoir construire le signal d'erreur pour tout le domaine fréquentiel, dont la valeur à l'instant  $n$  est donnée par :

$$e(n) = \mathbf{H}_Z^T [\mathbf{p}_1(n) - \mathbf{p}_2(n)] - R_\sigma p_1(n) \quad (6.16)$$

où  $\mathbf{H}_Z^T$  est le vecteur des  $L$  coefficients du filtre FIR dont la réponse correspond à l'impédance désirée, le réel  $R_\sigma$  la résistance du matériau poreux mesurée préalablement,  $p_1(n)$  l'image de la pression au microphone 1 à l'instant  $n$  et  $\mathbf{p}_1(n)$  et  $\mathbf{p}_2(n)$  des vecteurs définis par :

$$\mathbf{p}_i(n) = [p_i(n) \quad p_i(n-1) \quad \dots \quad p_i(n-L+1)]^T \quad (6.17)$$

L'objectif du contrôleur est d'annuler  $e(n)$ . L'algorithme LMS à référence filtrée est tout à fait adapté à cette situation. Ce cas est toutefois plus compliqué qu'un simple contrôle actif de pression où on se contente de filtrer la référence par une modélisation de la fonction de transfert secondaire entre la source secondaire et le microphone de contrôle (voir le paragraphe 5.2.2). La référence filtrée doit être construite de la même manière que le signal d'erreur. Dans leur ouvrage référence, Kuo et Morgan [79] abordent la question du filtrage du signal d'erreur sans

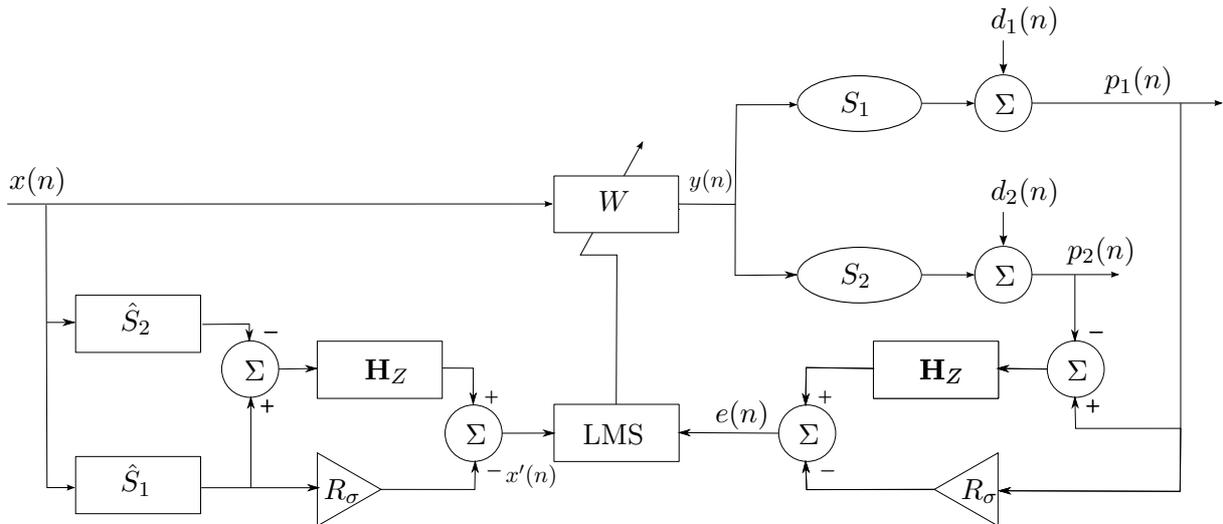


Figure 6.21: L'algorithme FXLMS adapté au contrôle d'impédance à deux microphones

pour autant traiter le cas où l'erreur est calculée à partir de plusieurs signaux en entrée du DSP. Le schéma bloc de la figure 6.21 décrit l'algorithme inspiré du FXLMS. On y retrouve  $x(n)$  le signal de référence,  $W$  la fonction de transfert réalisée par le contrôleur,  $y(n)$  le signal de contre-bruit calculé par le contrôleur,  $p_1(n)$  et  $p_2(n)$  les pressions aux microphones 1 et 2 composées de la somme des bruits primaires  $d_1(n)$  et  $d_2(n)$  et des contre-bruits après propagation par les chemins secondaires  $S_1$  et  $S_2$ ,  $\mathbf{H}_Z$  le filtre numérique correspondant à l'impédance désirée,  $e(n)$  le signal d'erreur à annuler. On retrouve également la partie consacrée au calcul de la référence filtrée  $x'(n)$  utilisant le même schéma que la calcul de l'erreur, mais à partir de la référence  $x(n)$  après propagation par les chemins secondaires modélisés  $\hat{S}_1$  et  $\hat{S}_2$ . Il est à noter que les blocs ellipsoïdaux représentent des fonctions de transfert physiques et les blocs rectangulaires des fonctions de transfert numériques. Enfin, les blocs triangulaires sont des gains, des simples multiplications par des réels.

### Synthèse du filtre $\mathbf{H}_Z$

Le principe d'obtention d'une impédance quelconque est finalement relativement simple et l'efficacité de l'algorithme FXLMS n'est plus à prouver. La principale difficulté de cette méthode réside dans la synthèse du filtre FIR  $\mathbf{H}_Z$  à l'image de l'impédance désirée. Il existe différentes méthodes pour calculer les coefficients d'un filtre numérique à partir de sa fonction de réponse en fréquence, mais ce n'est pas l'objet de ce mémoire que d'en faire un exposé exhaustif. Deux techniques ont été envisagées : l'utilisation de la transformée discrète inverse de Fourier et la méthode des moindres carrés fréquentielle.

Dans la majorité des problèmes de filtrage numérique, l'attention se porte principalement sur l'amplitude de la fonction de réponse en fréquence et non sur sa phase. En effet, rares sont

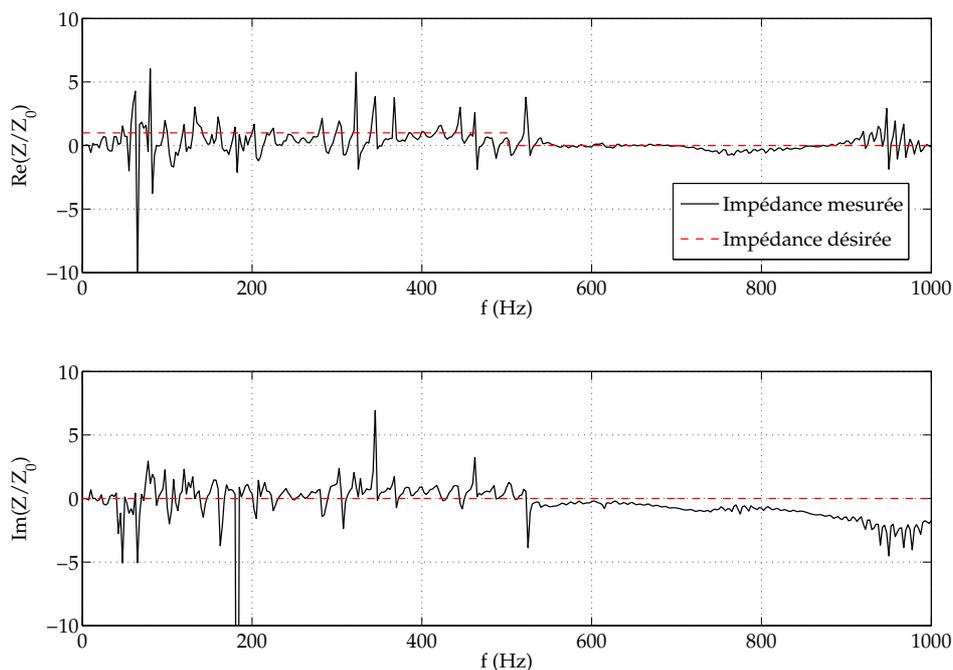


Figure 6.22: Comparaison entre les impédances désirée et mesurée - Structure à un Bloc FXLMS

les situations où la phase présente un intérêt particulier. Le contrôle actif dans sa globalité en est indéniablement une. Si les méthodes de synthèse de filtres FIR permettent, en leur donnant suffisamment de coefficients, de se conformer à un gabarit pour l'amplitude de la réponse, la phase est très nettement plus difficile à maîtriser. Par la suite, cet élément pourrait être déterminant dans la réalisation de l'impédance désirée.

### Validation de la méthode

Avant de se consacrer à la réalisation de l'impédance optimale qui constituait l'objectif de cette partie, il était intéressant de valider cette méthode d'obtention d'une impédance composée sur un cas plus simple. Nous nous sommes donc fixé comme objectif, pour cette première expérimentation, une impédance réduite de 1 sur la bande 0-500Hz et une impédance de 0 sur 500-1000Hz. C'est un cas relativement simple d'une part parce qu'il correspond environ à la condition  $p_2 = 0$  sur 0-500Hz et surtout à  $p_1 = 0$  sur 500-1000Hz, mais aussi notamment parce que le filtre numérique correspondant à l'impédance désirée est un simple filtre passe-bas.

Bien que ce cas soit simple, il a été impossible, comme nous l'avions pressenti, d'obtenir un filtre à phase nulle. Nous avons donc dû nous contenter de maîtriser le module de la réponse du filtre. La figure 6.22 présente l'impédance mesurée dans le tube CAMELIA et l'impédance désirée. On constate que le système se comporte bien de deux manières différentes sur les deux parties du domaine fréquentiel. Sur 0-500Hz, alors que nous désirions une impédance réduite de

1, l'impédance mesurée est très chaotique, tant en partie réelle qu'en partie imaginaire. Il s'agit de l'effet direct de la non-maîtrise de la phase du filtre numérique  $\mathbf{H}_Z$ . En effet, si on considère le calcul du signal d'erreur (équation 6.15), l'annulation de l'erreur ne correspond à la condition  $p_2 = 0$  que si les signaux  $\sigma e P_1(\omega)$  et  $Z_d(\omega)P_1(\omega)$  ne sont pas déphasés. Ils peuvent alors se compenser et l'égalité  $\sigma e P_1(\omega) = Z_d(\omega)P_1(\omega)$  donne alors immédiatement, si l'erreur  $E(\omega)$  est nulle, la condition voulue  $P_2(\omega) = 0$ .

Sur 500-1000Hz, la réponse du filtre peut être considérée comme nulle, il n'est alors plus question de phase. Dans l'équation 6.15, pour une erreur nulle, l'égalité  $Z_d(\omega) = 0$  donne immédiatement la condition voulue  $p_1 = 0$ . L'impédance mesurée sur ce domaine est donc beaucoup moins accidentée, elle est par ailleurs proche de 0, notamment en ce qui concerne la partie réelle. Malgré tout, cette mesure ne peut pas nous permettre de valider cette méthode de contrôle pour la réalisation d'une impédance composée. Elle est basée sur un principe simple à mettre en œuvre, mais les difficultés inhérentes à la synthèse d'un filtre numérique dont la réponse correspond exactement à l'impédance désirée se révèlent rédhibitoires. Il nous faut donc considérer une autre stratégie, ne mettant pas en jeu des filtres numériques trop complexes à synthétiser.

### 6.4.2 Structures utilisant un bloc FXLMS par bande de fréquence

Pour contourner le problème dû à la synthèse du filtre FIR  $\mathbf{H}_Z$ , tout en proposant une impédance dont la valeur varie selon la bande de fréquence, nous avons donc envisagé une stratégie où les différentes parties du domaine fréquentiel sont totalement indépendantes. Cette approche présente de nombreux avantages. Elle simplifie notamment la forme de l'impédance désirée au sein de chaque sous-domaine, la rendant plus facile à obtenir.

À nouveau basé sur l'algorithme FXLMS dans sa version SISO, son principe est simple. Il s'agit de filtrer les signaux des microphones de contrôle et de la référence après propagation par la modélisation des fonctions de transfert secondaires pour construire un signal d'erreur et une référence filtrée par bande de fréquence. Ces signaux sont alors exploités par un algorithme SISO-FXLMS par sous-domaine, chacun ayant pour objectif d'annuler le signal d'erreur propre à son sous-domaine fréquentiel et donc de réaliser la condition d'impédance voulue sur cette bande de fréquence. Le signal de contre-bruit transmis au haut-parleur de contrôle simplement obtenu en sommant les contributions calculées par chacun des blocs FXLMS.

Sur chaque sous-domaine fréquentiel, le signal d'erreur peut être construit en utilisant une forme particulière de l'impédance. Il est ainsi possible de constituer un signal d'erreur si, sur le sous-domaine, l'impédance cible est de type :

- réelle et constante
- imaginaire pure proportionnelle à la fréquence

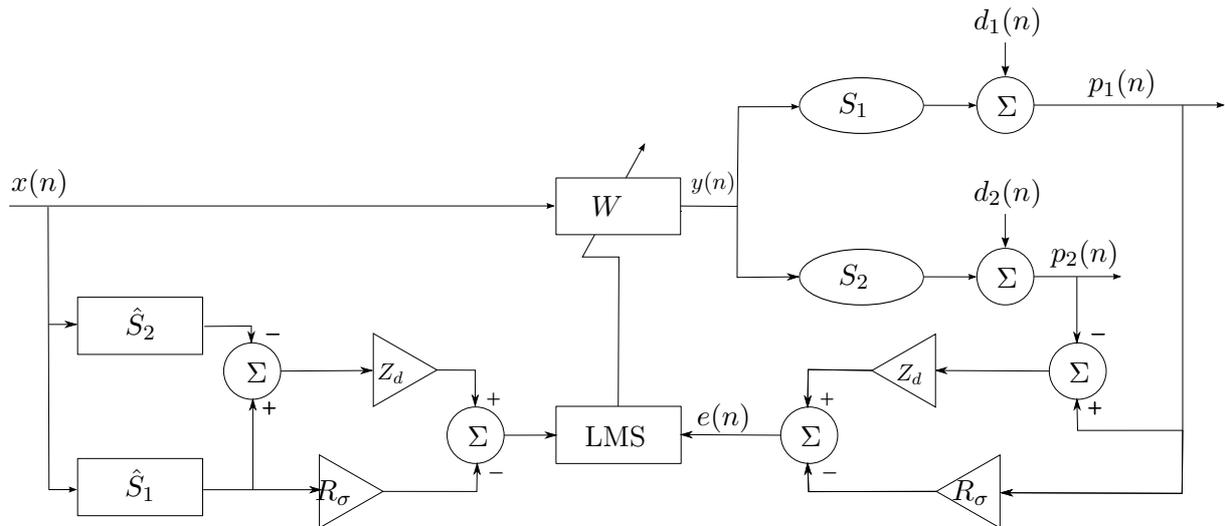


Figure 6.23: Algorithme FXLMS pour un sous-domaine fréquentiel - Obtention d'une impédance réelle constante  $Z_d$

- complexe avec une partie réelle constante et une partie imaginaire proportionnelle à la fréquence

Ces trois cas sont étudiés successivement pour pouvoir aboutir à un algorithme permettant d'obtenir l'impédance cible.

