

# THÈSE

présentée devant  
L'ÉCOLE CENTRALE DE LYON

pour obtenir  
le titre de DOCTEUR  
SPÉCIALITÉ ACOUSTIQUE

par

**Olivier HILBRUNNER**

## DÉVELOPPEMENT ET OPTIMISATION D'UN SYSTÈME DE CONTRÔLE ACTIF POUR LES ABSORBANTS ACOUSTIQUES HYBRIDES

Soutenue le 24 octobre 2003 devant la Commission d'Examen

### JURY

Président : M. M. SUNYACH  
Examineurs : M. J.M. CAPRON  
Mme M.A. GALLAND  
M. V. MARTIN (Rapporteur)  
M. A. PREUMONT (Rapporteur)  
M. A. ROURE  
M T. AUGER - AIRBUS France (Invité)  
M. J. PÉRISSE - METRAVIB RDS (Invité)  
M. P.L. REGAUD - SNECMA Moteurs (Invité)

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



## ECOLE CENTRALE DE LYON

### Liste des personnes habilitées à diriger des recherches

ALLARD Bruno	<i>maître de conférence</i>	CEGELY	INSA
AIT-EL-HADJ Smaïl	<i>professeur</i>	GRETI	ECL
ARQUES Philippe	<i>professeur</i>		ECL
AURIOL Philippe	<i>professeur</i>	CEGELY	ECL
BAILLY Christophe	<i>maître de conférence</i>	LMFA	ECL
BATAILLE Jean	<i>professeur</i>	LMFA	ECL
BAYADA Guy	<i>professeur</i>	MAPLY	INSA
BEN HADID Hamda	<i>professeur</i>	LMFA	UCBL
BERGHEAU Jean-Michel	<i>professeur</i>	LTDS	ENISE
BEROUAL Abderrahmane	<i>professeur</i>	CEGELY	ECL
BERTOGLIO Jean-Pierre	<i>directeur de recherche</i>	LMFA	CNRS
BLAIZE Alain	<i>maître de conférence</i>	LTDS	UCBL
BLANC-BENON Philippe	<i>directeur de recherche</i>	LMFA	CNRS
BLANCHET Robert	<i>professeur</i>	LEOM	ECL
BRUN Maurice	<i>professeur</i>	LMFA	ECL
BUFFAT Marc	<i>professeur</i>	LMFA	UCBL
BUREAU Jean-Claude	<i>professeur</i>	CEGELY	INSA
CAMBON Claude	<i>directeur de recherche</i>	LMFA	CNRS
CAMBOU Bernard	<i>professeur</i>	LTDS	ECL
CARRIERE Philippe	<i>chargé de recherche</i>	LMFA	CNRS
CHAMBAT Michèle	<i>professeur</i>	MAPLY	UCBL
CHAMPAGNE Jean-Yves	<i>maître de conférence</i>	LMFA	INSA
CHAMPOUSSIN Jean-Claude	<i>professeur</i>	LMFA	ECL
CHANTE Jean-Pierre	<i>professeur</i>	CEGELY	INSA
CHAUVET Jean-Paul	<i>professeur</i>	IFOS	ECL
CHEN Liming	<i>professeur</i>	ICTT	ECL
CLERC Guy	<i>professeur</i>	CEGELY	UCBL
COMTE-BELLOT Geneviève	<i>professeur émérite</i>	LMFA	ECL
COQUILLET Bernard	<i>maître de conférence</i>	IFOS	ECL
CREPEL Pierre	<i>chargé de recherche</i>	MAPLY	CNRS

DAVID Bertrand	<i>professeur</i>	ICTT	ECL
DUBUJET Philippe	<i>maître de conférence</i>	LTDS	ECL
ESCODIE Dany	<i>chargé de recherche</i>	LMFA	CNRS
FERRAND Pascal	<i>directeur de recherche</i>	LMFA	CNRS
FOUVRY Siegfried	<i>chargé de recherche</i>	LTDS	CNRS
GAFFIOT Frédéric	<i>professeur</i>	LEOM	ECL
GAGNAIRE Alain	<i>maître de conférence</i>	LEOM	ECL
GALLAND Marie-Annick	<i>maître de conférence</i>	LMFA	ECL
GARRIGUES Michel	<i>directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS
GAY Bernard	<i>professeur</i>	LMFA	UCBL
GENCE Jean-Noël	<i>professeur</i>	LMFA	UCBL
GENDRY Michel	<i>chargé de recherche</i>	LEOM	CNRS
GEORGES Jean-Marie	<i>professeur émérite</i>	LTDS	ECL
GRENET Geneviève	<i>directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS
GUIRALDENQ Pierre	<i>professeur émérite</i>	IFOS	ECL
HAMADICHE Mahmoud	<i>maître de conférence</i>	LMFA	UCLB
HEIBIG Arnaud	<i>professeur</i>	MAPLY	INSA
HELLOUIN Yves	<i>maître de conférence</i>		ECL
HENRY Daniel	<i>chargé de recherche</i>	LMFA	CNRS
HERRMANN Jean-Marie	<i>directeur de recherche</i>	IFOS	CNRS
HOLLINGER Guy	<i>directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS
JAFFREZIC-RENAULT Nicole	<i>directeur de recherche</i>	IFOS	CNRS
JEANDEL Denis	<i>professeur</i>	LMFA	ECL
JEZEQUEL Louis	<i>professeur</i>	LTDS	ECL
JOSEPH Jacques	<i>professeur</i>	LEOM	ECL
JUVE Daniel	<i>professeur</i>	LMFA	ECL
JUVE Denyse	<i>ingénieur de recherche</i>	IFOS	ECL
KAPSA Philippe	<i>directeur de recherche</i>	LTDS	CNRS
KRAHENBUHL Laurent	<i>directeur de recherche</i>	CEGELY	CNRS
KRAWCZYK Stanislas	<i>directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS

LACHAL Aimé	<i>PRAG</i>	MAPLY	INSA
LANCE Michel	<i>professeur</i>	LMFA	UCBL
LANGLADE-BOMBA Cécile	<i>maître de conférence</i>	IFOS	ECL
LE BOT Alain	<i>chargé de recherche</i>	LTDS	CNRS
LE HELLEY Michel	<i>professeur</i>		ECL
LEBOEUF Francis	<i>professeur</i>	LMFA	ECL
LOEHAC Jean-Pierre	<i>maître de conférence</i>	MAPLY	ECL
LOUBET Jean-Luc	<i>directeur de recherche</i>	LTDS	CNRS
LYONNET Patrick	<i>professeur</i>	LTDS	ENISE
MAITRE Jean-François	<i>professeur émérite</i>	MAPLY	ECL
MARION Martine	<i>professeur</i>	MAPLY	ECL
MARTELET Claude	<i>professeur</i>	IFOS	ECL
MARTIN Jean-Michel	<i>professeur</i>	LTDS	ECL
MARTIN Jean-René	<i>professeur</i>	IFOS	ECL
MASSON Jean-Pierre	<i>professeur</i>	CEGELY	UCBL
MATHIA Thomas	<i>directeur de recherche</i>	LTDS	CNRS
MATHIEU Jean	<i>professeur émérite</i>	LMFA	ECL
MAZUYER Denis	<i>professeur</i>	LTDS	ECL
MIDOL Alain	<i>maître de conférence</i>	LTDS	UCBL
MOREL Hervé	<i>chargé de recherche</i>	CEGELY	CNRS
MOREL Robert	<i>professeur</i>	LMFA	INSA
MOUSSAOUI Mohand	<i>professeur</i>	MAPLY	ECL
MUSY François	<i>maître de conférence</i>	MAPLY	ECL
NICOLAS Alain	<i>professeur</i>	CEGELY	ECL
NICOLAS Laurent	<i>directeur de recherche</i>	CEGELY	CNRS
PERKINS Richard	<i>professeur</i>	LMFA	ECL
PERRET-LIAUDET Joël	<i>maître de conférence</i>	LTDS	ECL
PERRIN Jacques	<i>professeur</i>		INSA
PICHAT Pierre	<i>directeur de recherche</i>	IFOS	CNRS
POUSIN Jérôme	<i>professeur</i>	MAPLY	INSA
PONSONNET Laurence	<i>maître de conférence</i>	IFOS	ECL
PREVOT Patrick	<i>professeur</i>	ICTT	INSA

REBOUX Jean-Luc	<i>professeur</i>	LTDS	ENISE
RETIF Jean-Marie	<i>maître de conférence</i>	CEGELY	INSA
ROBACH Yves	<i>professeur</i>	LEOM	ECL
ROGER Michel	<i>professeur</i>	LMFA	ECL
ROJAT Gérard	<i>professeur</i>	CEGELY	UCBL
ROUSSEAU Jacques	<i>professeur émérite</i>	LTDS	ENISE
ROUY Elisabeth	<i>professeur</i>	MAPLY	ECL
SALVIA Michelle	<i>maître de conférence</i>	IFOS	ECL
SANDRI Dominique	<i>maître de conférence</i>	MAPLY	UCBL
SCHATZMAN Michelle	<i>directeur de recherche</i>	MAPLY	CNRS
SCOTT Julian	<i>professeur</i>	LMFA	ECL
SIDOROFF François	<i>professeur</i>	LTDS	ECL
SIMOENS Serge	<i>chargé de recherche</i>	LMFA	CNRS
SOUTEYRAND Eliane	<i>directeur de recherche</i>	IFOS	CNRS
STREMSDOERFER Guy	<i>professeur</i>	IFOS	ECL
SUNYACH Michel	<i>professeur</i>	LMFA	UCBL
TARDY Jacques	<i>directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS
THOMAS Gérard	<i>professeur</i>	LAGEP UCBL	ECL
THOUVEREZ Fabrice	<i>maître de conférence</i>	LTDS	ECL
TREHEUX Daniel	<i>professeur</i>	IFOS	ECL
VANNES André-Bernard	<i>professeur</i>	IFOS	ECL
VIKTOROVITCH Pierre	<i>directeur de recherche</i>	LEOM	CNRS
VINCENT Léo	<i>professeur</i>	IFOS	ECL
VOLPERT Vitaly	<i>directeur de recherche</i>	MAPLY	CNRS
ZAHOUANI Hassan	<i>professeur</i>	LTDS	ENISE