### Construction du signal d'erreur

L'équation 6.15 donnant la valeur du signal d'erreur dans le domaine fréquentiel en fonction des signaux des microphones de contrôle est évidemment valable sur chaque sous-domaine. On a donc :

$$E(\omega) = Z_d(\omega) (P_1(\omega) - P_2(\omega)) - R_\sigma P_1(\omega) \quad (6.18)$$

La construction du signal d'erreur correspondant à l'équation 6.18 dépend alors de la nature de l'impédance désirée sur le sous-domaine. Plusieurs cas de figures sont envisageables. Il est tout d'abord possible d'obtenir une impédance **réelle constante** sur la bande de fréquence.  $Z_d(\omega)$  correspond alors à un simple gain : une multiplication par un réel. Dans le domaine temporel, l'erreur peut donc être construite de la manière suivante :

$$e(n) = Z_d (p_1(n) - p_2(n)) - R_\sigma p_1(n) \quad (6.19)$$

Le schéma bloc de la figure 6.23 montre l'algorithme FXLMS correspondant à un sous-domaine fréquentiel permettant d'obtenir une impédance réelle constante. On y retrouve le calcul de l'erreur d'après l'équation 6.19. La référence filtrée est également construite de la même manière.

L'impédance désirée, présentée en début de chapitre, comporte une zone où sa partie réelle est

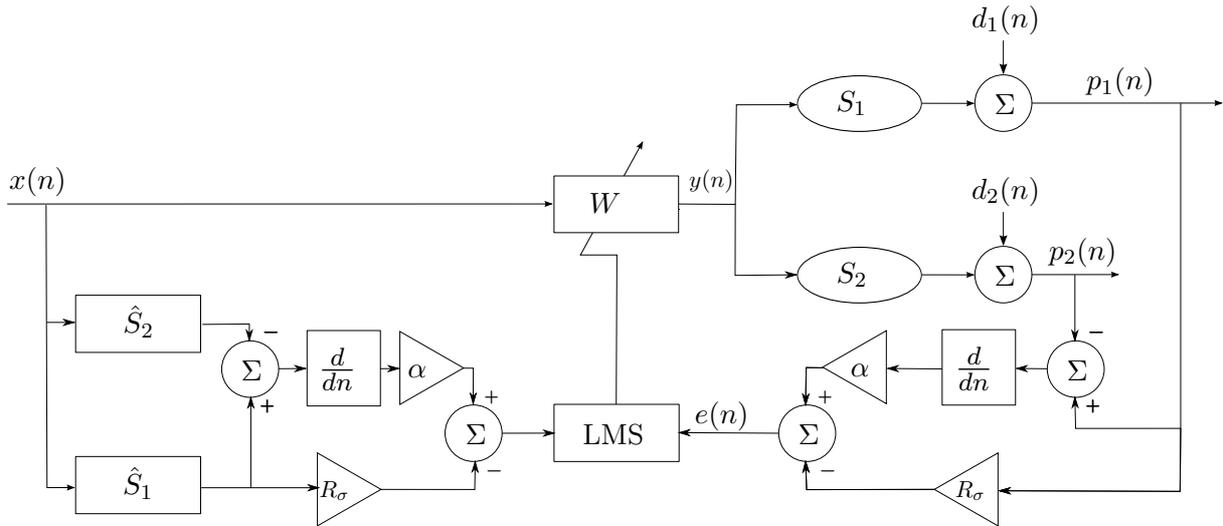


Figure 6.24: Algorithme FXLMS pour un sous-domaine fréquentiel - Obtention d'une impédance imaginaire

nulle et où **sa partie imaginaire est proportionnelle à la fréquence**. Sur ce sous-domaine, elle peut donc être écrite sous la forme  $Z_d(\omega) = i\alpha\omega$  où  $\alpha$  est le coefficient de proportionnalité entre la partie imaginaire de l'impédance et la pulsation. Dans le domaine fréquentiel, l'erreur devient donc :

$$E(\omega) = i\alpha\omega (P_1(\omega) - P_2(\omega)) - R_\sigma P_1(\omega) \quad (6.20)$$

$$E(\omega) = \alpha (i\omega P_1(\omega) - i\omega P_2(\omega)) - R_\sigma P_1(\omega) \quad (6.21)$$

On voit ainsi apparaître les termes  $i\omega P_k(\omega)$  correspondant, dans le domaine fréquentiel, à la dérivée de la pression mesurée par le microphone  $k$ . Dans le domaine temporel, le signal d'erreur pour un tel type d'impédance peut donc s'écrire :

$$e(n) = \alpha (p_1'(n) - p_2'(n)) - R_\sigma p_1(n) \quad (6.22)$$

où  $p_k'(n)$  est la dérivée temporelle de  $p_k(n)$ . En notant que la somme des dérivées est la dérivée de la somme, le nombre d'opération peut être réduit en écrivant le signal d'erreur sous la forme :

$$e(n) = \alpha (p_1 - p_2)'(n) - R_\sigma p_1(n) \quad (6.23)$$

Le schéma bloc de la figure 6.24 montre l'algorithme FXLMS permettant, sur un sous-domaine fréquentiel, d'obtenir une impédance imaginaire pure proportionnelle à la fréquence. On y retrouve le calcul de l'erreur d'après l'équation 6.23. La référence filtrée  $x'(n)$  est encore construite de la même manière.





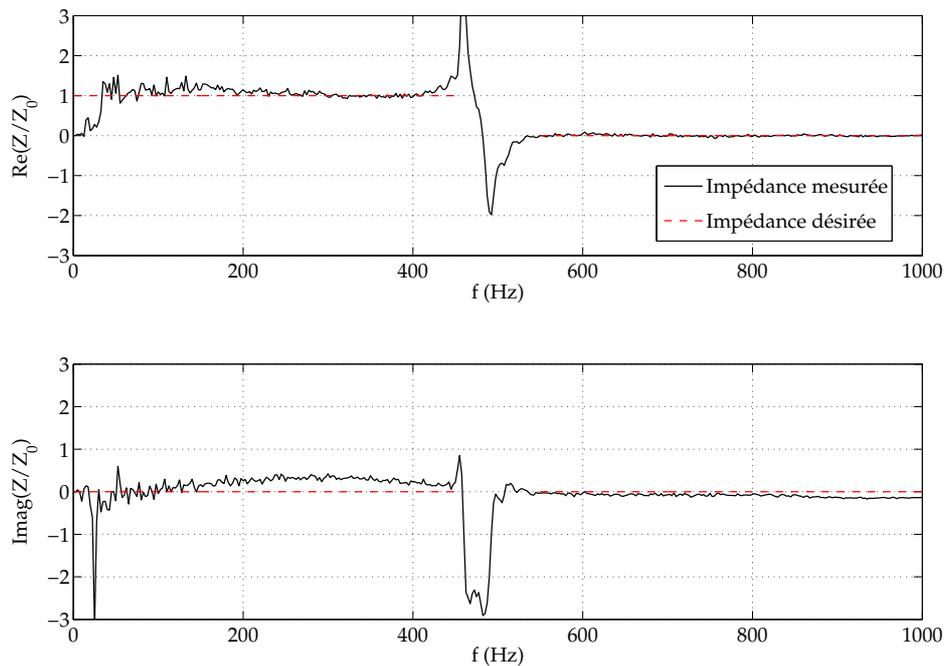


Figure 6.27: Validation de la méthode à un bloc FXLMS par bande de fréquence

pour la construction des signaux d'erreur sont données dans le tableau 6.2.

	Sous-domaine d'étude	Impédance désirée	$Z_k$	$\alpha_k$
1	0-450Hz	$1 + 0i$	1	0
2	550-1000Hz	$0 + 0i$	0	0

Tableau 6.2: Valeur utilisées pour la construction des signaux d'erreur - Validation de la méthode à un bloc FXLMS par bande de fréquence

Le figure 6.27 présente les impédance désirée et mesurée. On constate que, sur chacun des sous-domaines, l'impédance mesurée est proche de l'impédance désirée. Si l'impédance nulle dans les hautes fréquences s'obtient plutôt facilement, en annulant la pression  $p_1$ , dans les basses fréquences, l'impédance réduite de 1 avait été impossible à obtenir avec la méthode précédente (voir le paragraphe 6.4.1 et la figure 6.22). En séparant les sous-domaines fréquentiels, ce cas test d'impédance est réalisée très correctement, ce qui permet de valider la méthode de contrôle de l'impédance utilisée ici. Il est à noter que, dans la « zone neutre » 450-550Hz, l'impédance n'est pas maîtrisée par le système de contrôle. La liaison entre les deux sous-domaines est relativement accidentée, l'impédance prend des valeurs atypiques, notamment négatives. Le choix de cette « zone neutre » doit donc être fait avec soin pour correspondre à une zone où le système est moins sensible, par exemple une bande de fréquence où il ne présente pas de résonance.

	Sous-domaine d'étude	Impédance désirée	$Z_k$	$\alpha_k$
1	0-450Hz	$0 + i0.0038f$	0	$6 \cdot 10^{-4}$
2	550-1000Hz	$1 + 0i$	1	0

Tableau 6.3: Valeur utilisées pour la construction des signaux d'erreur - 1er cas d'impédance cible

### Réalisation de l'impédance désirée

Avant de se consacrer à la réalisation de l'impédance complexe destinée au système cavité-plaque dont traitent les chapitres précédents de ce mémoire, il semble pertinent d'essayer d'obtenir une impédance du même type sur des domaines fréquentiels où le contrôle et la mesure de l'impédance sont plus confortables. Les expérimentations décrites ici se composent donc de trois étapes successives. La difficulté des impédances à réaliser est croissante.

**Le premier cas d'impédance cible**, sur 0-1000Hz, se décompose en deux sous-domaine 0-450Hz et 550-1000Hz. Sur le premier, elle est de partie réelle nulle et de partie imaginaire positive proportionnelle à la fréquence. Sur la deuxième partie, il s'agit d'obtenir  $Z = Z_0$ . En dehors des domaines fréquentiels mis en jeu et le signe de la partie imaginaire, cette impédance est similaire à celle qui constitue l'objectif final de ces expérimentations. La justification de cette partie imaginaire positive est qu'elle respecte mieux le comportement naturel du matériau (voir la figure 6.20). Cette impédance cible est donc théoriquement moins exigeante pour le système de contrôle. Les valeurs utilisées pour la construction des signaux d'erreur sont données dans le tableau 6.3. Le tissu métallique utilisé est le *h320*, il est maintenu entre deux grilles. La figure 6.28 montre l'impédance mesurée et la compare avec l'impédance cible. On constate que l'impédance mesurée correspond bien à la cible sur les deux parties du domaine fréquentiel, en particulier dans les basses fréquences où la partie imaginaire est bien proportionnelle à la fréquence. Sur le sous-domaine 550-1000Hz, la partie réelle de l'impédance réduite est bien égale à 1, mais la partie imaginaire n'est pas nulle. Ce phénomène est le même que celui observé lors de la mesure de la résistance du matériau poreux (voir figure 6.20). Ces résultats étant particulièrement satisfaisants, notamment quant au contrôle de la partie imaginaire dans les basses fréquences, ils permettent d'envisager un nouveau cas d'impédance cible.

**Le second cas d'impédance cible**, également sur 0-1000Hz, se décompose en deux sous-domaine. Sur 0-450Hz, elle est de partie réelle nulle. Sa partie imaginaire est négative et proportionnelle à la fréquence. Comme pour le cas précédent, l'impédance cible réduite vaut 1 sur 550-1000Hz. Elle est quasiment identique à celle du cas de figure précédent, la seule différence réside dans le signe de la partie imaginaire dans les basses fréquences. Dans le cas précédent, la partie imaginaire positive respectait le comportement naturel du matériau. Ici, la partie imaginaire négative va à son encontre. Il s'agit d'une véritable difficulté pour le système de contrôle de l'impédance. Les valeurs utilisées pour la construction des signaux d'erreur sont données dans le tableau 6.4. À nouveau, le tissu métallique utilisé est le *h320* maintenu entre

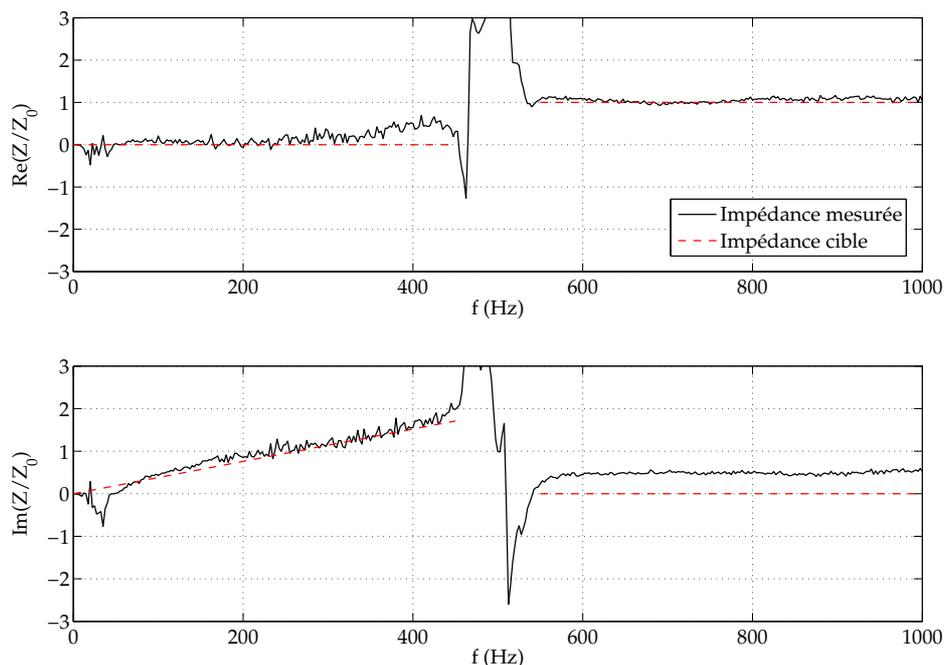


Figure 6.28: Comparaison entre les impédances désirée et mesurée - 1er cas d'impédance cible

	Sous-domaine d'étude	Impédance désirée	$Z_k$	$\alpha_k$
1	0-450Hz	$0 - i0.0038f$	0	$-6 \cdot 10^{-4}$
2	550-1000Hz	$1 + 0i$	1	0

Tableau 6.4: Valeur utilisées pour la construction des signaux d'erreur - 2ème cas d'impédance cible

deux grilles. La figure 6.29 montre l'impédance mesurée et la compare avec l'impédance cible. Comme pour le cas, précédent les résultats sont bons, l'impédance mesurée est proche de la cible. Le sous-domaine 550-1000Hz ne pose pas plus de problème que lors du cas précédent. Le contrôle de la partie imaginaire de l'impédance est en revanche moins précis sur le sous-domaine 0-450Hz. L'erreur relative peut aller jusqu'à 20% environ à 400Hz, mais la tendance de la partie imaginaire mesurée est fidèle à la cible.

**Le troisième cas d'impédance cible**, enfin, est celui destiné à être appliqué au système cavité-plaque des chapitre précédents. Il est équivalent au second cas, mais les fréquence sont adaptées à l'encoffrement académique dont traite ce mémoire. Le contrôle s'effectue sur 0-500Hz. L'impédance cible se décompose en deux sous-domaines. Sur 0-125Hz, elle est de partie réelle nulle, de partie négative, proportionnelle à la fréquence, la pente est la même que pour le deuxième cas. Sur le sous-domaine 200-500Hz, l'impédance cible vaut  $Z_0$ . Le tableau 6.5 donne les valeurs utilisées pour la construction des signaux d'erreur. Le tissu métallique utilise

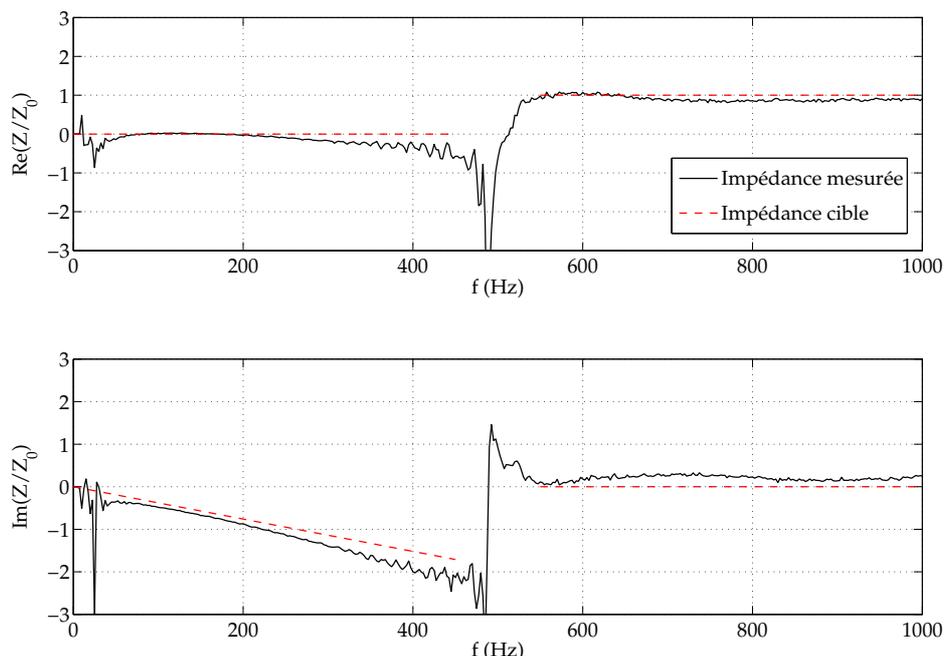


Figure 6.29: Comparaison entre les impédances désirée et mesurée - 2ème cas d'impédance cible

	Sous-domaine d'étude	Impédance désirée	$Z_k$	$\alpha_k$
1	0-125Hz	$0 - i0.0038f$	0	$-6 \cdot 10^{-4}$
2	200-500Hz	$1 + 0i$	1	0

Tableau 6.5: Valeur utilisées pour la construction des signaux d'erreur - 3ème cas d'impédance cible

est encore le *h320* entre deux grilles perforées. La figure 6.30 montre l'impédance mesurée dans le tube CAMELIA. De manière évidente, les courbes sont plus accidentées que pour les cas précédents où le contrôle et la mesure étaient effectués sur 0-1000Hz. En dessous de 30Hz, vues les réponses des haut-parleurs et des microphones de contrôle, le rapport signal sur bruit est trop faible pour pouvoir accorder du crédit aux valeurs mesurées. À partir de 50Hz, le contrôle de la partie imaginaire de l'impédance est précis, sa partie réelle est très proche de 0. L'impédance mesurée est conforme à l'impédance cible sur la première partie du domaine. Sur 200-500Hz, les mesures sont également intéressantes. La partie réelle de l'impédance réduite est comprise entre 0.8 et 1.1, elle est donc proche de l'impédance cible. La partie imaginaire est censée être nulle. Si on excepte le pic situé autour de 200Hz dû à la liaison entre les deux sous-domaines, elle ne dépasse pas 0.1. On peut donc considérer que, malgré des difficultés dues à des fréquences mises en jeu plus basses et à une « zone neutre » automatiquement plus étroite, l'impédance réalisée dans ce troisième cas est raisonnablement conforme à l'impédance cible.

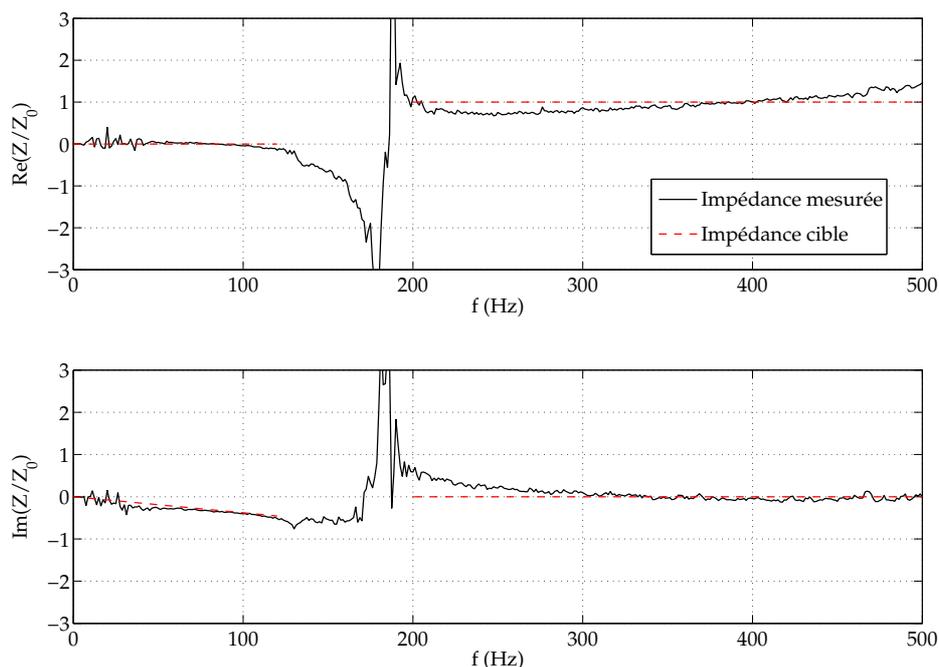


Figure 6.30: Comparaison entre les impédances désirée et mesurée - 3<sup>ème</sup> cas d'impédance cible

### Prévision de puissance rayonnée par le système cavité-plaque

Le troisième cas d'impédance cible présentée au paragraphe précédent correspond à la nouvelle stratégie à laquelle a abouti le chapitre 5 pour réduire le bruit transmis par la plaque flexible couplée à la cavité. Le principe de cette stratégie est de distinguer deux sous-domaines fréquentiels et de réaliser sur chacun des impédances de types différents. La transition s'effectue autour de 175Hz. Au-delà, la stratégie précédente qui consistait à absorber l'énergie acoustique de la cavité avec des absorbants d'impédance  $Z = Z_0$  semble pertinente. En dessous de 175Hz, la stratégie d'absorption n'a aucun effet. Le principe est donc de mieux s'approcher de l'impédance optimale précédemment calculée, notamment au niveau des pics les plus importants. L'impédance cible sur ce sous-domaine est donc de partie réelle nulle, sa partie imaginaire est négative et proportionnelle à la fréquence.

L'objectif des expérimentations décrites dans ce chapitre est de s'approcher de cette impédance cible dans un tube de Kundt, c'est-à-dire dans le cadre d'un champ acoustique unidimensionnel. Les résultats obtenus sont ceux du troisième cas de figure. Ce principe et ces résultats ne sont évidemment pas transposable directement pour un champ acoustique en trois dimensions comme celui du système cavité plaque. Ils permettent malgré tout d'établir une estimation de la réduction apportée par des absorbants présentant une telle impédance. Les valeurs de l'impédance mesurées pour le troisième cas de figure ont donc été utilisées pour prévoir, grâce au

modèle décrit au chapitre 3, la puissance acoustique transmise par la plaque couplée à la cavité.

La figure 6.31 donne ces résultats pour la configuration B (les cellules absorbantes sont réparties dans les coins du fond de la cavité, voir le chapitre 4). On peut y voir la puissance rayonnée par la plaque dans le cas non traité, avec des absorbants d'impédance  $Z_0$  et avec des cellules absorbantes dont l'impédance est celle réalisée dans le tube de Kundt. Les traits fins donnent la puissance en bandes fines, les traits forts la puissance par tiers d'octave. On constate que les performances de réduction sont approximativement les mêmes pour la bande de fréquence 200-500Hz. C'est un résultat attendu, l'impédance cible mise en œuvre conserve la même stratégie d'absorption  $Z = Z_0$  pour ces fréquences. En revanche, sur la bande de fréquence 50-200Hz, l'impédance complexe améliore sensiblement la réduction, notamment au niveau des pics situés à 69Hz et 79Hz. À ces fréquences, grâce à l'impédance complexe, la puissance rayonnée diminue de 5dB alors que les absorbants  $Z = Z_0$  n'ont aucun effet. Réaliser une impédance proche de l'impédance optimale sur cette bande de fréquence permet également de réduire la puissance rayonnée en dehors de ces pics. Entre les résonances, elle diminue parfois de près de 10dB. Malgré tout, l'effet de cette réduction « hors résonances » est bien moindre, la puissance mise en jeu étant nettement plus faible que sur les pics.

À 125Hz commence la « zone neutre » où l'impédance n'est pas contrôlée. L'impédance réalisée s'éloigne donc de l'impédance optimale et la réduction diminue logiquement. Comme évoqué précédemment, la « zone neutre » doit être choisie avec soin, l'impédance peut prendre des valeurs néfastes pour le système si cette bande de fréquence inclut une résonance. Ici, entre 125Hz et 200Hz, le module de l'impédance augmente. Un effet est visible à 186Hz où la puissance rayonnée est plus importante avec l'impédance complexe que dans le cas non traité. L'influence reste faible, la puissance rayonnée par la plaque sur 125Hz-200Hz est faible comparée aux autres parties du domaine fréquentiel de l'étude.

## 6.5 Conclusions

Le but initial de ce chapitre était l'amélioration de la stratégie déterminée au chapitre 4 et mise en œuvre expérimentalement au chapitre 5 pour réduire le bruit transmis par l'encoffrement académique étudié dans ce mémoire. Le comportement vibro-acoustique du système pouvant être divisé en deux bandes de fréquence distinctes, il s'agissait de réaliser des absorbants actifs dont l'impédance est imaginaire pure sur 0-125Hz et réelle sur 200-500Hz. L'objectif des expérimentations décrites dans ce chapitre comporte donc deux points indépendants :

- Contrôler la valeur complexe de l'impédance. Alors que les absorbants utilisés précédemment ne pouvaient présenter qu'une impédance théoriquement réelle, l'impédance cible est imaginaire pure sur le premier sous-domaine fréquentiel.
- Obtenir des impédances de types différents selon la bande de fréquence. En effet, l'impédance  $Z = Z_0$  permet une bonne réduction du bruit transmis sur 200-500Hz. Elle est

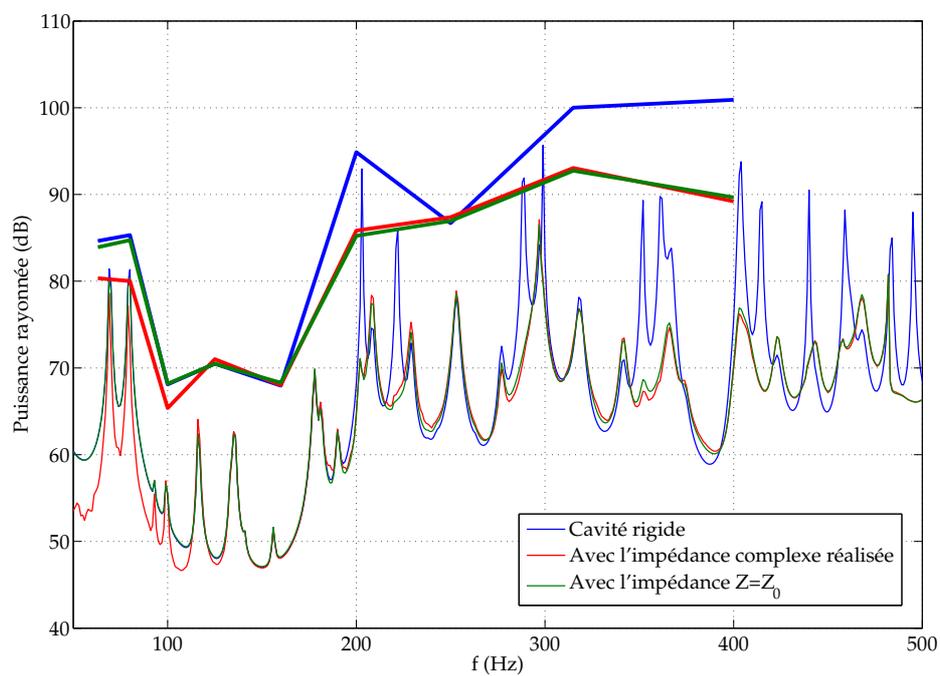


Figure 6.31: Prédiction de la puissance rayonnée par la plaque pour la cavité non traitée, l'impédance de  $Z_0$  et l'impédance complexe réalisée dans le tube de Kundt

en revanche totalement inefficace sur 0-200Hz où une impédance plus proche de la valeur optimale doit être mise en œuvre.

Tenter de réaliser cette impédance dans le champ acoustique complexe du système cavité-plaque aurait été prématuré. Ces expérimentations, explorant un domaine nouveau du contrôle d'impédance, ont été menées dans un tube de Kundt où le champ uni-dimensionnel et l'incidence normale les ont facilitées.

Pour remplir ce double objectif, deux méthodes de contrôle ont été envisagées. La première n'utilise qu'un unique algorithme FXLMS pour l'intégralité du domaine fréquentiel. La construction du signal d'erreur inclut le profil de l'impédance par le biais d'un filtre numérique dont la réponse correspond à l'impédance complexe désirée. Cette technique est basée sur un principe simple, mais se heurte aux difficultés de synthétiser un filtre numérique répondant au gabarit désiré. S'il est facile de contrôler le module de la réponse d'un filtre, la phase n'est pas aisément maîtrisable, ce qui est immédiatement rédhibitoire pour l'application de la structure à un bloc FXLMS.

Le principe de la seconde méthode envisagée dans cette partie est de filtrer les signaux et de contrôler l'impédance indépendamment sur chaque sous-domaine grâce à un bloc FXLMS par bande de fréquence. Les signaux d'erreur peuvent ainsi être construits sans nécessiter le recours à un filtrage numérique trop complexe. Pour chaque bloc, l'erreur s'obtient grâce à des opérations simples (sommations, gains, dérivations) sur les signaux temporels d'entrée. Les résultats expérimentaux obtenus par cette méthode se sont révélés intéressants, l'impédance cible a été réalisée avec une précision encourageante. La puissance transmise par l'encoffrement académique en utilisant les valeurs d'impédance réalisées dans le tube a été calculée grâce au modèle décrit dans le chapitre 3, montrant une réduction de l'ordre de 5dB sur les pics du premier sous-domaine (0-200Hz).

Les perspectives d'améliorations sont nombreuses, notamment pour la méthode à un algorithme FXLMS par bande fréquence. Citons par exemple la possibilité d'augmenter le nombre de blocs FXLMS et donc de sous-domaines pour pouvoir obtenir une impédance au profil encore plus compliqué. Il pourrait également être intéressant d'améliorer la précision du contrôle de la partie imaginaire de l'impédance. La loi de Darcy, sur laquelle se base cet absorbant, est valable dans les basses fréquences. À partir d'une certaine valeur, l'impédance de la couche poreuse ne peut plus être considérée comme réelle. Comme il est visible sur la figure 6.20, la résistance du tissu *h320* entre deux grilles présente une partie imaginaire non nulle. Prendre en compte cette composante imaginaire dans la construction des signaux d'erreur pourrait sans doute permettre d'améliorer la précision de l'impédance obtenue. La réduction du bruit transmis grâce à l'utilisation de l'impédance optimale étant très sensible aux petites erreurs, notamment sur la partie imaginaire, elle augmenterait si le contrôle de l'impédance était encore plus précis.