# Remerciements

*Cette étude a été menée au Laboratoire de Mécanique des Fluides et d'Acoustique de l'Ecole Centrale de Lyon, Unité de Recherche Associée au CNRS n° 5509.*

*J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur le Professeur M. Sunyach qui me fait l'honneur de présider ce jury, ainsi qu'à Monsieur le Professeur Daniel Juvé, Responsable du Département de Mécanique des Fluides, Acoustique et Energétique de l'Ecole Centrale de Lyon, pour m'avoir accueilli au sein de son équipe de recherche.*

*Je tiens à remercier tout particulièrement Monsieur V. Martin, Directeur de Recherche à l'Université Pierre et Marie Curie de Paris et Monsieur A. Preumont, Professeur à l'Université Libre de Bruxelles. C'est un immense honneur qu'ils me font de juger ce travail et de participer au jury.*

*Ma gratitude s'adresse également à Monsieur A. Roure, Ingénieur de Recherche au Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique de Marseille. Sa participation au jury m'honore infiniment.*

*J'exprime ma plus profonde reconnaissance à Madame M.A. Galland, Maître de Conférence à l'Ecole Centrale de Lyon, qui a assumé la direction de cette thèse. Son assistance, ses conseils et ses encouragements constants ont été indispensables au bon déroulement de ce travail. Que sa disponibilité et sa bienveillance à mon attention soient ici remerciées.*

*J'adresse également mes plus sincères remerciements à Monsieur le Docteur J. Périssé, de METRAVIB RDS, pour ses conseils fructueux et sa constante disponibilité à mon égard. Qu'il trouve dans ce travail le résultat des nombreuses discussions fructueuses que nous avons pu échanger tout au long de cette étude.*

*Je remercie très vivement Monsieur J.M. Capron, Enseignant-Chercheur à l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord, de participer au jury de cette thèse.*

*J'associe à ces remerciements les industriels qui ont soutenu ce projet et plus particulièrement Monsieur T. Auger d'AIRBUS France et Monsieur P.L. Regaud de SNECMA Moteurs pour leur participation au jury de cette thèse.*

*Pour l'accueil chaleureux dont j'ai bénéficié, je voudrais aussi remercier l'ensemble des personnes de l'équipe du Département Acoustique : Nadine et Benoît pour notre collaboration en toute amitié, David, Laurent pour son aide précieuse sous L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X, Pascal, Jean-Michel, Guillevic, Olivier, Sébastien, Julien, Vincent, Yvan, Sébastien et tous les permanents du laboratoire pour leurs échanges fructueux. Je salue Pierre pour sa bonne humeur et ses services en tant que chef informatique. Pour sa disponibilité et sa gentillesse, je remercie aussi Evelyne.*

*Enfin, j'associe à ces remerciements ma famille pour son soutien et sa confiance. Je tiens particulièrement à exprimer mon infinie reconnaissance à mon amie, Catherine, qui m'apporte tant de bonheur et qui m'a soutenu pendant tout ce travail.*



# Résumé

De nombreuses techniques existent pour réduire le bruit rayonné par un conduit en présence d'un écoulement. Quand on ne peut pas intervenir directement sur la source, on atténue sa propagation grâce à des méthodes passives, en utilisant les propriétés absorbantes des matériaux poreux classiques. Toutefois, leur domaine d'efficacité fait défaut dans les basses fréquences pour des raisons évidentes d'encombrement. Afin d'augmenter le spectre d'absorption des matériaux acoustiques usuels, le Centre Acoustique du LMFA développe le concept de matériau hybride combinant absorption passive et active. On montre qu'il est possible d'obtenir une absorption maximale si on applique, par contrôle actif, une simple réduction de la pression acoustique en face arrière d'un matériau aux propriétés «bien choisies».

Le traitement hybride consiste en la juxtaposition de plusieurs cellules actives composées chacune d'une toile résistive, d'un transducteur piézo-électrique mettant en vibration une plaque en aluminium faisant ainsi office de source secondaire, d'un contrôleur et d'un capteur d'erreur. De précédentes expériences ont permis de valider le concept en veine avec écoulement. Cependant, l'adaptation de ce système à des applications plus proches de cas réels et donc à des conditions plus difficiles, implique des améliorations à apporter pour pouvoir traiter par exemple le bruit dans une nacelle de turboréacteur. Il est donc question dans cette thèse de l'optimisation de la partie active de la cellule avec la conception de la source de contre-bruit adaptée menée en parallèle avec le développement d'un algorithme feedback numérique multi-voies.

La modélisation complète de l'actionneur, incluant les couplages vibroacoustiques induit par les cavités et l'effet du tissu résistif, permet d'améliorer sensiblement la réponse en fréquence de la source active, étape décisive pour éviter de déclencher des instabilités dans la boucle de contrôle et pour permettre de trouver la position optimale du microphone d'erreur. Concernant l'architecture utilisée pour le contrôleur, elle fait appel à l'algorithme à structure IMC : la référence est créée directement en enlevant la contribution de la source de contre-bruit au signal donné par le microphone d'erreur. Les simulations et les expériences sur l'algorithme mono-voie montrent qu'il est particulièrement adapté au traitement des bruits périodiques et donc correspond parfaitement au contrôle de raies spectrales.

L'augmentation de la surface de traitement passant nécessairement par la multiplication du nombre de cellules actives, le développement d'une version multi-voies diagonalisée permet de faire fonctionner avec succès quatre cellules actives indépendantes en parallèle dans un conduit avec écoulement (vitesse 60 m/s). Des réductions très importantes (jusqu'à 25 dB en basses fréquences) ont été obtenues avec un comportement tout à fait satisfaisant de la partie active des absorbants.



# Abstract

Many techniques allow to reduce the noise in a flow duct. For instance, the source can be studied and further treated directly or attenuation can be provided along the propagation thanks to a passive liner by using the absorbent properties of porous materials. However, these materials suffer from a lack of efficiency in the low frequency band unless used in a large quantity. In order to increase the frequency band of absorption of usual porous materials, the «Centre Acoustique du LMFA» works on the design of hybrid materials using passive and active absorption. The basic principle consists in vanishing by active control the pressure at the rear face of the material, with well-suited characteristics, to achieve a maximum absorption.

The hybrid treatment consists in associating some active cells which are composed of a wiremesh, a piezoelectric transducer for the secondary source, a controller and an error sensor. Previous experiments validated the whole concept in a flow duct but some improvements have to be carried out to consider real applications like engine noise reduction in a nacelle inlet. Consequently, this thesis deals with the optimisation of the active part, which means a design of a powerful secondary source and the implementation of a digital feedback control algorithm.

The whole model of the active cell, including vibroacoustic coupling from the cavities and the effect of wiremesh, allows to improve the frequency response function of the transducer, and then prevents the feedback controller from instabilities. The optimal error sensor position is determined too. The controller architecture uses the IMC algorithm : a reference is generated by removing the feedback secondary source contribution from the error sensor signal. Some simulations and, afterwards, experiments show the good behaviour of the algorithm when the noise to treat is periodic ; thus, the algorithm works well with harmonic components.

The surface treatment can be increased by considering more cells, which is possible by diagonalising the algorithm. An experiment using four independent cells proves the good functioning of the controller in a duct with flow velocity of up to 60 m/s : very important noise reductions were achieved up to 25 dB in the low frequency band.



# Publications

**Congrès internationaux avec actes et comité de lecture :**

**Hilbrunner O., Sellen N., Galland M.A., Mazoyer T. & Pellerin A.,** Active control method for the identification of parameters of porous media, 2001, *7th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Maastricht, The Netherlands, A.I.A.A. Paper 2001 - 2192.*

**Hilbrunner O., Sellen N. & Galland M.A.,** Experimental and numerical investigation of noise reduction in a lined duct by hybrid passive/active control, 2001, *5th CEAS/ASC Workshop on Turbomachinery Noise and Duct Acoustics, Eindhoven, The Netherlands.*

**Galland M.A., Hilbrunner O., & Sellen N.,** Noise reduction in a flow duct by active control of wall impedance, 2002, *8th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Breckenridge, Colorado.*

**Sellen N, Galland M.A. & Hilbrunner O.,** Identification of the characteristic parameters of porous media using active control, 2002, *8th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Breckenridge, Colorado.*

**Hilbrunner O., Galland M.A., Sellen N. & Périssé J.,** Optimisation of a hybrid liner for noise reduction of engine aircraft nacelles, 2002, *International Symposium on Active Control of Sound and Vibration (ACTIVE), Institute of Sound and Vibration Research (ISVR), Southampton University, United Kingdom.*

**Galland M.A., Sellen N. & Hilbrunner O.,** Active control and porous materials, 2002, *forum Acusticum Sevilla.*

**Hilbrunner O., Mazeaud B., & Galland M.A.,** Multi-cell digital feedback control for noise reduction through hybrid absorbers, 2003, *9th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Hilton Head, South Carolina.*

**Périssé J., Hilbrunner O., Sellen N., Mazeaud B., Cuesta M. & Galland M.A.,** Hybrid acoustic liner : a new concept for noise reduction in flow duct, 2003, *Euronoise, Naples, paper ID : 358.*

## **Congrès nationaux avec actes et comité de lecture :**

**Sellen N., Hilbrunner O. & Galland M.A.**, Identification par contrôle actif des paramètres caractéristiques d'un matériau poreux, 2001, *XV<sup>ème</sup> congrès de Mécanique, Nancy, papier n° 448*.