# Conclusion

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire ont pour origine la constatation selon laquelle le bruit des machines industrielles est, encore actuellement, la cause de trop nombreuses maladies professionnelles. L'excès de bruit sur les lieux de travail est notamment responsable de la destruction, partielle ou totale, du système auditif des travailleurs exposés. Habituellement, des encoffrements acoustiques sont utilisés pour réduire le bruit émis par des machines trop bruyantes. S'ils sont efficaces aux moyennes et hautes fréquences, pour les basses fréquences, les encoffrements ne sont pas assez performants et doivent être améliorés. L'objectif de ces travaux est d'étudier le potentiel des absorbants actifs, développés par le LMFA durant ces dernières années pour des applications aéronautiques [53], pour améliorer le comportement des encoffrements acoustiques aux basses fréquences.

Ces absorbants sont composés de « cellules » se présentant sous la forme d'une cavité dans laquelle se trouve un système de contrôle actif, un haut-parleur et un microphone de contrôle, fermée sur sa face supérieure par une couche de matériau poreux, ici une toile résistive. La technologie active permet d'améliorer considérablement les propriétés du matériau poreux. L'absorbant actif se présente ainsi comme une alternative à l'utilisation de matériaux passifs seuls, inadaptés aux basses fréquences, dans des situations où un contrôle actif direct ne peut pas être mis en œuvre.

L'étude détaillée dans ce mémoire examine la capacité des ces absorbants à être utilisés pour améliorer les performances d'un encoffrement. Cependant, implanter directement ces dispositifs dans un encoffrement industriel présente d'importantes difficultés, dues notamment à la complexité du champ acoustique à l'intérieur de l'encoffrement et au trop grand nombre de parois participant à la transmission du bruit vers l'extérieur. Notre objectif a donc été de quantifier l'apport de ces absorbants pour réduire le bruit transmis par un encoffrement académique, ou simplifié, constitué d'une plaque flexible couplée à une cavité rigide, la plaque, seule, transmettant le bruit vers l'environnement extérieur. Ceci constitue une première étape vers l'application à des encoffrements industriels.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont donc concerné le développement, l'optimisation et la mise en œuvre d'absorbants actifs pour réduire le bruit transmis à une plaque couplée à

une cavité.

L'encoffrement étudié a été conçu comme étant une simplification d'un encoffrement acoustique traditionnel permettant malgré tout de conclure quant à la possibilité d'utiliser les absorbants actifs sur un encoffrement réel. Il est constitué d'une plaque flexible en appui simple couplée à une cavité parfaitement rigide. Le système est excité, à l'intérieur de la cavité, par une source ponctuelle émettant sur la bande de fréquence 50-600Hz. Pour faciliter la modélisation, la plaque a été supposée bafflée. La cavité a été réalisée en panneaux de médium haute densité, et la plaque en aluminium. La condition d'appui simple a été obtenue grâce à un ruban d'acier collé sous la plaque et serré sur la tranche supérieure des parois de la cavité. La source est une chambre de compression débouchant dans un coin de la cavité, avec un dispositif permettant de mesurer la puissance et le débit acoustiques injectés. Le système a été enfoui dans la laine de verre d'une chambre anéchoïque, un plancher réfléchissant a été ajouté pour réaliser la condition de plaque bafflée. La puissance acoustique transmise par la plaque a été mesurée par intensimétrie grâce à un chariot mobile déplaçant de manière automatisée une sonde intensimétrique à proximité de la plaque.

Le choix d'une plaque en appui simple insérée dans un baffle infini a permis de modéliser le système cavité plaque par une approche analytique. Cette modélisation était par ailleurs nécessaire dans le cadre de la procédure d'optimisation des absorbants actifs pour pouvoir calculer la réduction de puissance transmise en fonction de la taille, du nombre, de l'emplacement et de l'impédance des absorbants actifs placés dans la cavité. Dans l'approche modale retenue, très proche de celle proposée par Dowell *et al.* [39] en 1977, les grandeurs du système (pression dans la cavité et déplacement de la plaque) sont projetées sur les modes propres de chaque sous-système. La puissance a alors été calculée à partir de la vitesse de la plaque en utilisant une approximation des impédances de rayonnement. Ce calcul a permis de mettre en lumière les principales caractéristiques du comportement du système cavité-plaque avant traitement. La bande de fréquences de l'étude peut être divisée en deux parties indépendantes, la fréquence du premier mode de cavité à 200Hz marquant la frontière. En-dessous de 200Hz, le rayonnement est dominé par les modes de plaque, essentiellement les modes antisymétriques. Au delà de 200Hz, le comportement de la plaque est contrôlé par la cavité, le rayonnement de la plaque est donc dominé par les modes de cavité. Cette première analyse a notamment permis de prévoir qu'un traitement visant à absorber l'énergie de la cavité pourrait s'avérer efficace sur 200-600Hz, mais que les réductions seraient plus faibles sur 50-200Hz.

La procédure d'optimisation a pu être mise en œuvre. Basée sur la méthode dite *Simplex* de recherche des minima d'une fonction, elle utilisait la modélisation analytique du système. Son objectif était d'aboutir à une stratégie de réduction indiquant la taille, le nombre, et l'emplacement des cellules actives dans la cavité, ainsi que leur impédance normale. La taille des cellules a été

fixée à  $0,15\text{m} \times 0,15\text{m}$  pour pouvoir assurer la condition de pression uniforme à l'intérieur de la cellule. Deux configurations ont été retenues, comportant chacune trois cellules absorbantes actives. Pour une configuration, l'impédance optimale est, par définition, l'impédance qui, à chaque fréquence, permet de minimiser la puissance transmise par la plaque. Elle a été calculée pour chaque configuration, mais s'avère malheureusement trop complexe pour être réalisée grâce aux absorbants actifs sur une large bande de fréquence. Une stratégie sous-optimale a donc dû être déterminée en considérant des absorbants – réalisables – d'impédance constante sur tout le domaine fréquentiel de l'étude. Le principe était donc de déterminer l'impédance constante offrant la meilleure réduction du niveau global de puissance rayonnée. Cette stratégie s'inscrit dans une logique d'absorption de l'énergie contenue dans la cavité, avec des absorbants d'une impédance proche de celle de l'air. Les prévisions ont permis d'espérer une réduction du niveau global de l'ordre de 6dB.

Au terme de la procédure de développement et d'optimisation des absorbants actifs, la stratégie sous-optimale a été mise en œuvre expérimentalement sur le banc d'essai. Les cellules absorbantes actives ont été conçues et fabriquées. Le matériau a été choisi pour pouvoir obtenir une impédance normale de  $Z_0$ , en accord avec la stratégie préalablement établie. Les configurations mettant en œuvre trois cellules simultanément, un algorithme multivoie a dû être utilisé. Dans une architecture de type *feedforward*, il est basé sur l'algorithme LMS à référence filtrée FXLMS et permet de tenir compte des influences « croisées » des cellules les unes sur les autres. Grâce au choix d'une toile métallique et au système de contrôle actif, les cellules ont présenté une impédance normale proche de  $Z_0$ . La puissance transmise par la plaque a ainsi pu être réduite de plus de 5dB, conformément aux prédictions. Les réductions sont principalement visibles sur la bande de fréquences 200-600Hz où le rayonnement de la plaque est contrôlé par les modes de cavité. Sur 50-200Hz, en revanche, les absorbants n'ont pas permis d'obtenir de réduction notable, la stratégie n'étant pas adaptée à cette bande de fréquences. Pour réduire ces composantes très basses fréquences, il a fallu envisager une modification du dispositif et de la stratégie de réduction.

Le domaine fréquentiel pouvant être divisé en deux parties suivant le comportement du système, notre approche a été différente selon les sous-domaines. Sur 200-600Hz, la stratégie d'absorption avec des cellules actives présentant une impédance de  $Z_0$  a donné des résultats satisfaisants. Sur 50-200Hz, il a été proposé de réaliser des absorbants actifs dont l'impédance s'approche de l'impédance optimale calculée précédemment : elle est complexe, imaginaire pure, de module croissant linéairement. Un dispositif a donc été imaginé pour obtenir ce type d'absorbant dans un tube à ondes planes. Comme dans le concept initial, une couche de matériau poreux a été utilisée, deux microphones placés de part et d'autre permettant de connaître les pressions acoustiques et, grâce à la loi de Darcy, la vitesse acoustique au travers du matériau. Pour développer l'algorithme de contrôle, la difficulté était double. Il s'agissait d'une part de

réaliser une impédance imaginaire pure, mais aussi d'obtenir, avec un unique dispositif et un seul contrôleur, deux comportements bien distincts selon la fréquence. Les signaux ont donc été filtrés afin de contrôler l'impédance indépendamment sur chaque sous-domaine grâce à des algorithmes de type FXLMS dont les signaux d'erreur ont été construits pour obtenir les conditions voulues. L'impédance obtenue a été mesurée et sa valeur utilisée pour simuler la puissance rayonnée par le système cavité-plaque pour des absorbants présentant une telle impédance complexe. Les performances sont logiquement restées inchangées sur 200-600Hz. En revanche, l'impédance complexe réalisée sur 50-200Hz a permis de réduire les pics correspondant aux premiers modes de plaque de plus de 5dB.

## Perspectives

Les perspectives de cette étude sont très prometteuses car elle valide le concept d'absorbant actif et surtout son utilisation pour améliorer les performances des encoffrements acoustiques. La démarche générale adoptée ici est employable pour adapter ce type de dispositif à un encoffrement réel. Une modélisation du système à traiter devra permettre de définir la stratégie à suivre. Les emplacements où implanter les absorbants actifs dans l'encoffrement doivent donc être étudiés avec soin, ainsi que l'impédance qu'ils présentent. L'approche visant à absorber l'énergie acoustique grâce à des cellules actives d'une impédance de  $Z_0$  n'est pas toujours adaptée aux problèmes réels plus complexes que celui étudié dans ces travaux. L'étude menée ici semble indiquer qu'une impédance de  $Z_0$  est intéressante pour réduire la transmission lorsqu'elle est « contrôlée » par les modes de cavité. Dans le cas où elle est due aux modes de plaque, d'autres valeurs sont plus efficaces. Une étude préalable s'avérera donc nécessaire pour déterminer une stratégie réalisable et efficace. Un encoffrement réel pourra être amélioré sans subir de modification majeure, par simple adjonction de quelques absorbants actifs à des emplacements judicieux. Concernant le système de contrôle, outre le nombre de cellules actives limité par l'architecture et les caractéristiques du contrôleur, la principale difficulté réside dans l'acquisition d'un signal de référence suffisamment cohérent avec le bruit à traiter sans lequel il est impossible d'utiliser l'algorithme décrit dans ce mémoire. En l'absence de signal de référence, il faudra alors se tourner vers une architecture de type *feedback* ne permettant d'effectuer le contrôle que pour un bruit périodique ou sur une étroite bande de fréquences. Le lecteur pourra par exemple consulter les travaux de thèse de Benoît Mazeaud [96] à ce sujet.

Pour une application à un cas de réduction du bruit industriel, les absorbants actifs présentent de nombreux avantages. En particulier, ils offrent la possibilité de s'adapter discrètement à tout type d'encoffrement acoustique, sans gêner le fonctionnement de la machine dont le bruit est à réduire. De plus, la protection offerte par la couche de matériau poreux au système de contrôle actif les rend tolérants à des environnements extérieurs qui peuvent être sévères. Malgré tout, une dégradation du matériau poreux ou son encrassage au cours du temps ont pour con-

---

séquence la modification de la résistance de la couche poreuse, donc de l'impédance réalisée et des performances de réduction. Enfin, comme toutes les techniques actives, les absorbants actifs nécessitent la mise en œuvre d'un système de contrôle dont le coût et la difficulté de mise au point peuvent être des obstacles par comparaison aux solutions passives.

Les absorbants actifs peuvent également trouver des perspectives dans le cadre de l'amélioration des performances des encoffrements en envisageant des solutions dites combinées. Ainsi, pour réduire le bruit transmis par les parois, ils peuvent être associés à d'autres types de solutions. Sur les domaine fréquentiels où ils ne sont pas suffisamment efficaces, un traitement spécifique des parois, comme le contrôle actif des vibrations ou une réduction de l'énergie vibratoire par amortissement semi-actif, pourrait en compléter avantageusement les performances.

C'est sans doute pour l'absorbant à impédance complexe présenté au chapitre 6 que ces travaux ouvrent les plus larges perspectives. Ce type d'absorbant est d'autant plus intéressant que des courbes d'impédance optimale d'allures voisines de celles obtenues dans ces travaux sont rencontrées dans de nombreuses autres applications, comme dans le traitement acoustique de conduits, avec ou sans écoulement [54]. Des développements doivent cependant être entrepris. En effet, le principe initialement mis en œuvre dans un tube à ondes planes doit être transposé à un champ acoustique tridimensionnel. Il est envisageable d'affiner le contrôle de l'impédance complexe et de sa partie imaginaire, d'augmenter le nombre de sous-domaines fréquentiels où l'impédance est contrôlée, ou encore d'améliorer l'indépendance du contrôle entre ces sous-domaines. Enfin, dans le cadre du traitement d'un bruit périodique, même évolutif, le contrôle grâce à un algorithme de type *feedback* peut être mis en œuvre, sans détection préalable du bruit primaire.