**Mazeaud B., Hilbrunner O. & Galland M.A.**, Développement d'un algorithme feedback multivoies adaptatif pour les absorbants actifs, 2003, *XVI<sup>ème</sup> congrès de Mécanique, Nice*.

## **Communication à des journées scientifiques :**

**Galland M.A., Sellen N., Hilbrunner O., Cuesta Maria. & Mazeaud B.**, Contrôle de l'impédance acoustique : développement d'absorbants hybrides passifs/actifs, 2003, *journée scientifique de l'ONERA. Matériaux absorbants pour l'Acoustique*.

**Galland M.A., Hilbrunner O. & Mazeaud B.**, Contrôle actif du bruit par filtrage numérique temps réel, 2003, *traitement numérique du signal et de la vidéo, Ecole Centrale de Lyon*.

## **Rapports de contrats de recherche :**

### **PREDIT CAMELIA**

**Hilbrunner O.**, Thème : conception et production. Caractérisation des matériaux visco-poro-élastiques à usage vibro-acoustique, 2000, *Programme PREDIT CAMELIA, R1.2/0 Synthèse des modèles*.

### **Contrat européen SILENCE(R)**

**Galland M.A., Hilbrunner O. & Sellen N.**, Resistive layer improvement for acoustic hybrid liners, 2002, *rapport technique SILENCE(R), WP1.2 - SUB-TASK 5.1., D1.2-5.1-13-v0*.

**Hilbrunner O., Sellen N. & Galland M.A.**, Optimisation of a hybrid active/passive adaptive liner concept, 2002, *WP 1.2, Task 5.1. PDR Meeting, EADS CRC Munich*.

**Mazeaud B., Galland M.A. & Hilbrunner O.**, Optimisation of adaptive cell for acoustical adaptive liner, 2003, *WP1.2 - SUB-TASK 5.1., D1.2-5.1-14-v0*.

# Table des matières

<b>Introduction</b>	<b>5</b>
<b>1 L'absorbant hybride, du laboratoire aux nacelles de turboréacteur</b>	<b>11</b>
1.1 Méthodes de réduction de bruit en écoulement et limites . . . . .	12
1.1.1 Méthodes passives . . . . .	12
1.1.2 Introduction au contrôle actif . . . . .	13
1.1.3 Méthodes actives directes . . . . .	22
1.1.4 Le contrôle d'impédance . . . . .	25
1.2 Théorie de l'absorbant hybride . . . . .	27
1.2.1 L'approximation basse fréquence et la résistivité . . . . .	27
1.2.2 Etat de l'art de l'absorbant hybride . . . . .	29
1.2.3 L'absorbant hybride développé au Centre Acoustique du LMFA . . . . .	30
1.3 Développement et essais d'un absorbant actif multi-cellules en veine . . . . .	34
1.3.1 Introduction et motivations . . . . .	34
1.3.2 Expériences avec écoulement dans la soufflerie anéchoïque de l'ECL . . . . .	34
1.3.3 Expériences sans écoulement dans le banc d'essai 5CC à la SNECMA . . . . .	36
1.3.4 Expériences sans écoulement dans la grande soufflerie anéchoïque de l'ECL . . . . .	37
1.4 Vers l'application nacelle de turboréacteur . . . . .	45
1.4.1 Objectifs de SILENCE(R) . . . . .	45
1.4.2 Spectre du bruit à traiter . . . . .	48
1.4.3 Caractéristiques et emplacement du traitement . . . . .	48
<b>2 Mise en oeuvre d'un système de contrôle actif feedback mono-voie</b>	<b>53</b>
2.1 Définition, mise en oeuvre et applications du contrôle actif feedback . . . . .	53
2.1.1 Introduction - historique . . . . .	53
2.1.2 Contrôleur feedback . . . . .	54
2.1.3 Contrôleur analogique . . . . .	60
2.1.4 Contrôleur numérique . . . . .	61
2.2 Simulation de l'algorithme mono-voie . . . . .	72
2.2.1 Les étapes du calcul . . . . .	72
2.2.2 Test de l'algorithme dans des conditions plus réalistes . . . . .	81

2.3	Programmation de l'algorithme mono-voie . . . . .	84
2.3.1	La carte DSP du laboratoire . . . . .	84
2.3.2	Résultats expérimentaux . . . . .	85
2.3.3	La carte dSPACE . . . . .	90
<b>3</b>	<b>Modélisation vibroacoustique du transducteur piézo-électrique</b>	<b>95</b>
3.1	Principe d'un transducteur piézo-électrique . . . . .	96
3.1.1	Spécifications . . . . .	96
3.1.2	Généralités sur les céramiques piézo-électriques . . . . .	96
3.1.3	Caractéristiques des matériaux piézo-électriques . . . . .	97
3.1.4	Principe de l'actionneur bimorphe . . . . .	98
3.1.5	Modélisation analytique de l'actionneur bimorphe . . . . .	99
3.2	Optimisation vibratoire du transducteur piézo-électrique . . . . .	105
3.2.1	Validation de la solution analytique par le logiciel d'éléments finis Ansys . . . . .	105
3.2.2	Paramètres fixés . . . . .	106
3.2.3	Paramètres variables . . . . .	107
3.3	Modélisation de la cavité arrière . . . . .	110
3.3.1	Méthode du couplage modal . . . . .	110
3.3.2	Application au système actionneur-cavité rectangulaire . . . . .	114
3.3.3	Influence de la cavité arrière sur le comportement vibroacoustique global de la cellule . . . . .	116
3.4	Prise en compte de l'impédance terminale sur la cavité avant . . . . .	118
3.4.1	Fondement théorique . . . . .	118
3.4.2	Formulation des conditions aux limites . . . . .	120
3.5	Comparaison du modèle à des mesures sur une grille microphonique . . . . .	122
3.5.1	Description du prototype . . . . .	122
3.5.2	Banc d'essai . . . . .	124
3.5.3	Confrontation théorie-expérience . . . . .	126
<b>4</b>	<b>Contrôle feedback numérique multi-voies : l'algorithme IMC MDFXLMS</b>	<b>133</b>
4.1	Approche théorique . . . . .	134
4.1.1	Structure $K \times K$ IMC-FXLMS . . . . .	134
4.1.2	Etat de l'art . . . . .	135
4.1.3	Etude théorique du couplage acoustique entre deux cellules . . . . .	136
4.1.4	Conditions de stabilité . . . . .	139
4.2	Diagonalisation de l'algorithme . . . . .	140
4.2.1	Utilisation d'un filtre passe-bande adaptatif sur la fréquence à traiter . . .	140

4.2.2	Synthèse du filtre passe-bande . . . . .	142
4.3	Banc d'essai pour deux cellules actives . . . . .	144
4.3.1	Implémentation de l'algorithme IMC-MDFXLMS 2 voies sur la carte dSPACE	144
4.3.2	Banc d'essai et résultats expérimentaux . . . . .	146
4.3.3	Conclusion . . . . .	146
<b>5</b>	<b>Validation finale de l'efficacité de l'absorbant hybride dans le banc MATISSE</b>	<b>149</b>
5.1	Description du banc d'essai MATISSE . . . . .	149
5.1.1	La veine d'essai . . . . .	149
5.1.2	Le traitement absorbant . . . . .	151
5.1.3	Méthodologie . . . . .	153
5.2	Estimation de l'impédance optimale et du matériau adéquat . . . . .	154
5.2.1	Impédance optimale du banc Matisse . . . . .	154
5.2.2	Réalisation de l'impédance optimale . . . . .	156
5.2.3	Simulations de l'atténuation sur le banc Matisse avec les matériaux choisis	158
5.3	Configurations d'étude et résultats . . . . .	159
5.3.1	Préambule . . . . .	159
5.3.2	Résultats pour le tissu métallique WM1 : i130 (résistance $Z_0$ ) . . . . .	163
5.3.3	Résultats pour le tissu métallique WM2 : h320 (résistance $0,3Z_0$ ) . . . . .	164
	<b>Conclusion</b>	<b>171</b>
<b>A</b>	<b>Le tube de Kundt</b>	<b>175</b>
<b>B</b>	<b>Comportement d'un matériau poreux à structure rigide - fluide équivalent</b>	<b>179</b>
B.1	Comportement aux très basses et très hautes fréquences . . . . .	179
B.2	Equations macroscopiques . . . . .	181
B.3	Modélisation de la densité effective et du module de compressibilité . . . . .	182
B.3.1	Les paramètres du comportement acoustique d'un matériau . . . . .	182
B.3.2	Méthodologie pour la modélisation de la densité effective et du module de compressibilité . . . . .	184
B.3.3	Le modèle d'Allard . . . . .	186
<b>C</b>	<b>Fiche technique de la carte DS1103 PPC Controller Board dSPACE</b>	<b>187</b>
C.1	Caractéristiques . . . . .	187
C.2	Détails concernant le matériel DS1103 . . . . .	187
C.3	Sous-système DSP sur TI's TMS320F240 . . . . .	187
<b>D</b>	<b>Méthode d'intégration numérique 2D</b>	<b>189</b>
D.1	Principe de la méthode des trapèzes 1D . . . . .	189
D.2	Adaptation à une méthode matricielle 2D . . . . .	190



# Introduction

L'expansion des activités industrielles et l'augmentation des trafics routiers ou aériens ces dernières années ont conduit à une très forte croissance du niveau de bruit dans notre vie quotidienne. Une enquête récente révèle qu'environ 80 millions d'habitants de l'Union Européenne sont exposés, à leur domicile, à des niveaux de bruit inacceptables, et 170 millions à des niveaux provoquant une gêne incontestable. Ainsi, la réduction de bruit est devenu l'un des thèmes majeurs de recherche de cette dernière décennie. La prise en compte du critère «confort acoustique» dans la conception de produit était auparavant une tâche de second plan développée en aval du dispositif existant. Mais, on assiste de plus en plus à une apparition de ces critères acoustiques au niveau de l'avant projet.

On s'en doute, les domaines touchés par la lutte contre le bruit sont nombreux et requièrent pour chacun une analyse précise et raisonnée des solutions adaptées. Citons bien évidemment le bâtiment (isolation, cloisons, double-vitrages...) qui doit répondre à des normes bien définies et de plus en plus drastiques, les appareils électroménagers que nous utilisons dans la vie courante, les applications plus confidentielles comme celles de l'armée ou de l'aérospatiale. Dans le domaine de l'aéronautique, on cherche à réduire le bruit des avions à tous les niveaux, pour obtenir des atténuations importantes : sources, conditions de décollage ou d'atterrissage, bruit de jet et bien sûr traitement des nacelles. Cette dernière solution est une des nombreuses applications du problème général de la réduction de bruit dans un conduit avec un écoulement : dans la plupart des cas, on ne peut pas agir directement sur la source acoustique qui génère la perturbation mais sur sa propagation dans le conduit, afin d'atténuer le rayonnement sonore. C'est précisément dans ce cadre que se situent mes recherches.

## Objectifs du travail

Le problème que l'on se pose donc dans cette thèse est de savoir comment réduire un bruit, ayant des contributions basses et hautes fréquences, qui se propage dans un conduit avec un écoulement. Le type de traitement est généralement conditionné par le spectre du bruit à traiter et par la géométrie du conduit. On imagine aisément le nombre d'applications potentielles d'une telle étude : les nacelles de turboréacteur, les conduits de ventilation... Habituellement, la réduction de bruit est traitée aux hautes fréquences par des méthodes passives en utilisant des matériaux poreux. La réduction maximale est obtenue en faisant varier les paramètres du

matériau et les conditions aux limites (matériau placé sur la paroi ou à une certaine distance par exemple).

Aux fréquences plus basses, on utilise des résonateurs absorbants de type «quart d'onde» qui nécessitent une épaisseur de traitement inversement proportionnelle à la fréquence à traiter. Si l'on considère par exemple que les gammes de fréquences relatives aux sons émis par les moteurs d'avions de nouvelle génération sont de plus en plus basses et que la place disponible dans les nacelles est réduite, cette solution peut vite se révéler inadaptée. En outre, ce type de montage est sélectif, c'est-à-dire qu'il n'atténue le bruit que dans une gamme de fréquences réduite pour laquelle il a été calculé.

Le contrôle acoustique actif apparaît alors comme une solution alternative et complémentaire qui comble ces déficiences. La plupart des réalisations effectuées jusqu'à présent repose sur le même principe imaginé par Lueg [59] (1936) : un bruit indésirable (appelé aussi bruit primaire) est atténué en lui superposant un champ secondaire habilement calculé pour réaliser des interférences destructrices. En pratique, une référence, directement corrélée au bruit à traiter, permet à un contrôleur d'émettre, via une source acoustique secondaire, le signal d'antibruit pour annuler la pression acoustique à un ou plusieurs microphones d'erreur. La commande nécessaire à ces interférences destructrices est réalisée par une architecture permettant la minimisation d'un critère quadratique représentatif du bruit à traiter.

Bien que ce principe soit connu depuis les années 30, son implémentation n'a été effective que dans les années 80, début de l'essor spectaculaire de l'électronique numérique et de l'informatique car la limitation du contrôleur se trouve essentiellement dans la précision à apporter à la réalisation de la fonction de transfert optimale et dans le temps de traitement électronique de l'algorithme utilisé : la détection de l'information doit se faire suffisamment à l'avance en amont pour que le temps dont dispose le contrôleur pour générer le signal d'antibruit soit lui aussi suffisant. Plusieurs stratégies sont envisageables pour le contrôle actif du bruit dans un conduit avec écoulement. Le contrôle «local» consiste à réduire ponctuellement des pressions acoustiques, à des emplacements déterminés à l'avance, par la position des microphones d'erreur, sans regarder à l'extérieur de ces zones les éventuelles générations de bruit induites par le contrôle. Le contrôle «global» vise à diminuer l'énergie acoustique de la source primaire pour réduire le niveau acoustique global. Toutefois, des problèmes de causalité et de mise en œuvre (discrétisation correcte du volume relativement à  $\lambda$  et évaluation même de l'énergie) entravent souvent son application. Le contrôle «d'impédance» remplace la résolution du problème de la réduction du bruit par la réalisation d'une impédance optimale sur une gamme étendue de fréquences, conduisant à une diminution de la puissance acoustique rayonnée. A cet effet, l'association de méthodes passives et actives se révèle être particulièrement efficace puisque les structures passives sont tout à fait appropriées pour réduire le bruit des contributions hautes fréquences alors que les technologies

---

de contrôle actif semblent être l'unique façon de minimiser les composantes basses fréquences. Le contrôle d'impédance a déjà été envisagé depuis longtemps mais sa réalisation est difficile car elle nécessite la connaissance de la pression et surtout de la vitesse acoustique, très délicate à évaluer.

Depuis quelques années, le Centre Acoustique du LMFA développe, à l'Ecole Centrale de Lyon, un concept **d'absorbant hybride**, avec notamment la réalisation d'une cellule active dont le principe est simple : imposer, par le biais d'un procédé de contrôle actif, une forte réduction de la pression acoustique en face arrière d'un échantillon poreux astucieusement choisi de manière à obtenir l'impédance de surface garantissant le meilleur contrôle du bruit à traiter. Le traitement est composé de plusieurs cellules (de  $55 \times 55 \text{ mm}^2$  de section) placées en paroi du conduit, leur nombre déterminant la surface totale d'absorption. La partie active comprend un transducteur piézo-électrique utilisé comme source de contre-bruit, le contrôleur et un microphone d'erreur. La partie passive comprend un tissu métallique hautement résistif aux propriétés bien choisies qui, de plus, protège la cellule des contraintes générées par l'écoulement. Des tests en veine avec écoulement ont validé le concept sur 4 cellules. L'utilisation d'un contrôleur feedback analogique n'a pas permis d'assurer une adaptabilité suffisante ; la stabilité même du contrôleur était très fortement dépendante de la réponse en fréquence de l'actionneur utilisé. Par contre, l'utilisation d'un contrôleur multi-voies de type feedforward numérique a permis d'atteindre des réductions de bruit de l'ordre de 10 dB sur la bande de fréquences [500 - 2500] Hz avec un bon comportement de l'algorithme, même en présence de l'écoulement de vitesse maximale 100 m/s. Des améliorations sont néanmoins indispensables si l'on veut adapter notre traitement hybride à des cas réels avec des surfaces absorbantes plus grandes et donc un nombre de cellules plus élevé . Des problèmes nouveaux interviennent alors :

- le premier étant la place mémoire et le temps de calcul considérables que demande un algorithme feedforward numérique. Par exemple, si l'on souhaite fabriquer un traitement composé d'une cinquantaine de cellules, il faut déjà considérer  $50^2 = 2500$  filtres d'identification et un temps de calcul accru, ce qui devient vite irréalisable à moins de disposer de calculateurs puissants.
- le deuxième est que, dans certaines applications visées, on ne dispose pas d'une détection suffisamment cohérente de la perturbation amont pour avoir recours à un contrôle prédictif.

Le développement d'un algorithme de contrôle feedback est donc complètement justifié car il ne requiert aucune référence, contrairement à un contrôle prédictif. Une structure numérique est retenue pour apporter adaptabilité et souplesse d'utilisation avec des contraintes sur le temps de traversée des filtres numériques. Le choix de l'algorithme a été guidé par le type de bruit à traiter : des raies harmoniques, c'est pourquoi la structure IMC a été retenue. L'algorithme crée une «référence interne» en éliminant l'effet de la source secondaire sur le microphone d'erreur, ce

qui lui permet d'appliquer les algorithmes classiques auto-adaptatifs de minimisation de l'erreur. L'extension du nombre de voies de contrôle est effectuée simplement en diagonalisant l'algorithme à l'aide d'un filtre passe-bande centré sur la fréquence à traiter. Les chemins secondaires croisés ne sont pas considérés, ce qui permet un gain appréciable de place mémoire et de temps de calcul.

L'optimisation de la source secondaire va de pair avec la conception du contrôleur : une structure feedback est très sensible à la réponse en fréquence de l'actionneur piézo-électrique utilisé. On doit donc veiller à ce que les modes parasites hautes fréquences, déjà observés lors des expériences précédentes, soient fortement atténués pour éviter de déclencher des instabilités amplifiées par la boucle fermée du contrôle. Les performances, en terme de génération d'un niveau sonore élevé, peuvent, elles aussi, être améliorées et le placement du microphone d'erreur peut être étudié en prenant en compte la globalité du comportement acoustique de la cellule.