# Liste des tableaux

1.1	Les différents stades de la surdité. D'après l'INRS [74] . . . . .	10
2.1	Modes théoriques de cavité et de plaque pour un encoffrement académique aux dimensions « réelles » (2m×4m×2.5m, plaque en acier de 1mm) . . . . .	29
2.2	Modes théoriques de cavité et de plaque pour un encoffrement académique aux dimensions choisies (0.78m×0.85m×0.6m, plaque en aluminium de 2mm) . . . . .	29
2.3	Comparaison entre les fréquences propres théoriques et expérimentales . . . . .	40
3.1	Sélectivité du couplage modal spatial entre les modes de plaque et de cavité. D'après Pan et Bies [117] . . . . .	67
3.2	Impédances intermodales de rayonnement (partie réelle des termes diagonaux) - D'après Maidanik [93] . . . . .	75
3.3	Caractéristiques des différents composants du système . . . . .	80
5.1	Fréquences des premiers modes de la cavité située à l'intérieur de la cellule . . . . .	106
6.1	Fréquences d'échantillonnage et de coupure en fonction du domaine d'étude . . . . .	165
6.2	Valeur utilisées pour la construction des signaux d'erreur - Validation de la méthode à un bloc FXLMS par bande de fréquence . . . . .	179
6.3	Valeur utilisées pour la construction des signaux d'erreur - 1er cas d'impédance cible . . . . .	180
6.4	Valeur utilisées pour la construction des signaux d'erreur - 2�me cas d'impédance cible . . . . .	181
6.5	Valeur utilisées pour la construction des signaux d'erreur - 3�me cas d'impédance cible . . . . .	182



# Liste des figures

1.1	Description de l'oreille. D'après Wikipedia [139] . . . . .	8
1.2	Nombre de surdités professionnelles reconnues depuis 1973. D'après l'INRS [74] .	10
1.3	Les différents modes de transmission d'un encoffrement (A : voie aérienne, B : voie solidienne, C : fuites). D'après Trompette <i>et al.</i> [135] . . . . .	11
1.4	Constitution des panneaux d'un encoffrement classique . . . . .	12
1.5	Perte par insertion d'un encoffrement classique. D'après Trompette <i>et al.</i> [135] .	14
1.6	Indice d'affaiblissement pour des parois simple et double . . . . .	16
1.7	Le dispositif hybride utilisé par Cuesta et Cobo [31] . . . . .	19
1.8	Les approches des différents partenaires du programme <b>CAHPAC</b> . . . . .	22
1.9	Loi de Darcy. . . . .	23
1.10	Principe de l'absorbant . . . . .	24
2.1	Géométrie du système retenu . . . . .	30
2.2	Le caisson assemblé sans la plaque . . . . .	30
2.3	Schéma du plancher réfléchissant installé sur le sol de la chambre anéchoïque (vue de dessus) . . . . .	31
2.4	Le plancher réfléchissant de la chambre sourde . . . . .	32
2.5	Les différents dispositifs proposés par Aglietti et Cunningham [1] . . . . .	33
2.6	Réalisation de la condition d'appui simple . . . . .	34
2.7	La plaque seule serrée entre le cadre et le contre-cadre . . . . .	34
2.8	Fonction de réponse en fréquence en 3 dimensions . . . . .	36
2.9	Cercle de Nyquist théorique permettant de déduire les paramètres d'un mode . .	36
2.10	Principe de l'analyse modale de la plaque . . . . .	38
2.11	Comparaison des fréquences propres théoriques et expérimentales . . . . .	39
2.12	Fonction de réponse en fréquence en 3 dimensions - Détail de la première résonance	41
2.13	Déformées modales expérimentales . . . . .	42
2.14	Déformées modales théoriques . . . . .	43
2.15	Comparaison de la directivité des sources : niveau de pression (en dB) en champ libre à une distance de 1m . . . . .	44

2.16	Comparaison des spectres en tiers d’octave de la pression à 1m pour une même tension d’alimentation . . . . .	45
2.17	Dispositif de mesure de la puissance . . . . .	46
2.18	Implantation du dispositif de mesure de la puissance . . . . .	47
2.19	Approximation du gradient de pression par la méthode des deux microphones . .	49
2.20	Chariot de guidage de la sonde intensimétrique . . . . .	51
2.21	Validation de la puissance mesurée par intensimétrie . . . . .	52
2.22	Puissance acoustique mesurée pour des maillages de 49 et 132 points en bandes fines (traits fins), tiers d’octave (traits forts et niveau global (pointillés) . . . . .	53
2.23	Quantification des effets de bord : mesure de l’intensité en décalant la surface de mesure . . . . .	54
2.24	Schéma global du banc d’essai . . . . .	55
2.25	Le banc d’essai en conditions d’utilisation . . . . .	56
3.1	Présentation du système fluide/structure. . . . .	59
3.2	Le coefficient de couplage $B_{N,M}$ en fonction des modes de plaque et de cavité . .	68
3.3	Rendement radiatif des modes structuraux d’une plaque simplement appuyée (d’après Wallace [137]) . . . . .	72
3.4	Interférences destructives entre les demi cellules voisines, de signes opposés. Les zones non compensées (grisées) caractérisent le rayonnement acoustique. . . . .	73
3.5	Les différents types de rayonnement pour différents modes structuraux. Les zones grisées caractérisent le rayonnement : monopolaire, dipolaire ou quadripolaire. . .	73
3.6	Convergence des grandeurs du système en fonction du nombre de modes (de cavité ou de plaque) utilisés dans la résolution matricielle . . . . .	77
3.7	Validation de la méthode modale par comparaison à un calcul par éléments finis (Bécot et Sgard [9]) - Pression dans la cavité et vitesse de la plaque . . . . .	78
3.8	Validation de la méthode modale par comparaison à un calcul par éléments finis (Bécot [9]) - Puissance rayonnée par la plaque . . . . .	79
3.9	Réponse du système couplé cavité-plaque - Calcul de la puissance rayonnée . . .	81
4.1	Simplex dans le cadre d’une fonction à deux variables - D’après Porte [120] . . .	85
4.2	Principe de la méthode <i>simplex</i> (2 variables) - D’après Porte [120] . . . . .	86
4.3	Évolution du simplex - D’après Porte [120] . . . . .	86
4.4	Exemple de recherche d’optimal par la méthode <i>simplex</i> - D’après Porte [120] . .	87
4.5	Les différentes configurations envisagées . . . . .	90
4.6	Impédances optimales calculées . . . . .	91
4.7	Les performances obtenues grâce aux impédances optimales calculées . . . . .	92
4.8	Graphique de sensibilité : <i>Insertion Loss</i> en fonction de l’impédance complexe - Configuration A . . . . .	94

4.9	Graphique de sensibilité : <i>Insertion Loss</i> en fonction de l'impédance complexe - Configuration B . . . . .	94
4.10	Graphique de sensibilité : <i>Insertion Loss</i> en fonction de l'impédance complexe - Configuration C . . . . .	95
4.11	Graphique de sensibilité : <i>Insertion Loss</i> en fonction de l'impédance complexe - Configuration D . . . . .	95
4.12	Graphique de sensibilité : <i>Insertion Loss</i> en fonction de l'impédance complexe - Configuration E . . . . .	96
4.13	Graphique de sensibilité : <i>Insertion Loss</i> en fonction de l'impédance complexe - Configuration F . . . . .	96
4.14	Puissance rayonnée avec une impédance de $Z_0$ - Configuration A . . . . .	98
4.15	Puissance rayonnée avec une impédance de $Z_0$ - Configuration B . . . . .	98
4.16	Diminution de l'énergie potentielle de la cavité en fonction de l'impédance complexe des absorbants - Configuration A . . . . .	99
4.17	Les configurations B, B2, B3 et B4 - Vue de dessus du fond de la cavité . . . . .	100
4.18	Comparaison des puissances rayonnées sans traitement et avec les configurations B, B2, B3 et B4 ( $Z = Z_0$ ) . . . . .	101
4.19	Les configurations B et B5 - Vue de dessus du fond de la cavité . . . . .	102
4.20	Comparaison des puissances rayonnées sans traitement et avec les configurations B, B2, B3 et B4 ( $Z = Z_0$ ) . . . . .	103
5.1	Châssis d'une cellule active (Modèle SolidWorks) . . . . .	106
5.2	Un châssis de cellule assemblé . . . . .	107
5.3	Réponse en fréquence du haut-parleur . . . . .	108
5.4	Le microphone de contrôle . . . . .	109
5.5	Une cellule assemblée . . . . .	109
5.6	Dispositif expérimental pour mesurer l'impédance normale d'un matériau . . . . .	111
5.7	Dispositif expérimental de mesure de l'impédance . . . . .	113
5.8	Mise en place des dièdres de laine de roche . . . . .	113
5.9	Impédance et coefficient d'absorption au milieu de la cellule en fonctionnement actif	114
5.10	Parties réelle et imaginaire de l'impédance normale de l'absorbant en fonction de la position sur la cellule . . . . .	115
5.11	Coefficient d'absorption en fonction de la position sur la cellule . . . . .	115
5.12	La configuration A mise en œuvre expérimentalement . . . . .	116
5.13	Mise en œuvre des configurations d'absorbants . . . . .	117
5.14	Principe d'Young . . . . .	118
5.15	Mise en œuvre du contrôle actif . . . . .	119
5.16	Schéma bloc d'un contrôle actif de type <i>feedforward</i> . . . . .	120
5.17	Architecture de l'algorithme LMS à référence filtrée . . . . .	121

5.18	Schéma-bloc de principe de l'algorithme MIMO-FXLMS, d'après Kuo et Morgan [79] . . . . .	123
5.19	Architecture de l'algorithme MIMO-FXLMS multi-voies (3 sources secondaires et 3 microphones) . . . . .	126
5.20	Schéma de l'installation de contrôle actif . . . . .	127
5.21	L'installation de contrôle actif . . . . .	127
5.22	Spectres des signaux des microphones des cellules avec et sans contrôle actif . . .	130
5.23	Sonogramme de la décroissance d'un signal d'erreur . . . . .	131
5.24	Exemple de signal temporel d'erreur (le contrôle est activé à $t = 13s$ ) . . . . .	131
5.25	Schéma blocs simplifié de l'algorithme MIMO-FXLMS multi-voies . . . . .	132
5.26	Comparaison entre les fonctions de transfert réalisées et optimales . . . . .	133
5.27	Comparaison entre les fonctions de transfert réalisées et optimales . . . . .	134
5.28	Partie réelle des valeurs propres de la matrice $\tilde{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}$ - Configuration A . . . . .	137
5.29	Partie réelle des valeurs propres de la matrice $\tilde{\mathbf{S}}^H \mathbf{S}$ - Configuration B . . . . .	138
5.30	La plus faible des parties réelles de valeur propre - Configuration A . . . . .	138
5.31	La plus faible des parties réelles de valeur propre - Configuration B . . . . .	139
5.32	Simulation du comportement des systèmes complet et découplé - $\mu = 0.001$ . . .	143
5.33	Simulation du comportement des systèmes complet et découplé - $\mu = 0.01$ . . .	143
5.34	Résultats : réduction de la puissance rayonnée - Configuration A . . . . .	144
5.35	Résultats : réduction de la puissance rayonnée - Configuration B . . . . .	144
5.36	Puissance rayonnée - Comparaison des configurations . . . . .	145
5.37	Comparaison Calcul/Mesure - Cavité rigide (Normalisation par le débit) . . . . .	145
5.38	Comparaison Calcul/Mesure - Configuration A (Normalisation par le débit) . . .	146
5.39	Comparaison Calcul/Mesure - Configuration B (Normalisation par le débit) . . .	146
6.1	Impédance optimale pour la configuration A - Détail sur 50-100Hz . . . . .	148
6.2	L'impédance à réaliser pour améliorer la réduction du bruit transmis par la plaque	148
6.3	Système de contrôle direct de l'impédance d'une paroi dans une champ uni-dimensionnel proposé par Guicking et Karcher [61] . . . . .	151
6.4	Le dispositif proposé par Orduña-Bustamente et Nelson [116] . . . . .	152
6.5	Le dispositif proposé par Darlington et Nicholson [105] . . . . .	153
6.6	Le dispositif proposé par Beyene et Burdisso [14] . . . . .	155
6.7	Le tube CAMELIA . . . . .	159
6.8	Le tube de Kundt CAMELIA . . . . .	160
6.9	Mesure de l'impédance par la méthode de la fonction de transfert. D'après Chung et Blaser [22] . . . . .	161
6.10	La loi de Darcy (statique) . . . . .	163
6.11	La loi de Darcy (acoustique) . . . . .	163
6.12	Principe de la réalisation d'une impédance complexe . . . . .	164

6.13	Dispositif expérimental dans le tube CAMELIA . . . . .	166
6.14	Fonction de transfert du couple choisi . . . . .	167
6.15	Un microphone électret sur son châssis . . . . .	168
6.16	Des grilles pour maintenir le tissu métallique . . . . .	168
6.17	Vue de l'assemblage : le microphone 2 . . . . .	169
6.18	L'assemblage en conditions d'utilisation . . . . .	169
6.19	Mesure de la résistance du matériau poreux (toile <i>i130</i> ) sans grilles . . . . .	169
6.20	Mesure de la résistance du matériau poreux (tissu <i>h320</i> et grilles perforées) . . . . .	170
6.21	L'algorithme FXLMS adapté au contrôle d'impédance à deux microphones . . . . .	172
6.22	Comparaison entre les impédances désirée et mesurée - Structure à un Bloc FXLMS	173
6.23	Algorithme FXLMS pour un sous-domaine fréquentiel - Obtention d'une impédance réelle constante $Z_d$ . . . . .	175
6.24	Algorithme FXLMS pour un sous-domaine fréquentiel - Obtention d'une impédance imaginaire . . . . .	176
6.25	Algorithme FXLMS pour un sous-domaine fréquentiel - Obtention d'une impédance complexe . . . . .	177
6.26	Algorithme global pour le contrôle de l'impédance sur deux bandes des fréquence indépendantes . . . . .	178
6.27	Validation de la méthode à un bloc FXLMS par bande de fréquence . . . . .	179
6.28	Comparaison entre les impédances désirée et mesurée - 1er cas d'impédance cible	181
6.29	Comparaison entre les impédances désirée et mesurée - 2ème cas d'impédance cible	182
6.30	Comparaison entre les impédances désirée et mesurée - 3ème cas d'impédance cible	183
6.31	Prévision de la puissance rayonnée par la plaque pour la cavité non traitée, l'impédance de $Z_0$ et l'impédance complexe réalisée dans le tube de Kundt . . . . .	185
A.1	Schéma-bloc de principe de l'algorithme MIMO-FXLMS, d'après Kuo et Morgan [79] . . . . .	202
B.1	L'algorithme MIMO-FXLMS $3 \times 3$ développé sous Simulink . . . . .	206
C.1	Architecture logicielle de dSpace. . . . .	208



## Annexe A

# Étude théorique de l'algorithme MIMO-FXLMS

Dans cette annexe, supposons que le système est composé de  $K$  sources secondaires et de  $M$  microphones d'erreur, pour un seul signal de référence non influencé par les sources secondaires (détection non acoustique). Le contrôleur est donc composé de  $K$  filtre FIR adaptatifs. Le figure A.1 décrit le principe de l'algorithme MIMO-FXLMS. Les signaux unidimensionnels sont représentés en traits fins, les signaux multidimensionnels (vecteurs) sont représentés en traits forts, leur dimensions est alors indiquée.  $x(n)$  est le signal de référence préalable.  $\mathbf{P}$  représente les chemins primaires entre la référence et les microphones de contrôle.  $\mathbf{e}(n)$  est le vecteur composé des signaux d'erreur délivrés par les  $M$  microphones. La matrice  $\hat{\mathbf{S}}$  représente les  $K \times M$  fonctions de transfert secondaires entre les  $K$  sources secondaires et les  $M$  microphones. La matrice  $\mathbf{W}$  représente les  $K$  filtres adaptatifs associés aux  $K$  sources secondaires. Soit le vecteur  $\mathbf{w}(n)$  qui contient les coefficients des  $K$  filtres adaptatifs à l'instant  $n$ .

$$\mathbf{w}(n) = [\mathbf{w}_1^T(n) \ \mathbf{w}_2^T(n) \ \cdots \ \mathbf{w}_K^T(n)]^T \quad (\text{A.1})$$

où

$$\mathbf{w}_k(n) = [w_{k,1}(n) \ w_{k,2}(n) \ \cdots \ w_{k,L}(n)]^T \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (\text{A.2})$$

Le vecteur  $\mathbf{w}_k(n)$  est, à l'instant  $n$ , le vecteur des coefficients du filtre FIR d'ordre  $L$  associé à la source  $k$ . Le signal de contre-bruit  $y_k(n)$  destiné à la source  $k$  est calculé par le contrôleur à partir du vecteur des valeurs de la référence aux  $L$  derniers instants.