Une des applications de l'absorbant hybride concerne le bruit des nacelles de turboréacteur. D'une manière générale, de nombreuses études visant à la réduction du bruit des avions ont déjà donné lieu à de nombreuses améliorations tant au niveau de la compréhension des phénomènes générateurs du bruit (soufflante, bruit de jet...) qu'au niveau des traitements permettant de les réduire (absorbants passifs dans les nacelles de turboréacteurs, géométrie des tuyères...). Ces améliorations sont profitables aussi bien pour les passagers que pour les riverains. Mais tous ces efforts restent insuffisants pour que soit respectées, dans les années proches, les nouvelles réglementations sur les niveaux de bruit admissibles aux alentours des aéroports. En effet, le trafic exprimé en passagers/km s'est accru de 7,4 par an en moyenne de 1980 à 2001, tandis que le trafic dans les aéroports des Quinze a quintuplé depuis 1970.

Déjà initiée par des contrats européens comme Ranntac<sup>1</sup> ou Resound<sup>2</sup>, la réduction du bruit des turboréacteurs d'avions est au cœur du contrat actuel dans lequel nous testons notre absorbant hybride : SILENCE(R)<sup>3</sup>. Le traitement doit être conçu pour traiter efficacement le fondamental et quelques harmoniques du bruit de passage de pale (BPF Blade Passage Frequency).

## Organisation du mémoire

Cette étude est divisée en cinq chapitres. Le premier présente, en introduction, le principe général de l'absorbant hybride avec une description précise des choix technologiques retenus pour la partie passive (tissu résistif) et pour la partie active (contrôleur et source de contre-bruit piézo-électrique). La validation du concept est entreprise grâce à de nombreuses expériences en veine, avec ou sans écoulement et avec un contrôleur feedback analogique ou feedforward numérique.

---

<sup>1</sup>Reduction of aircraft noise by nacelle treatment and active control, Brite Euram BE97-4121

<sup>2</sup>Reduction of Engine Source Noise through Understanding and Novel Design, Brite Euram BE97-4033

<sup>3</sup>Significantly lower community exposure to aircraft noise, GRD1-2000-25297

---

L'application de notre absorbant à des conditions réelles signifie cependant que les performances doivent être accrues avec une meilleure robustesse, surtout si les conditions deviennent plus défavorables. Enfin, des spécifications propres au traitement des nacelles, concernant notamment le spectre du bruit à traiter et la place disponible pour le traitement, sont exposées.

Dans le deuxième chapitre, l'étude générale d'un contrôleur feedback est abordée ainsi que les notions générales sur la stabilité et sur la limite fréquentielle. L'intégration d'un contrôleur sur une plate forme analogique présente l'inconvénient d'être peu adaptatif, c'est pourquoi on préfère utiliser un algorithme feedback numérique à structure IMC qui correspond mieux à notre application de perturbation évolutive. Son fonctionnement est illustré par quelques simulations puis il est implémenté sur une carte DSP. Des tests en tube de Kundt avec une cellule active confirment les tendances observées sur les simulations.

Le troisième chapitre s'intéresse à la modélisation de la source secondaire piézo-électrique. Le choix d'un contrôleur feedback impose que la réponse en fréquence du transducteur soit la plus adaptée possible pour éviter tout déclenchement d'instabilités. C'est pourquoi une programmation analytique complète du transducteur, incluant les couplages vibro-acoustiques dans la cellule et l'influence du tissu résistif, permet d'optimiser la réponse en fréquence d'une manière satisfaisante. De plus, la position optimale du capteur d'erreur est déduite de la modélisation de la cellule en choisissant un endroit où les modes parasites hautes fréquences sont le moins présents.

Dans le quatrième chapitre, un état de l'art permet d'exposer les avancées peu nombreuses sur le contrôle feedback numérique multi-voies à structure IMC. La formulation théorique d'un tel problème est exposée et une approche novatrice consistant à ne pas considérer les couplages inter-cellules permet de réduire notablement le temps de calcul et la place mémoire. Des simulations montrent qu'avec un filtre passe-bande adaptatif, on cible la fréquence à traiter tout en évitant l'excitation des instabilités dues aux couplages. L'algorithme développé est alors une diagonalisation de l'architecture IMC multi-voies et on le nomme : IMC-MDFXLMS (IMC MIMO Diagonalised FXLMS). Son implémentation sur la carte dSPACE est effectuée pour réaliser une première expérience de contrôle deux voies en situation effective de couplage.

Le dernier chapitre traite des résultats obtenus avec un prototype, composé de quatre cellules «optimisées», dans le banc d'essai MATISSE, spécialement développé pour étudier le comportement des traitements hybrides en écoulement. Des indicateurs objectifs de la réduction de bruit permettent de quantifier précisément les atténuations. Plusieurs configurations d'étude sont envisagées afin de dégager l'influence du matériau et de la vitesse d'écoulement sur l'efficacité de l'absorbant hybride. Dans chaque cas, le comportement du contrôleur est aussi étudié pour montrer la bonne marche du contrôle de 700 à 3000 Hz avec et sans écoulement.



# Chapitre 1

## L'absorbant hybride, du laboratoire aux nacelles de turboréacteur

Le contexte dans lequel se place cette thèse est la réduction du bruit rayonné par un conduit en présence d'écoulement, particulièrement par le traitement acoustique de ses parois. Le bruit à traiter est composé d'une ou plusieurs raies harmoniques dans la bande de fréquences [500 2500] Hz. Ces données sont clairement liées à l'application aux nacelles de turboréacteurs, comme indiqué dans l'introduction. Mais le même type de développement peut être effectué dès lors que l'on cherche à réduire un bruit périodique se propageant dans un écoulement.

Plusieurs méthodes permettent cette réduction de bruit en écoulement ; elles utilisent très souvent les propriétés absorbantes des matériaux poreux, efficaces **aux hautes fréquences**. L'intégration de ces **traitements passifs** dans des conduits avec de l'écoulement doit cependant être complétée par l'ajout de couches protectrices pour séparer le matériau poreux des perturbations induites par l'écoulement : on assiste alors dans ce cas précis à une réduction de l'efficacité de l'absorbant. Les matériaux passifs font aussi défaut dès que l'on souhaite étendre le spectre d'absorption, **notamment dans les basses fréquences**. Des solutions passives existent mais la bande de fréquence pouvant effectivement être traitée reste très limitée.

Des **traitements actifs**, faisant appel aux techniques de contrôle actif, permettent de palier l'inefficacité des solutions passives aux basses fréquences. Le contrôle «direct» consiste à annuler la pression acoustique en plusieurs points mais cette méthode ne permet pas réellement une réduction de la puissance rayonnée à cause de la structure multi-modale du champ acoustique dans le conduit. Le contrôle «modal» permet alors d'atténuer certains modes prédominants et propagatifs. Les limites de cette méthode résident dans la détection même des modes du conduit et dans l'appareillage encombrant que cela nécessite, limitant ainsi la place pour le traitement passif. De plus, les microphones d'erreur et les actionneurs doivent pouvoir supporter les perturbations induites par l'écoulement.

Le traitement hybride que nous proposons consiste à fixer l'impédance d'un matériau «bien choisi», permettant une réduction optimale de la puissance acoustique rayonnée, grâce aux propriétés conjuguées des matériaux poreux et du contrôle actif.

Dans ce chapitre, un état de l'art permet d'exposer les différentes méthodes de réduction active du bruit rayonné par un conduit en présence d'écoulement. Le principe du contrôle actif feedforward est rappelé avec l'introduction de l'algorithme LMS à référence filtrée ainsi que sa généralisation à des systèmes à plusieurs entrées et sorties (MIMO : Multi Input Multi Output). Ensuite, les premiers essais de réduction du bruit en veine avec l'absorbant hybride permettent de valider le concept mais montrent aussi ses limites pour des applications plus réalistes. Depuis les cinq dernières années, des études de faisabilité sur le concept d'absorbant hybride, appliqué au bruit des turboréacteurs d'avions, ont été menées dans le cadre de contrats européens comme Ramtac<sup>1</sup> ou Resound<sup>2</sup>. Et c'est dans ce cadre que s'inscrit tout naturellement le contrat SILENCE(R)<sup>3</sup> qui vise à implémenter ce traitement dans des applications plus proches des nacelles de turboréacteur. C'est pourquoi nous exposerons le cahier des charges que doit respecter l'absorbant hybride si on veut, à terme, l'intégrer comme traitement acoustique à part-entière dans les nacelles de turboréacteur.

## 1.1 Méthodes de réduction de bruit en écoulement et limites

### 1.1.1 Méthodes passives

Depuis longtemps, on utilise des matériaux absorbant l'énergie acoustique de type poreux pour atténuer le bruit. On trouve des mousses, des feutres ou des structures multi-couches consistant en l'assemblage de plusieurs matériaux. Ces solutions passives trouvent leurs applications dans des domaines multiples (transports, bâtiment...) et l'efficacité de ces matériaux aux hautes fréquences n'est plus à démontrer. Pour des applications classiques dans des conduits avec écoulement, il faut les protéger, afin qu'ils ne soient pas arrachés par l'écoulement, en intercalant des couches protectrices (toile résistive, tôle perforée par exemple) qui limitent cependant leur efficacité. Dans le domaine des basses fréquences, l'épaisseur nécessaire est beaucoup trop grande pour la plupart des applications. Le poids est également limité dans les applications «transport», comme les nacelles de turboréacteur par exemple.

Des solutions passives pour traiter les basses fréquences peuvent néanmoins être trouvées : dans le domaine de l'aéronautique, on rencontre souvent des matériaux «nid d'abeille» disposés dans toute la nacelle. Mais ce type de traitement (résonateurs quart d'onde) est, par définition, efficace seulement sur une bande de basses fréquences très limitée. On peut mettre plusieurs nids d'abeille en série ce qui donne des systèmes à 2 ou 3 degrés de liberté pour traiter d'autres fréquences mais sans vraiment permettre une absorption large bande.

Les solutions limitées apportées par les matériaux passifs en basses fréquences justifient alors l'utilisation du contrôle actif dans ce domaine. Nous en rappelons brièvement le principe et

---

<sup>1</sup>Reduction of aircraft noise by nacelle treatment and active control, Brite Euram BE97-4121

<sup>2</sup>Reduction of Engine Source Noise through Understanding and Novel Design, Brite Euram BE97-4033

<sup>3</sup>Significantly lower community exposure to aircraft noise, GRD1-2000-25297

l'algorithme le plus souvent utilisé pour cette application : l'algorithme LMS à référence filtrée. Les notations introduites ici seront reprises plus tard dans les développements originaux pour son application au contrôle feedback multi-voies. Un état de l'art permet ensuite de répertorier les principales méthodes utilisées pour des applications en écoulement (contrôle direct, modal et d'impédance).

### 1.1.2 Introduction au contrôle actif

#### Historique - Principe

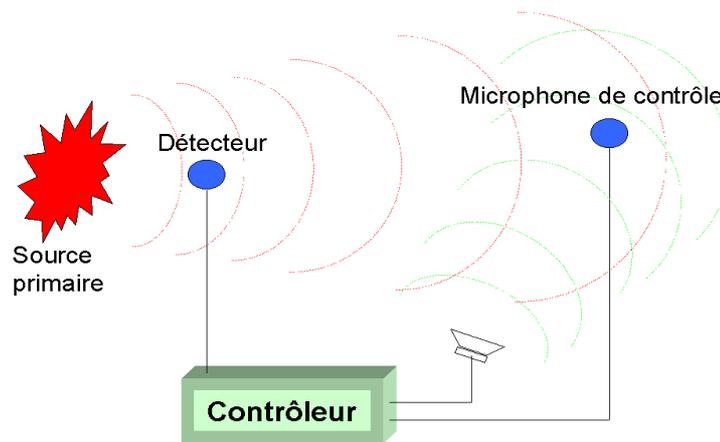


FIG. 1.1 - Principe du contrôle actif

C'est en 1936 que le chercheur allemand Paul Lueg déposa un brevet américain intitulé «Process of silencing sound oscillations» [59] présenté auparavant en Allemagne au début de l'année 1933. Cependant, durant les vingt années séparant ses travaux et la publication des travaux d'Olson en 1953 [69], rien ne fut entrepris. Dans les recherches d'Olson et May, il est décrit beaucoup d'applications potentielles de ce procédé. Olson développe en particulier un absorbant acoustique électronique («Electronic Sound Absorber») qui consiste en un microphone relié à un haut-parleur électrodynamique qui émet au voisinage du capteur une pression acoustique opposée, à tout instant, à la pression acoustique qu'il détecte. Les réductions de bruit en basse fréquence de l'ordre de 10 à 25 dB sont ainsi obtenues. Cette expérience est restée dans le cadre de son laboratoire et d'autres essais ont été entrepris mais ont été limités par le faible développement technologique de l'époque (Conover [13] 1956).

Dans les années 70, l'engouement de la communauté scientifique sur les potentialités du contrôle actif va de pair avec les progrès technologiques de l'époque. Des études menées par plusieurs équipes pour résoudre les problèmes rencontrés dans le passé et pour agrandir les possibilités d'application du contrôle actif sont entreprises. Ainsi, une étude systématique du principe d'absorption et de réduction actives du bruit fut entreprise au Laboratoire de Mécanique

et d'Acoustique de Marseille par Jessel et ses collaborateurs (Jessel & Magiante [45] et Jessel [44] en 1972). On peut aussi citer Malyuzhinets [61] (1969), les principes et limitations du contrôle actif sont alors clairement et simplement illustrés.

### Les principes de Young et de Huygens

**Le principe de Young** revient à dire que pour toute onde acoustique, on peut lui ajouter une deuxième onde qui l'annule. Ce principe des interférences peut être illustré simplement en prenant une onde plane monochromatique, la deuxième onde doit bien évidemment être déphasée de  $180^\circ$  pour pouvoir interférer avec elle (voir figure 1.2).

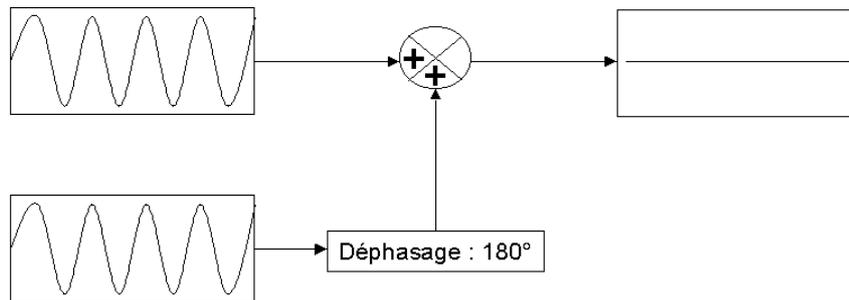


FIG. 1.2 - Principe de Young

**Le principe de Huyghens**, en acoustique, peut être vu comme une généralisation du principe de Young sur de grands domaines. Soit un volume fermé  $\Omega$  distinct du volume contenant une distribution de sources primaires, voir figure 1.3. Ce principe postule qu'il est possible de définir une distribution continue de sources sur  $\partial\Omega$  permettant de reproduire exactement le champ acoustique créé par les sources primaires. Il suffit alors de prendre comme source secondaire cette distribution de sources mais déphasées de  $180^\circ$ . Elle recrée ainsi directement l'opposé du champ primaire à l'intérieur du volume  $\Omega$ . Le principe de Huyghens peut aussi s'énoncer d'une autre façon : si on considère que  $\Omega$  entoure le volume des sources primaires, alors on peut éliminer le rayonnement de ces sources par une distribution appropriée de sources secondaires sur  $\partial\Omega$ .

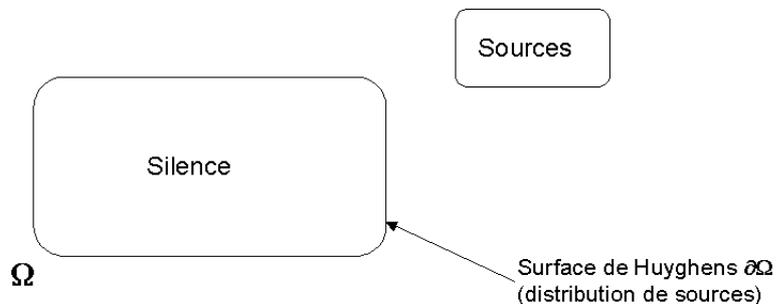


FIG. 1.3 - Principe d'Huyghens

Les considérations théoriques de ces principes font appel à la résolution de l'équation des ondes et aux relations qui existent entre le champ acoustique à l'intérieur du volume  $V$  et ses propriétés sur sa frontière.

**La formulation de la théorie de Jessel** s'appuie sur ces bases. Elle consiste en l'écriture des équations des champs primaires et secondaires et de leurs interactions. Une contrainte supplémentaire est introduite : le champ secondaire ne doit pas changer le champ acoustique dans la région où n'opère pas le contrôle, voir aussi Canévet [9] (1978) pour le même type d'étude. Il faudrait en outre pouvoir disposer en théorie d'une distribution continue appropriée de monopôles et de dipôles sur la frontière de  $\Omega$  : l'application directe de cette approche théorique est donc limitée par la réalité technologique. Les recherches se sont donc penchées sur des systèmes de contrôle en plusieurs points par des sources non tripôlaires, ce qui bien évidemment modifie les caractéristiques du champ acoustique hors de la zone de contrôle. On peut même assister à des augmentations de niveaux sonores dans des régions bien localisées de l'espace ce qui est incompatible avec les performances le plus souvent attendues.

Nous allons exposer maintenant la mise en œuvre «pratique» d'un système de contrôle actif «feedforward» (i.e. avec information préalable sur la nature du bruit primaire à traiter). La démarche théorique pour un contrôle mono-voie sera exposée (SISO «Single Input Single Output») pour ensuite être étendue à un contrôle multi-voie (MIMO «Multi Input Multi Output»).

### Contrôle temporel avec information préalable - Système sans rétroaction - Méthode directe

Un système de contrôle feedforward peut être illustré par la figure 1.4. Le contrôleur connaît une information (signal électrique...) sur le signal à traiter. On l'utilise comme référence dans les calculs qui suivent. Pour mener à bien cet objectif, on suppose que les transferts sont linéaires : détecteur - point de contrôle et source secondaire - point de contrôle (i.e. la cohérence est parfaite à tous les niveaux). Le principe de **causalité** impose une limite fixée par le temps de propagation de l'onde acoustique entre le détecteur et le point de contrôle.