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \cdots \ x(n-L+1)]^T \quad (\text{A.3})$$

$$y_k(n) = \mathbf{w}_k^T(n) \mathbf{x}(n) \quad (\text{A.4})$$

Le vecteur  $\mathbf{y}(n)$  des signaux de contre-bruit à l'instant  $n$  peut donc être calculé grâce au produit suivant :

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{X}^T(n) \mathbf{w}(n) \quad (\text{A.5})$$

$$\mathbf{y}(n) = [y_1(n) \ y_2(n) \ \cdots \ y_K(n)]^T \quad (\text{A.6})$$

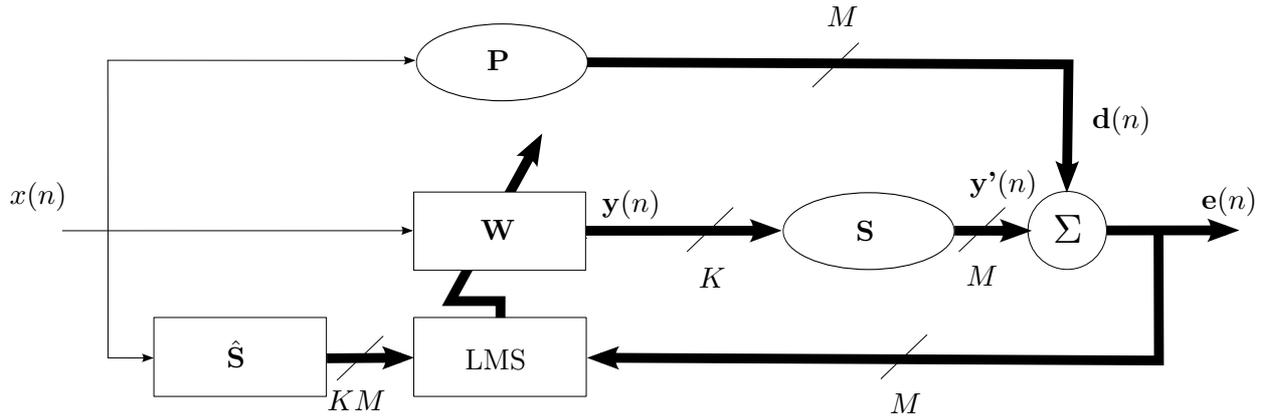


Figure A.1: Schéma-bloc de principe de l'algorithme MIMO-FXLMS, d'après Kuo et Morgan [79]

La matrice  $\mathbf{X}(n)$  est diagonale par blocs. Ses dimensions sont  $KL \times K$

$$\mathbf{X}(n) = \begin{pmatrix} \mathbf{x}(n) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{x}(n) & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{x}(n) \end{pmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Si  $e_m(n)$  est le signal d'erreur délivré par le microphone  $m$  à l'instant  $n$ , le vecteur des valeurs des signaux d'erreur est donné par :

$$\mathbf{e}(n) = [e_1(n) \quad e_2(n) \quad \cdots \quad e_M(n)]^T \quad (\text{A.8})$$

D'après le schéma 5.18, il peut s'écrire :

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) + \mathbf{y}'(n) \quad (\text{A.9})$$

où  $\mathbf{d}(n)$  est le vecteur des valeurs du bruit primaire aux  $M$  microphones à l'instant  $n$ .  $\mathbf{y}'(n)$  est le vecteur des valeurs du contre-bruit après propagation vers les microphones de contrôle. Il peut être exprimé sous la forme

$$\mathbf{y}'(n) = \mathbf{S} \star \mathbf{y}(n) \quad (\text{A.10})$$

où  $\mathbf{S}$  est une matrice contenant les réponses impulsionnelles secondaires. Si  $s_{mk}$  désigne la réponse impulsionnelle entre la source secondaire  $k$  et le microphone de contrôle  $m$ , on a

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & \cdots & s_{1K} \\ s_{21} & s_{22} & \cdots & s_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{M1} & s_{M2} & \cdots & s_{MK} \end{pmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Le vecteur des signaux d'erreur peut donc être exprimé sous la forme

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) + \mathbf{S} \star \mathbf{y}(n) \quad (\text{A.12})$$

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) + \mathbf{S} \star [\mathbf{X}^T(n)\mathbf{w}(n)] \quad (\text{A.13})$$

L'objectif de l'algorithme MIMO-FXLMS est de réduire l'erreur quadratique sur l'ensemble des microphones de contrôle. La fonction coût à minimiser par les filtres adaptatifs est donc définie par

$$J(n) = \sum_{m=1}^K E [e_m^2(n)] \quad (\text{A.14})$$

La fonction coût peut être estimée, à l'instant  $n$ , par la somme des signaux d'erreur à l'instant  $n$ , c'est-à-dire

$$\hat{J}(n) = \sum_{m=1}^K e_m^2(n) = \mathbf{e}^T(n)\mathbf{e}(n) \quad (\text{A.15})$$

L'algorithme MIMO-FXLMS est basé sur la méthode de la plus profonde descente. Les coefficients à l'instant  $n+1$  sont donc calculés à partir des coefficients à l'instant  $n$  et du gradient de la fonction coût.

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2} \nabla \hat{J}(n) \quad (\text{A.16})$$

Le gradient de la fonction coût correspondant à la source et au filtre FIR  $k$  peut être estimé de la même manière que dans le cas monovoie.

$$\nabla_k \hat{J}(n) = \nabla_k \left[ \sum_{m=1}^M e_m^2(n) \right] \quad (\text{A.17})$$

$$\nabla_k \hat{J}(n) = \sum_{m=1}^M 2 [s_{mk} \star \mathbf{x}(n)] e_m(n) \quad (\text{A.18})$$

Les contributions au signal de référence filtrée dues aux chemins secondaires se regroupées au sein d'une matrice  $\mathbf{X}'(n)$  dont le terme  $\mathbf{x}'_{km}(n)$  correspond à la référence à travers du chemin secondaire entre la source secondaire  $k$  et le microphone de contrôle  $m$ . Il peut s'exprimer :

$$\mathbf{x}'_{km}(n) = \hat{s}_{mk} \star \mathbf{x}(n) \quad (\text{A.19})$$

où  $\hat{s}_{mk}$  est la réponse impulsionnelle de l'estimation du chemin secondaire  $s_{mk}$  par un filtre FIR. Dans le cadre d'un algorithme MIMO-FXLMS à référence unique, dans le but de minimiser la somme des pressions quadratiques au niveau des microphones de contrôle, les coefficients des  $K$  filtres FIR réalisés par le contrôleur sont réactualisés selon la formule matricielle suivante :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \mathbf{X}'(n)\mathbf{e}(n) \quad (\text{A.20})$$

Plus explicitement, les coefficients  $\mathbf{w}_k(n)$  du filtre FIR correspondant à la source secondaire  $k$

sont donc recalculés à l'instant  $n + 1$  grâce à la formule :

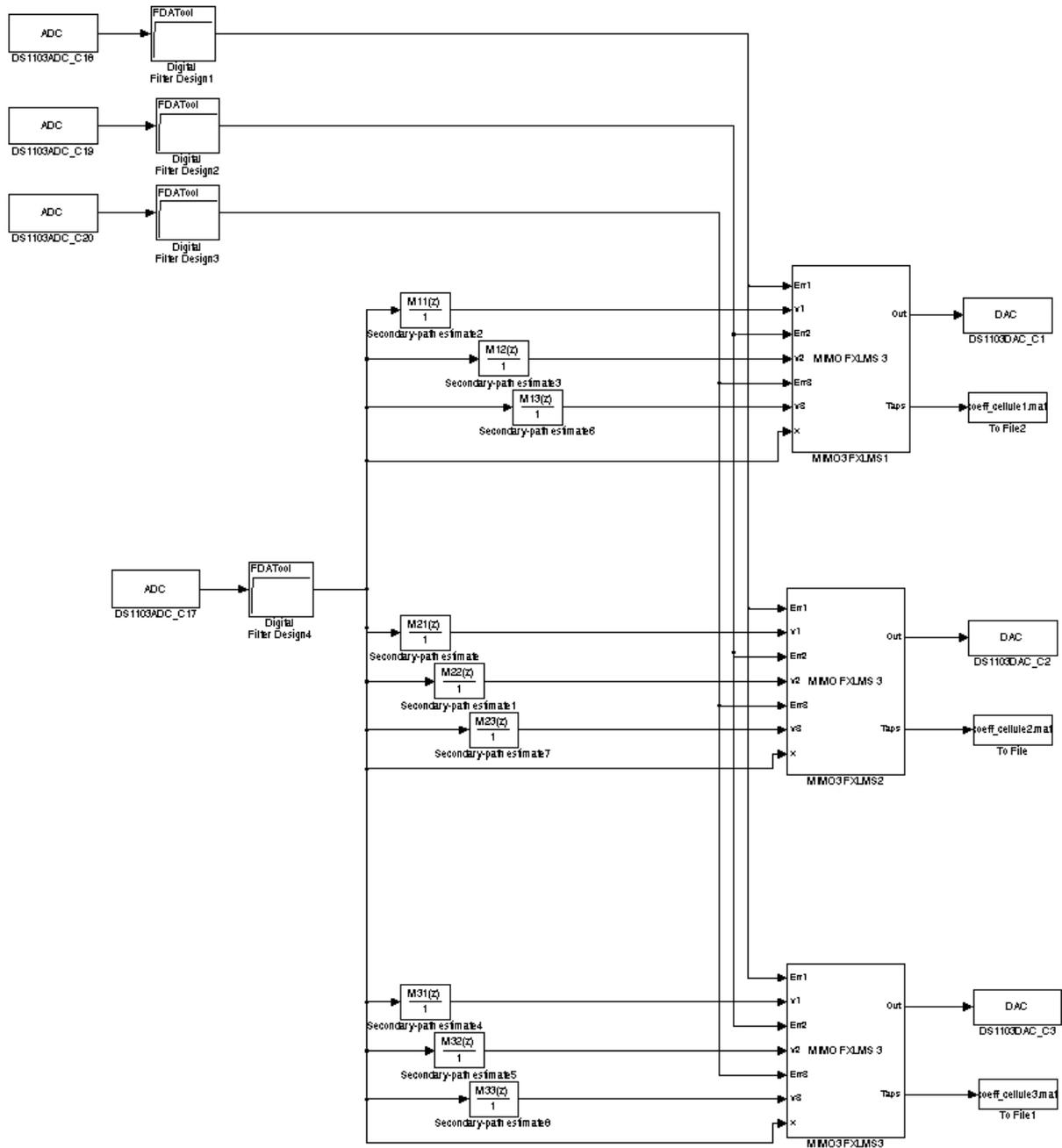
$$\mathbf{w}_k(n + 1) = \mathbf{w}_k(n) - \mu \sum_{m=1}^M \mathbf{x}'_{km}(n) \mathbf{e}_m(n) \quad (\text{A.21})$$

## Annexe B

# L'algorithme MIMO-FXLMS développé sous Simulink

La figure B.1 montre l'algorithme MIMO-FXLMS  $3 \times 3$  développé sous Simulink. On y retrouve les trois blocs FXLMS commandant chacun la source secondaire d'une cellule absorbante. Le filtrage est adaptatif : à chaque itération les nouveaux coefficients des filtres FIR sont calculés à partir des signaux d'erreurs et du signal de référence filtré. Sur ce schéma, on retrouve donc :

- Les blocs **ADC** correspondant aux entrées de la carte DSP. Pour s'affranchir des éventuelles composantes continues, les signaux sont filtrés avec des filtres passe-haut à 5Hz.
- Les blocs **DAC** correspondant aux sorties de la carte DSP.
- Le signal de référence dont il est indispensable de disposer. Passé à travers les filtres  $W_i(z)$ , il donnera les signaux de contre-bruit, à la sortie du DSP.
- Les estimations des fonctions de transfert secondaires  $\hat{S}_{ij}(z)$ . Lors d'une phase préliminaire d'identifications, ces fonctions de transfert sont modélisées par des filtres FIR comprenant, ici, 64 coefficients. À l'entrée des blocs FXLMS, ces signaux de référence filtrée permettent de calculer les nouveaux coefficients du filtre  $W_i(z)$  à chaque instant d'échantillonnage.
- Les signaux d'erreur délivrés par les microphones des cellules permettant également de calculer les nouveaux coefficients du filtre  $W_i(z)$ .

Figure B.1: L'algorithme MIMO-FXLMS  $3 \times 3$  développé sous Simulink

# Annexe C

## La carte dSpace

### C.1 Présentation

C'est plus précisément de logiciel dSpace qu'il faudrait parler, intégré à la carte DS1103 PPC dont les détails techniques sont présentés plus bas.

L'architecture logicielle pour commander la carte dSpace est composée de trois grandes parties (*cf.* figure C.1) :

- Une partie conception, développement, et validation off-line de la modélisation à base de schéma-bloc grâce au logiciel Simulink,
- L'implantation et la compilation de cette modélisation à l'aide d'un compilateur C intégré,
- Le chargement, l'exécution, le contrôle et la visualisation en temps réel au niveau du DSP.

Les principaux constituants de cette architecture sont brièvement décrits ci-dessous.

#### C.1.1 Simulink

Simulink est un logiciel de simulation totalement intégré avec le noyau de calcul numérique MATLAB, qui procure un environnement de modélisation basé sur des schéma-blocs et un environnement de simulation dynamique, destiné principalement aux systèmes qui peuvent être décrits à l'aide d'équations différentielles ou d'équations aux différences.

Ces principaux atouts sont :

- La modélisation des systèmes linéaires, non linéaires, discrets et continus.
- La modélisation des liaisons scalaires et vectorielles.
- La modélisation des sources et sorties.
- La modélisation hiérarchique (création de sous-systèmes).
- Un puissant outil d'analyse pour la simulation, la linéarisation, la recherche de points d'équilibre, *etc...*
- Une importante bibliothèque de blocs extensibles, avec la possibilité de définir ses propres blocs, soit graphiquement, soit à l'aide de fichiers en langages MATLAB, ou en langage C ou FORTRAN.

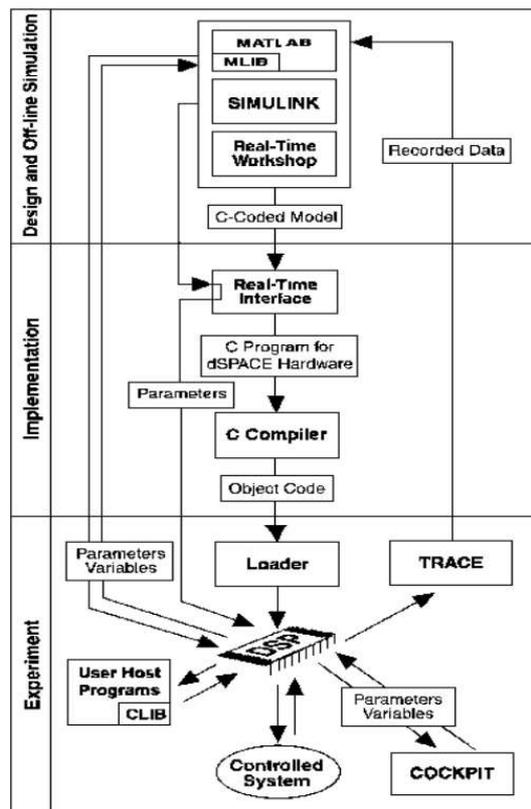


Figure C.1: Architecture logicielle de dSpace.