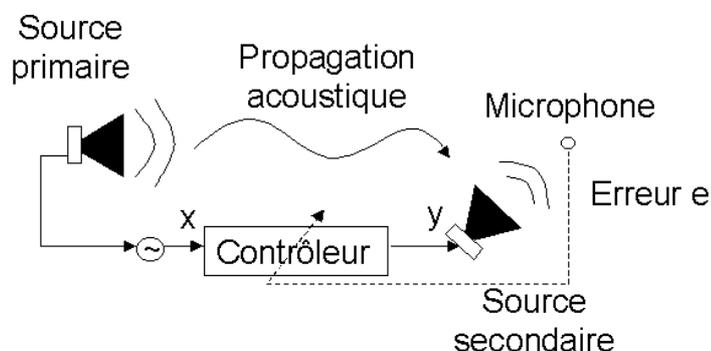


FIG. 1.4 - Principe d'un contrôle feedforward mono-voie

On peut modéliser ce système par un schéma bloc (voir figure 1.5). Les notations utilisées sont les suivantes :

- $X(\omega)$  et  $Y(\omega)$  sont les spectres du signal de référence  $x(t)$  (corrélé au signal primaire et non-influencé par l'effet du contrôle) et celui délivré par le contrôleur  $y(t)$ ,
- $E(\omega)$  est le spectre du signal d'erreur correspondant à la pression acoustique directement mesurée au microphone d'erreur qui est la somme de la contribution primaire  $Z_0(\omega)$  et secondaire  $Z_2(\omega)$ ,
- $H(j\omega)$  est la fonction de transfert du chemin primaire : détecteur (signal de référence) - capteur d'erreur,
- $G(j\omega)$  est la fonction de transfert du chemin secondaire (appelée aussi feedback) : source secondaire - capteur d'erreur,
- $W(j\omega)$  représente la fonction de transfert du contrôleur recherché.

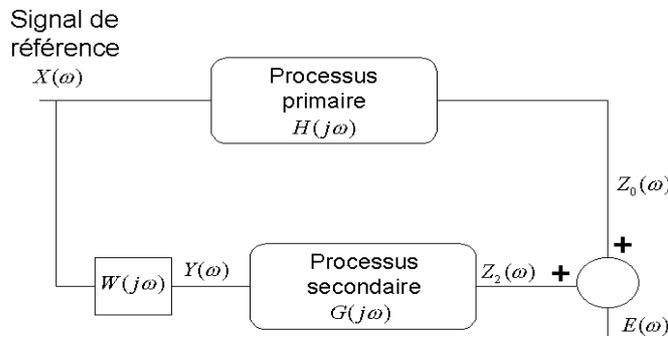


FIG. 1.5 - Schéma bloc d'un contrôle feedforward mono-voie

L'erreur est donnée par :

$$E(\omega) = Z_0(\omega) + Z_2(\omega) = X(\omega)[H(j\omega) + G(j\omega)W(j\omega)] \quad (1.1)$$

Le spectre d'erreur s'annule lorsque :

$$W(j\omega) = -\frac{H(j\omega)}{G(j\omega)} \quad (1.2)$$

Cette formule donne l'expression d'un filtre de contrôle optimal pour une structure feedforward sans rétroaction de la source secondaire sur le détecteur. Cette approche fréquentielle permet de comprendre assez simplement la mise en œuvre théorique du contrôle. Ross [79] (1982) et Roure [82] (1985) utilisent dans leurs expériences des filtres numériques programmables offrant une grande précision et permettant, grâce à une réactualisation des coefficients, de supporter un environnement acoustique évolutif. Mais, le calcul des transformées de Fourier peut se révéler pénalisant en temps et inadapté même si la rapidité de calcul des transformées de Fourier fait

l'objet d'études constantes, voir l'article de Roure [81] (1997) sur les transformées de Fourier récursives (TFR). Il s'avère aussi que la convergence de ces algorithmes fréquentiels est plus lente en comparaison des méthodes temporelles qui traitent un échantillon à chaque pas de temps.

C'est pourquoi les algorithmes que nous développons utilisent directement les signaux temporels échantillonnés. L'objectif est de créer un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie (FIR) qui minimise le signal d'erreur. Ce problème est voisin de l'identification temporelle adaptative de processus proposée initialement par Widrow [98] (1971). Tout ce qui va être exposé est bien une vision d'ensemble et permet d'introduire des notations qui seront reprises ultérieurement dans la thèse. Pour de plus amples explications sur la théorie du contrôle actif, le lecteur pourra toujours se reporter à l'ouvrage de référence de Nelson et Elliot [67] (1992) et au livre d'Haykin [39] (1991) pour l'algorithme LMS (Least Mean Square).

### L'algorithme LMS à référence filtrée

On souhaite annuler le bruit primaire par l'intermédiaire d'une source secondaire pilotée par un filtre numérique  $W$ . Dans le cas qui nous intéresse, la détection en amont fournit un signal parfaitement corrélé avec le bruit à réduire : c'est le contrôle avec information préalable ou contrôle «feedforward». On peut représenter le processus par un schéma bloc, voir figure 1.6.

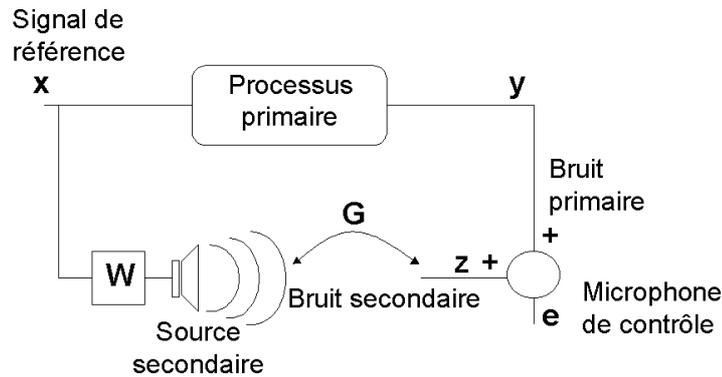


FIG. 1.6 - Contrôle feedforward

On cherche donc à minimiser l'espérance mathématique  $E[e^2] = E[(y + z)^2]$  en fonction des  $(w_i) = \mathbf{W}$  en utilisant un algorithme itératif LMS de type «gradient» qui s'écrit à l'instant  $n$  :

$$\mathbf{W}^{(n+1)} = \mathbf{W}^{(n)} - \mu \nabla_{\mathbf{W}} E[e^2] \quad (1.3a)$$

$$w_i^{(n+1)} = w_i^{(n)} - \mu \left( \frac{\partial E[e^2]}{\partial w_i} \right)_{w_i=w_i^{(n)}} \quad (1.3b)$$

On voit que l'action du gradient se fait par l'intermédiaire du chemin secondaire  $\mathbf{G}$ . En inversant  $\mathbf{W}$  et  $\mathbf{G}$ , on obtient le schéma équivalent de la figure 1.7. On peut alors appliquer l'algorithme LMS à  $v$  (référence passée dans le processus secondaire) mais ce signal n'est pas directement

disponible en réalité. On modélise donc préalablement le processus secondaire par un filtre numérique (F.I.R.)  $\hat{G}$  (en utilisant l'algorithme LMS par exemple), voir figure 1.8, pour en calculer une estimation.

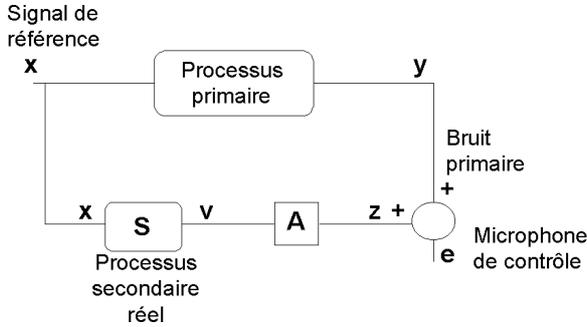


FIG. 1.7 - Schéma équivalent

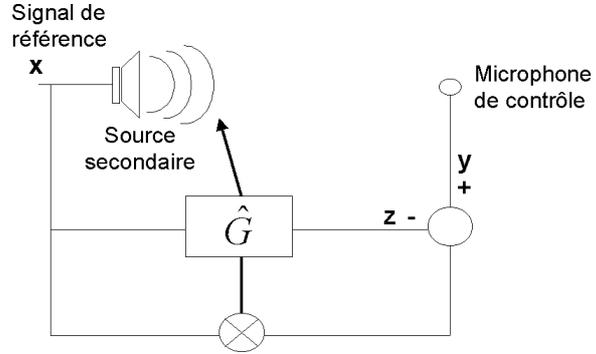
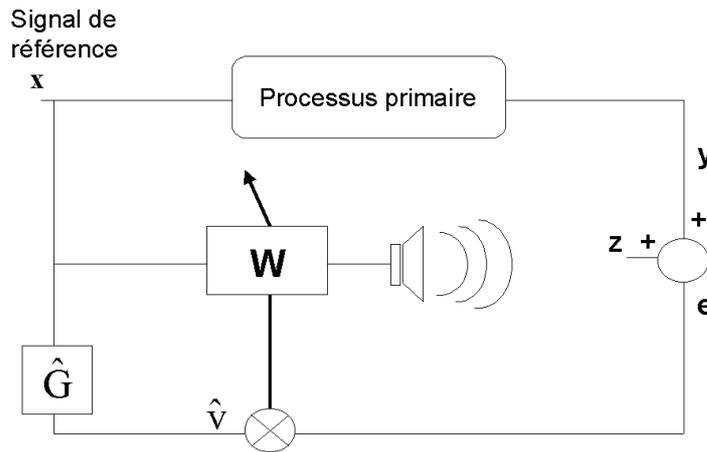
FIG. 1.8 - Modélisation du processus secondaire par un filtre numérique  $\hat{G}$ 