L'intégration étroite du logiciel dSpace et de l'outil de modélisation MATLAB/Simulink offre la plus grande efficacité de test possible.

### C.1.2 Les logiciels de liaison avec dSpace

Real-Time Workshop permet le développement et l'implantation rapide de maquettes en temps réel. Après avoir établi le modèle du système étudié et après l'avoir simulé en utilisant Simulink, Real-Time Workshop permettra de générer du code source C qui après compilation sera chargé puis exécuté sur la carte dSPACE.

Pour l'exploitation des données, on dispose de dSPACE Simulator qui autorise un contrôle complet des expérimentations par le biais du ControlDesk, le panneau d'instruments virtuels. Ce dernier peut être utilisé pour le développement et la réalisation des tests. Avec les instruments virtuels intégrés, il est possible de visualiser sur l'écran l'évolution de certaines grandeurs caractéristiques du système, à l'image d'un oscilloscope. On peut également constituer le tableau de bord de l'application permettant ainsi de visualiser et d'agir sur les paramètres de réglage du système.

On est donc capable de mettre rapidement en évidence l'influence de certaines variables sur le comportement du système étudié. Il est évident que toutes ces simulations s'effectuent en temps réel en utilisant les mêmes outils et les mêmes interfaces utilisateur.

## C.2 Fiche technique du DS1103 PPC Controller Board

### Caractéristiques

- Carte contrôleur pour prototypage rapide de lois de commande
- E/S complètes
- Programmables via le schéma-bloc Simulink avec RTI
- DSP esclave avec E/S supplémentaires
- Support logiciel important

### Détails concernant le matériel DS1103

- PowerPC 604e à 400 MHz
- 2 Moctets de SRAM locale
- DRAM globale à 32 Moctets ou 128 Moctets
- 16 canaux ADC, 16 bits
- 4 canaux ADC, 12 bits
- 8 canaux DAC, 14 bits
- Interfaces de capteurs inductifs de vitesse moteur (7 entrées)
- 32 canaux d'E/S numériques, programmables en groupes de 8 bits
- Interfaces série
- Interface CAN

### Sous-système DSP sur TI's TMS320F240

- Génération PWM simples et triphasés
- 4 entrées de capture
- 2 unités ADC, chacune avec 8 entrées, 10 bits
- E/S numériques 18 bits



# Bibliographie

- [1] **Aglietti G. S. & Cunningham P. R.** : Is a simple support really that simple? *J. Sound Vib.*, 257(2):321–335, 2002.
- [2] **Allard J. F., Bourdier R. & Bruneau A. M.** : The measurement of acoustic impedance at oblique incidence with two microphones. *J. Sound Vib.*, 101:130–132, 1985.
- [3] **Allard J. F. & Sieben B.** : Measurements of acoustic impedance in a free field with two microphones and a spectrum analyser. *J. Acoust. Soc. Am.*, 77(4):1617–1618, 1985.
- [4] **Arvis M. R. & Darlington P.** : Modifying low frequency room acoustics 1: Local active de-reverberation. *Proc. IOA*, 17(7):77–86, 1995.
- [5] **Atalla N., Sgard F., Olny X. & Panneton R.** : Acoustic absorption of macro-perforated porous materials. *J. Sound Vib.*, 243(4):659–678, 2001.
- [6] **Bao X., Varadan V. K. & Varadan V. V.** : Active acoustic absorber for plane waves in water. *J. Acoust. Soc. Am.*, 84(S1):S49, 1988.
- [7] **Batifol C., Zielinski T. G., Ichchou M. N. & Galland M. A.** : A finite-element study of a piezoelectric/poroelastic sound package concept. *Smart Mater. Struct.*, 16(1):168–177, 2007.
- [8] **Battacharya M. C. & Crocker M. J.** : Forced vibration of a panel and radiation of sound into a room. *Acustica*, 22:275–294, 1969.
- [9] **Bécot F.-X. & Sgard F.** : Advanced heterogeneous materials for noise and vibration control. 1st Symposium on the Acoustics of Poro-Elastic Materials, E.N.T.P.E. Vaulx-en-Velin, France, 2005.
- [10] **Bécot F. X. & Sgard F.** : On the sound radiation of a plate coupled to an air cavity treated with heterogeneous porous materials. NOVEM 2005, St Raphaël, France, 2005.
- [11] **Bécot F.-X. & Sgard F.** : On the use of poroelastic materials for the control of the sound radiated by a cavity backed plate. *J. Acoust. Soc. Am.*, 120(4):2055–2066, 2006.

- [12] **Beatty L. G.** : Acoustic impedance in a rigid-walled cylindrical sound channel terminated at both ends with active transducers. *J. Acoust. Soc. Am.*, 36(6):1081–1089, 1964.
- [13] **Beranek L. L. & Works G. A.** : Sound transmission through multiple structures containing flexible blankets. *J. Acoust. Soc. Am.*, 21:419–428, 1949.
- [14] **Beyene S. & Burdisso R. A.** : A new hybrid passive-active noise absorption system. *J. Acoust. Soc. Am.*, 101(3):1512–1515, 1997.
- [15] **Bianchi E., Gardonio P. & Elliott S. J.** : Smart panel with multiple decentralized units for the control of sound transmission. Part III: control system implementation. *J. Sound Vib.*, 274(1-2):215–232, 2004.
- [16] **Bobber R. J.** : Active load impedance. *J. Acoust. Soc. Am.*, 34(3):282–288, 1962.
- [17] **Boden H. & Abom M.** : Influence of errors on the two-microphone method for measuring acoustics properties in ducts. *J. Acoust. Soc. Am.*, 79(2):541–549, 1986.
- [18] **Bokil V. B. & Shirahatti U. S.** : A technique for the modal analysis of sound-structure interaction problems. *J. Sound Vib.*, 173(1):23–41, 1994.
- [19] **Bolton J. S. & Green E. R.** : Smart foams for active absorption. Second Conference on Recent Advances in Active Noise Control of Sound and Vibration, Blacksburg, 1993.
- [20] **Cheng L. & Lesueur C.** : Influence des amortissements sur la réponse vibroacoustique : étude théorique d’une plaque excitée acoustiquement et couplée à une cavité. *J. Acoustique*, 2:105–118, 1989.
- [21] **Cheng L. & Lesueur C.** : Influence des amortissements sur la réponse vibroacoustique : étude théorique et expérimentale d’une plaque excitée mécaniquement et couplée à une cavité. *J. Acoustique*, 2:347–355, 1989.
- [22] **Chung J. Y. & Blaser D. A.** : Transfert function method of measuring in-duct acoustic properties. I. theory. *J. Acoust. Soc. Am.*, 68(3):907–613, 1980.
- [23] **Chung J. Y. & Blaser D. A.** : Transfert function method of measuring in-duct acoustic properties. II. experiment. *J. Acoust. Soc. Am.*, 68(3):914–921, 1980.
- [24] **Coanda H.** : Procédé de protection contre les bruits. Brevet n°722274, Décembre 1931.
- [25] **Coanda H.** : Procédé et dispositif de protection contre les bruits. Brevet n°762121, Janvier 1933.
- [26] **Cobo P. & Cuesta M.** : Hybrid passive-active absorption of a microperforated panel in free field conditions. *J. Acoust. Soc. Am.*, 121(6):EL251–EL255, 2007.

- 
- [27] **Cobo P., Pfretzschner J., Cuesta M. & Anthony D. K.** : Hybrid passive-active absorption using microperforated panels. *J. Acoust. Soc. Am.*, 116(4):2118–2125, 2004.
- [28] **Collet M., Walter V. & Delobelle P.** : Active damping of a micro-cantilever piezo-composite beam. *J. Sound Vib.*, 260(3):453–476, 2003.
- [29] **Cordioli J., Hansen C. H., Li X. & Qiu X.** : Numerical evaluation of a decentralised feedforward active control system for electrical transformer noise. *Int. J. Acoust. Vib.*, 7(2):100–104, 2002.
- [30] **Cramond A. J. & Don C. G.** : Reflection of impulses as a method of determining acoustic impedance. *J. Acoust. Soc. Am.*, 75(2):382–389, 1984.
- [31] **Cuesta M. & Cobo P.** : Active control of the exhaust noise radiated by an enclosed generator. *Applied Acoustics*, 61(1):83–94, 2000.
- [32] **Cummings A. & Mulholland K. A.** : The transmission loss of finite sized double panels in random incidence sound field. *J. Sound Vib.*, 8(1):126–133, 1968.
- [33] **Darlington P.** : Suppressing room modes using active absorbers. *Proc. IOA*, 16(4):389–401, 1994.
- [34] **Darlington P.** : Loudspeaker circuit with means for monitoring the pressure at the speaker diaphragm, means for monitoring the velocity of the speaker diaphragm and a feedback circuit. Brevet international WO/1997/003536, 1997.
- [35] **Darlington P. & Arvis M. R.** : Improving listenig conditions in small built spaces using active absorbers. Proceedings of Active 95, 1995. 519-528.
- [36] **Darlington P. & Arvis M.** : Modifying low frequency room acoustics 2: Global control using active absorbers. *Proc. IOA*, 17(7):87–96, 1995.
- [37] **Darlington P., Nicholson G. C. & Mercy S. E.** : Input transduction errors in active acoustic absorbers. *Acta Acustica*, 3:345–348, 1995.
- [38] **Davies J. C. & Mulholland K. A.** : An impulse method of measuring normal impedance at oblique incidence. *J. Sound Vib.*, 67(1):135–149, 1979.
- [39] **Dowell E. H., Gorman G. F. & Smith D. A.** : Acoustoelasticity: General theory, acoustic natural modes and forced response to sinusoidal excitation, including comparisons with experiment. *J. Sound Vib.*, 52(4):519–542, 1977.
- [40] **Dowell E. H. & Voss H. M.** : The effect of a cavity on panel vibration. *AIAA Journal*, 1(2):476–477, 1963.

- [41] **Dubbelday P. S.** : Surface impedance modification of plates in a water-filled waveguide. Rapport, Naval Research Laboratory, 1993.
- [42] **Dubbelday P. S. & Homer R.** : Algorithm-based method for suppressing the transmission of sound in a water-filled waveguide. *J. of Intell. Mater. Syst. and Struct.*, 2:129–147, 1991.
- [43] **Elliott S. J.** : *Signal processing for active control*. Academic Press, 2001.
- [44] **Elliott S. J.** : Smart panels for the control of sound transmission. *Smart Materials Bulletin*, 2002(2):8–9, 2002.
- [45] **Elliott S. J. & Boucher C. C.** : Interaction between multiple feedforward active control systems. *IEEE Transactions on speech and audio processing*, 2(4):521–530, 1994.
- [46] **Elliott S. J. & Nelson P. A.** : Multichannel active sound control using adaptive filtering. Proceedings of ICASSP 88, 1988. A34, 2590-2593.
- [47] **Ewins D. J.** : *Modal Testing: Theory, practice and application*. Research Studies Press Ltd., 2000.
- [48] **Fahy F. J.** : A technique for measuring sound intensity with a sound level meter. *Noise Control Engineering*, 9(3):155–162, 1977.
- [49] **Fahy F. J.** : Measurements with an intensity meter of the acoustic power of a small machine in a room. *J. Sound Vib.*, 57(3):311–322, 1978.
- [50] **Fuller C. R., Bronzel M. J., Gentry C. A. & Whittington D. E.** : Control of sound radiation/reflection with adaptive foams. Noise-Con 94, Florida, 1994.
- [51] **Furstoss M.** : *Contrôle actif de l'impédance acoustique de surface de matériaux poreux*. Thèse de doctorat, École Centrale de Lyon, 1996.
- [52] **Furstoss M., Thenail D. & Galland M. A.** : Surface impedance control for sound absorption: direct and hybrid passive/active strategies. *J. Sound Vib.*, 203(2):219–236, 1997.
- [53] **Galland M. A. & Mazeaud B.** : Design and testing of a hybrid passive/active acoustic treatment for nacelle inlets. *Int. J. of Aeroacoustics*, 6:45–59, 2007.
- [54] **Galland M. A., Mazeaud B. & Sellen N.** : Hybrid passive/active absorbers for flow ducts. *Applied Acoustics*, 66(6):691–708, 2005.
- [55] **Galland M. A., Mazeaud B. & Sellen N.** : Performance in wind tunnel of hybrid active/passive absorbent panels. 10th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Manchester, United-Kingdom, AIAA Paper 2004-2852, 10-12 May 2004.

- 
- [56] **Garai M.** : Measurement of the sound absorption coefficient in situ: The reflection method using periodic pseudo-random sequences of maximum length. *Applied Acoustics*, 39:119–139, 1993.
- [57] **Gardonio P., Bianchi E. & Elliott S. J.** : Smart panel with multiple decentralized units for the control of sound transmission. Part I: theoretical predictions. *J. Sound Vib.*, 274(1):163–192, 2004.
- [58] **Gardonio P., Bianchi E. & Elliott S. J.** : Smart panel with multiple decentralized units for the control of sound transmission. Part II: design of the decentralized control units. *J. Sound Vib.*, 274(1-2):193–213, 2004.
- [59] **Gentry C. A., Guigou C. & Fuller C. R.** : Smart foam for applications in passive-active noise radiation control. *J. Acoust. Soc. Am.*, 101(4):1771–1778, 1997.
- [60] **Guicking D.** : On the invention of active noise control by paul lueg. *J. Acoust. Soc. Am.*, 87(5):2251–2254, 1990.
- [61] **Guicking D. & Karcher K.** : Active impedance control for one-dimensional sound. *J. Vib. Acoust. Stress Reliabil. Design.*, 106:393–396, 1984.
- [62] **Guicking D., Karcher K. & Rollwage M.** : Coherent active methods for applications in room acoustics. *J. Acoust. Soc. Am.*, 78(4):1426–1434, 1985.
- [63] **Guicking D., Karcher K. & Rollwage M.** : Active control of the acoustic reflection coefficient at low frequencies. Proceedings of Inter-noise 83, Edingburgh, 1983. 419-422.
- [64] **Guicking D. & Lorenz E.** : An active sound absorber with porous plate. *J. Vib. Acoust. Stress Reliabil. Design*, 106:389–392, 1984.
- [65] **Guy R. W. & Bhattacharya M. C.** : The transmission of sound through a cavity-backed finite plate. *J. Sound Vib.*, 27(2):207–216, 1973.
- [66] **Guy R. W. & Pretlove A. J.** : Cavity backed panel resonance. *J. Sound Vib.*, 27(1):128–129, 1973.
- [67] **Haykin S.** : *Adaptative filter theory*. Prentice Hall International Editions, 1991.
- [68] **Hilbrunner O.** : *Développement et optimisation d'un système de contrôle actif pour les absorbants acoustiques hybrides*. Thèse de doctorat, École Centrale de Lyon, 2003.
- [69] **Hladky-Hennion A. C., Granger C. & Masquelier P.** : Improved semi-active damping using piezoelectric materials. 6ème Congrès Français d'Acoustique, 2002.
- [70] **Hollin K. A. & Jones M. H.** : The measurement of sound absorption coefficient in situ by correlation technique. *Acustica*, 37:103–110, 1977.

- [71] **Howarth T. R., Bao X., Moser R., Varadan V. K. & Varadan V. V.** : Digital time delay network for an active underwater acoustic coating. *J. Acoust. Soc. Am.*, 93(3):1613–1619, 1993.
- [72] **Howarth T. R., Varadan V. K., Bao X., Moser R. & Varadan V. V.** : Piezocomposite coating for active underwater sound reduction. *J. Acoust. Soc. Am.*, 91(2):823–831, 1992.
- [73] **Ingard U. & Bolt R. H.** : A free field method of measuring the absorption coefficient of acoustic materials. *J. Acoust. Soc. Am.*, 23(5):509–516, 1951.
- [74] **Institut National de Recherche et de Sécurité** : Dossier web : Le bruit. <http://www.inrs.fr/>.
- [75] **Irrgang S.** : Design and optimization of active (hybrid) absorbers. *Noise Con*, 2:57–70, 1997.
- [76] **Irrgang S.** : Optimisation of active absorbers in rectangular ducts. ACTIVE '97, 1997.
- [77] **Jackson R. S.** : Some aspects of the performance of acoustic hoods. *J. Sound Vib.*, 3(1):82–94, 1966.
- [78] **Kihlman T.** : Sound radiation into a rectangular room. Applications to airborne sound transmission in buildings. *Acustica*, 18:11–20, 1967.
- [79] **Kuo S. M. & Morgan D. R.** : *Active noise control systems - Algorithms and DSP implementations*. John Wiley & Sons, New-York, 1996.
- [80] **Kuo S. M. & Morgan D. R.** : Active noise: a tutorial review. *Proceedings of the IEEE*, 87(6):943–973, 1999.
- [81] **Lacour O.** : *Réduction du bruit par contrôle actif d'impédance. Application à des problèmes vibroacoustiques internes*. Thèse de doctorat, École Centrale de Lyon, 1998.
- [82] **Lacour O., Galland M. A. & Thenail D.** : Preliminary experiments on noise reduction in cavities using active impedance changes. *J. Sound Vib.*, 230(1):69–99, 2000.
- [83] **Lai J. C. S., Speakman C. & Williamson H. M.** : Control of shear cutting noise - effectiveness of enclosures. *Applied Acoustics*, 58(1):69–84, 1999.
- [84] **Legouis T. & Nicolas J.** : Phase gradient method of measuring the acoustic impedance of materials. *J. Acoust. Soc. Am.*, 81(1):44–50, 1987.
- [85] **Lesueur C.** : *Rayonnement acoustique des structures*. Editions Eyrolles, Paris, 1988.

- 
- [86] **Lissek H. & Meynial X.** : Étude du couplage intercellulaire dans un mur actif. Actes du Ve Congrès Français d'Acoustique, 668-671, 2000.
- [87] **Lissek H. & Meynial X.** : A preliminary study of an isodynamic transducer for use in active acoustic materials. *Applied Acoustics*, 64:917–930, 2003.
- [88] **London A.** : Transmission of reverberant sound through double walls. *J. Acoust. Soc. Am.*, 22:270–279, 1950.
- [89] **Lueg P.** : Verfahren zur dämpfung von schallschwingungen. German patent n°655508, 1933.
- [90] **Lueg P.** : Process of silencing sound oscillations. US Patent 2043,416, 1936.
- [91] **Lyon R. H.** : Noise reduction of rectangular enclosures with one flexible wall. *J. Acoust. Soc. Am.*, 35(11):1791–1797, 1963.
- [92] **Magaud-Camus I., Flourey M. C., Vinck L. & Waltisperger D.** : Le bruit au travail en 2003 : une nuisance qui touche trois salariés sur dix. *INRS - Document pour le médecin du travail - 103TF142*, 103:327–334, 2005.
- [93] **Maidanik G.** : Response of ribbed panel to reverberant acoustic field. *J. Acoust. Soc. Am.*, 34(6):809–826, 1962.
- [94] **Mazeaud B.** : *Développement d'un revêtement acoustique intelligent pour les conduits en présence d'écoulement*. Thèse de doctorat, École Centrale de Lyon, 2005.
- [95] **Mazeaud B. & Galland M. A.** : A multi-channel feedback algorithm for the development of active liners to reduce noise in flow duct applications. *Mech. Syst. Signal Process.*, À paraître, 2007.
- [96] **Mazeaud B. & Galland M. A.** : Evaluation of the performance in wind tunnel of hybrid active/passive absorbent panels. 1st Symposium on the Acoustics of Poro-Elastic Materials, E.N.T.P.E. Vaulx-en-Velin, France, December 2005.
- [97] **Mazeaud B., Galland M. A. & Sellen N.** : Design of an adaptive hybrid liner for flow duct applications. 10th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Manchester, United-Kingdom, AIAA Paper 2004-2852, 10-12 May 2004.
- [98] **Meynial X. & Lissek H.** : Active reflectors for room acoustics. Proceedings of the Institute of Acoustics 21(6), 1999.
- [99] **Mulholland K. A., Parbrook H. D. & Cummings A.** : The transmission loss of double panels. *J. Sound Vib.*, 6(3):324–334, 1967.

- [100] **Narayanan S. & Shanbhag R. L.** : Acoustoelasticity of a damped sandwich panel backed by a cavity. *J. Sound Vib.*, 78(4):453–473, 1981.
- [101] **Nelder J. A. & Mead R.** : A simplex method for function minimization. *Comput. J.*, 7:308–313, 1965.
- [102] **Nelson P. A., Curtis A. R. D., Elliott S. J. & Bullmore A. J.** : The minimum output power of free field point sources and active control of sound. *J. Sound Vib.*, 117(1):1–13, 1987.
- [103] **Nelson P. A. & Elliott S. J.** : *Active Control of Sound*. Academic Press, New-York, 1991.
- [104] **Nicholson G. C. & Darlington P.** : Smart surfaces for building acoustics. *Proceedings of the Institute of Acoustics*, 13(8):155–164, 1991.
- [105] **Nicholson G. C. & Darlington P.** : Active control of acoustic absorption, reflection and transmission. *Proc. IOA*, 15:403–409, 1993.
- [106] **Norme ISO** : Détermination par intensimétrie des niveaux de puissance acoustique émis par les sources de bruit - Partie 1: Mesurages par points. Norme internationale ISO 9614-1, 1993.
- [107] **Norme ISO** : Détermination du facteur d'absorption acoustique et de l'impédance à l'aide du tube d'impédance. Partie 1 : Méthode du taux d'onde stationnaire. Norme internationale ISO 10534-1, 1996.
- [108] **Norme ISO** : Détermination par intensimétrie des niveaux de puissance acoustique émis par les sources de bruit - Partie 2 : Mesurages par balayage. Norme internationale ISO 9614-2, 1996.
- [109] **Norme ISO** : Détermination du facteur d'absorption acoustique et de l'impédance à l'aide du tube d'impédance. Partie 2 : Méthode de la fonction de transfert. Norme internationale ISO 10534-2, 1998.
- [110] **Norme ISO** : Détermination par intensimétrie des niveaux de puissance acoustique émis par les sources de bruit - Partie 3 : Méthode de précision pour mesurage par balayage. Norme internationale ISO 9614-3, 2002.
- [111] **Ochs J. B. & Snowdon J. C.** : Transmissibility across simply supported thin plates. I. Rectangular and square plates with and without damping layers. *J. Acoust. Soc. Am.*, 58(4):832–840, 1975.
- [112] **Oldham D. J. & Hillarby S. N.** : The acoustical performance of small close fitting enclosure, Part 1: Theoretical models. *J. Sound Vib.*, 150(2):261–281, 1991.

- 
- [113] **Oldham D. J. & Hillarby S. N.** : The acoustical performance of small close fitting enclosure, Part 2: Experimental investigation. *J. Sound Vib.*, 150(2):283–300, 1991.
- [114] **Olson H. F.** : Electronic control of noise, vibration and reverberation. *J. Acoust. Soc. Am.*, 28(5):966–972, 1956.
- [115] **Olson H. F. & May E. G.** : Electronic sound absorber. *J. Acoust. Soc. Am.*, 25(6):1130–1136, 1953.
- [116] **Orduña-Bustamante F. & Nelson P. A.** : An adaptive controller for the active absorption of sound. *J. Acoust. Soc. Am.*, 91(5):2740–2747, 1992.
- [117] **Pan J. & Bies D. A.** : The effect of fluid-structural coupling on sound waves in an enclosure - theoretical part. *J. Acoust. Soc. Am.*, 87(2):691–707, 1990.
- [118] **Pan J., Elliott S. J. & Baek K. H.** : Analysis of low frequency acoustic response in a damped rectangular enclosure. *J. Sound Vib.*, 223(4):543–566, 1999.
- [119] **Pavić G.** : Measurement of sound intensity. *J. Sound Vib.*, 51(4):533–545, 1977.
- [120] **Porte C.** : Méthodes directes d’optimisation, méthodes à une variable et simplex. Techniques de l’Ingénieur, P228.
- [121] **Porte C.** : Méthodes directes d’optimisation, méthodes dérivées de la méthode simplex. Techniques de l’ingénieur, P229.
- [122] **Pretlove A. J.** : Free vibrations of a rectangular panel backed by a closed rectangular cavity. *J. Sound Vib.*, 2(3):197–209, 1965.
- [123] **Pretlove A. J.** : Forced vibrations of a rectangular panel backed by a closed rectangular cavity. *J. Sound Vib.*, 3(3):252–261, 1966.
- [124] **Sellen N.** : *Modification de l’impédance de surface d’un matériau par contrôle actif: Application à la caractérisation et à l’optimisation d’un absorbant acoustique.* Thèse de doctorat, École Centrale de Lyon, 2003.
- [125] **Seybert A. F. & Ross D. F.** : Experimental investigation of acoustic properties using a two microphone random-excitation technique. *J. Acoust. Soc. Am.*, 61(5):1362–1370, 1977.
- [126] **Smith J. P., Johnson B. D. & Burdisso R. A.** : A broadband passive-active sound absorption system. *J. Acoust. Soc. Am.*, 106(5):2646–2652, 1999.
- [127] **Snyder S. D. & Tanaka N.** : To absorb or not to absorb: Control source power output in active noise control systems. *J. Acoust. Soc. Am.*, 94(1):185–195, 1993.

- [128] **Tang W. C., Zheng H. & Ng C. F.** : Low frequency sound transmission through close-fitting finite sandwich panels. *Applied Acoustics*, 55(1):13–30, 1998.
- [129] **Thenail D.** : *Contrôle actif d'impédance et optimisation des performances d'un matériau poreux*. Thèse de doctorat, École Centrale de Lyon, 1995.
- [130] **Thenail D. & Galland M. A.** : Development of an anechoical boundary. Proc. Idee-Force EUR'ACOUSTICS, École Centrale de Lyon, France, 1992.
- [131] **Thenail D., Galland M. A. & Sunyach M.** : Absorption optimale par contrôle actif. *J. de Physique*, 4:195–198, 1994.
- [132] **Thenail D., Galland M. A. & Sunyach M.** : Active enhancement of the absorbent properties of a porous material. *Smart Mater. Struct.*, 3:18–25, 1994.
- [133] **Thenail D., Lacour O., Galland M. A. & Furstoss M.** : The active control of wall impedance. *Acustica united with Acta Acustica*, 83(6):1039–1044, 1997.
- [134] **Trompette N.** : Présentation et calcul du débit d'une source acoustique monopolaire. INRS Projet C.1/1.036, 2002.
- [135] **Trompette N., Loyau T. & Lovat G.** : Encoffrements de machine - aide à la conception. INRS Cahiers de notes documentaires ND 2144-182-01, 2001.
- [136] **Wallace C. E.** : Radiation resistance of a baffled beam. *J. Acoust. Soc. Am.*, 51(3):936–945, 1972.
- [137] **Wallace C. E.** : Radiation resistance of a rectangular panel. *J. Acoust. Soc. Am.*, 51(3):946–952, 1972.
- [138] **White P. H. & Powell A.** : Transmission of random sound and vibration through a rectangular double wall. *J. Acoust. Soc. Am.*, 40:821–832, 1965.
- [139] **Wikipedia** : L'audition. <http://fr.wikipedia.org/wiki/Audition>.
- [140] **Wirdow B. & Stearns S. D.** : *Adaptive signal processing*. Prentice Hall, 1985.
- [141] **Wu Z., Bao X. Q., Varadan V. K. & Varadan V. V.** : Broadband active acoustic absorbing coating with an adaptive digital controller. *Smart Mater. Struct.*, 2:40–46, 1993.
- [142] **Wu Z., Varadan V. K., Varadan V. V. & Lee K. Y.** : Active absorption of acoustic waves using state-space model and optimal control theory. *J. Acoust. Soc. Am.*, 97(2):1078–1087, 1995.

# Publications

## Articles dans revues internationales avec comité de lecture

- ▶ Dupont, J.-B. & Galland, M.-A., Active absorption to reduce the noise transmitted out of an enclosure , *Applied Acoustics*, À paraître.

## Conférences internationales avec actes et comité de lecture

- ▶ Dupont, J.-B. & Galland, M.-A., Hybrid absorption to reduce the noise transmitted by a plate coupled to a cavity: determination of the optimal impedance, *1st Symposium on the Acoustics of Poro-Elastic Materials*, E.N.T.P.E. Vaulx-en-Velin, France, December 2005.
- ▶ Dupont, J.-B. & Galland, M.-A., Reduction of the noise transmitted by an enclosure thanks to active absorbers, *19th International Congress on Acoustics*, Madrid, 2-7 September 2007.

## Conférences nationales avec actes et comité de lecture

- ▶ Dupont, J.-B. & Galland, M.-A., Réduction par absorbants actifs du bruit transmis par une plaque couplée à une cavité : Détermination de l'impédance optimale et mise en œuvre expérimentale, *18ème Congrès Français de Mécanique*, Grenoble, Août 2007.

## Rapports d'activité

- ▶ Dupont, J.-B., Projet CAHPAC : Rapport d'activité du LMFA, Année 2005, Novembre 2005.
- ▶ Dupont, J.-B., Projet CAHPAC : Rapport d'activité du LMFA, Année 2006, Novembre 2006.
- ▶ Dupont, J.-B., Projet CAHPAC : Rapport d'activité du LMFA, Année 2007, Octobre 2007.



## AUTORISATION DE SOUTENANCE

Vu les dispositions de l'arrêté du 25 avril 2002,

Vu la demande du Directeur de Thèse

Madame M-A. GALLAND

et les rapports de

Monsieur V. MARTIN

Directeur de Recherche - Institut Jean le Rond d'Alembert - UMR CNRS 7190 - Site de St Cyr l'Ecole  
2 place de la gare de ceinture - 78210 St Cyr l'Ecole

Et ce

Monsieur M. COLLET

Chargé de Recherche CNRS (HDR) - FEMTO-ST-LMARC - 24 chemin de l'Epitaphe - 25000 BESANCON

**Monsieur DUPONT Jean-Baptiste**

est autorisé à soutenir une thèse pour l'obtention du grade de **DOCTEUR**

**Ecole doctorale MECANIQUE, ENERGETIQUE, GENIE CIVIL ET ACOUSTIQUE (MEGA)**

Fait à Ecully, le 27 novembre 2007

P/Le Directeur de l'E.C.L.  
Le Directeur des Etudes



J. JOSEPH