FIG. 1.9 - Algorithme L.M.S. à référence filtrée

L'application de l'algorithme LMS par l'intermédiaire du modèle du chemin secondaire  $\hat{G}$  permet de définir l'algorithme LMS à référence filtrée, voir figure 1.9, avec la formulation classique où  $k$  est le coefficient de convergence :

$$\mathbf{W}^{(n+1)} = \mathbf{W}^{(n)} - ke^{(n)}\hat{\mathbf{V}}_n \quad (1.4)$$

$$\hat{\mathbf{V}}_n = \begin{pmatrix} \hat{v}_n \\ \vdots \\ \hat{v}_{n-N} \end{pmatrix} \quad \hat{v}_n = \hat{\mathbf{G}}^t \mathbf{X}_n \quad \hat{\mathbf{G}} = \begin{pmatrix} \hat{g}_0 \\ \vdots \\ \hat{g}_M \end{pmatrix} \quad \mathbf{X}_n = \begin{pmatrix} x_n \\ \vdots \\ x_{n-M} \end{pmatrix} \quad (1.5)$$

Le domaine de convergence de l'algorithme LMS est donné par l'équation 1.6 où  $(N + 1)$  représente le nombre de coefficients du filtre et  $\sigma_{\hat{v}^2}$  la puissance de la référence filtrée :

$$0 < k < \frac{2}{(N + 1)\sigma_{\hat{v}^2}} \quad (1.6)$$

La limite de stabilité dépend donc de la puissance du signal que la source secondaire fournit au point de contrôle. Plus la source est efficace, plus  $k_{lim}$  est petit. Pour éviter cette dépendance, on peut utiliser l'algorithme LMS normalisé :

$$\mathbf{W}^{(n+1)} = \mathbf{W}^{(n)} - \frac{k}{\sigma_{\hat{v}^2}} e^{(n)} \hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{n}} \quad (1.7)$$

En pratique, on ne dispose pas de la valeur de  $\sigma_{\hat{v}^2}$  mais on peut l'estimer par la formule récursive :

$$(\sigma_{\hat{v}_{n+1}^2}) = (1 - \alpha)(\sigma_{\hat{v}_n^2}) + \alpha \hat{v}_n^2 \quad (1.8)$$

où  $\alpha$  est un paramètre fixe appartenant au segment  $[0, 1]$ . Dans toutes nos expériences, on utilisera l'algorithme normalisé et on réglera une bonne fois pour toutes le coefficient de convergence pour obtenir une adaptation optimale.

### Généralisation de l'algorithme LMS à référence filtrée pour un système MIMO

Le but de ce paragraphe est de généraliser la formulation de l'algorithme dans le cas où le système possède  $S$  sources secondaires et  $M$  microphones d'erreurs. L'objectif du contrôle actif feedforward multi-voies reste le même : minimiser la pression acoustique aux  $M$  points de mesure par l'intermédiaire des  $S$  source secondaires.

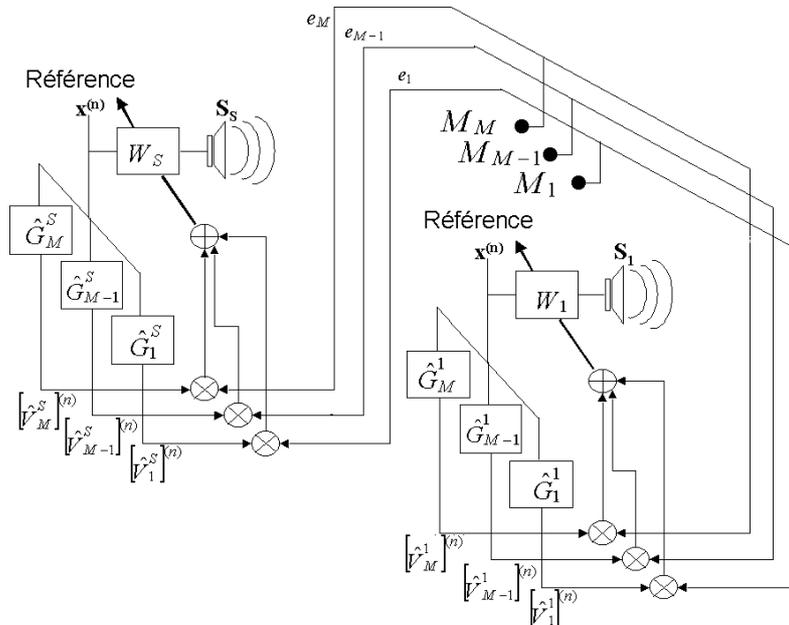


FIG. 1.10 - Algorithme LMS à référence filtrée pour un système de contrôle à  $S$  sources et  $M$  microphones

Imaginons un tel dispositif (voir figure 1.10) dans un champ primaire à traiter.  $x^{(n)}$  est l'unique signal d'entrée à l'instant  $n$ . Les filtres de contrôle  $(\mathbf{W}_i)_{i=1\dots S}$  pilotent les sources secondaires  $(S_i)_{i=1\dots S}$ . Soit  $e_m^{(n)}$  l'erreur mesurée au  $m^{\text{ième}}$  microphone à l'instant  $n$  et soit  $y_m^{(n)}$  la contribution du bruit primaire au même instant. On peut alors généraliser l'équation  $e = y + z$  :

$$e_m^{(n)} = y_m^{(n)} + \sum_{i=1}^S (\mathbf{W}_i)^t [\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^i]^{(n)} \quad (1.9)$$

L'erreur quadratique moyenne au  $m^{\text{ième}}$  microphone s'écrit :

$$\begin{aligned} E(e_m^{(n)^2}) &= E(y_m^{(n)^2}) + \sum_{i=1}^S (\mathbf{W}_i)^t E([\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^i]^{(n)} [(\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^i)^t]^{(n)}) \mathbf{W}_i + 2E\left(y_m^{(n)} \sum_{i=1}^S (\mathbf{W}_i)^t [\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^i]^{(n)}\right) \\ &+ 2 \sum_{\substack{i=S, j=S \\ i=1, j=1, i>j}} (\mathbf{W}_j)^t E([\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^j]^{(n)} [(\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^i)^t]^{(n)}) \mathbf{W}_i \end{aligned} \quad (1.10)$$

Pour le calcul des corrélations, on peut reprendre l'hypothèse de Widrow et Hoff, on ne retient que les valeurs instantanées ce qui nous donne pour le filtre  $\mathbf{W}_1$  par exemple :

$$\nabla_{\mathbf{W}_1} (E(e_m^{(n)^2})) = 2[\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^1]^{(n)} [(\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^1)^t]^{(n)} \mathbf{W}_1 + 2y_m^{(n)} [\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^1]^{(n)} + 2 \sum_{i>1}^S [\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^1]^{(n)} [(\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^i)^t]^{(n)} \mathbf{W}_i \quad (1.11)$$

en regroupant les termes de cette équation, on obtient :

$$\nabla_{\mathbf{W}_1} (E(e_m^{(n)^2})) = 2 \left( y_m^{(n)} + \sum_{i=1}^S (\mathbf{W}_i)^t [\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^i]^{(n)} \right) [\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^1]^{(n)} \quad (1.12)$$

On reconnaît alors l'écriture de l'algorithme mono-voie et la procédure de réactualisation des coefficients du filtre  $W_j$ , qui pilote la  $j^{\text{ième}}$  source, s'écrit :

$$\mathbf{W}_j^{(n+1)} = \mathbf{W}_j^{(n)} - 2k \sum_{m=1}^M e_m^{(n)} [\hat{\mathbf{V}}_{\mathbf{m}}^j]^{(n)} \quad (1.13)$$

L'algorithme LMS MIMO présente l'avantage de pouvoir minimiser la pression acoustique en plusieurs points simplement en généralisant les expressions déduites d'un contrôle actif feed-forward mono-voie. Néanmoins, il faut être conscient de ses limites :

- La vitesse de convergence est assez lente bien que de nombreuses recherches ont été menées afin d'accélérer le temps de convergence (Moulin [64] 1991). De même, lorsque l'on traite un signal comportant des harmoniques, Galland & Bera [31] (1994) ont montré qu'une référence par harmonique était beaucoup plus efficace.

- On voit bien que ce type de contrôle devient extrêmement coûteux en place mémoire car il nécessite de connaître tous les chemins secondaires directs et croisés :  $(\hat{\mathbf{G}}_i^j)_{i=1\dots M, j=1\dots S}$  soit  $M \times S$  éléments. La stratégie reste toutefois encore intéressante pour un contrôle en fréquence pure pour un nombre de voies limité mais elle devient vite trop lourde en temps de calcul et place mémoire pour un contrôle large bande qui peut nécessiter plus d'une centaine de points pour le filtre d'identification.

Des simplifications de cet algorithme ont été proposées. Certaines s'appuient sur la détermination des positions optimales permettant donc de réduire le nombre de voies. Des algorithmes prenant en compte de telles contraintes ont été développés : Baek & Elliott [2] (1995), Ruckman & Fuller [84] (1995), Ulin & al [94] (1999) par exemple. D'autres méthodes, valables dans des cas très particuliers, ne prennent pas en compte tous les chemins secondaires entre les capteurs de contrôle et les sources secondaires. On effectue une «diagonalisation» du système de contrôle, ce qui revient à affecter à chaque microphone de contrôle sa source secondaire directe. L'algorithme feedforward multi-voie peut alors être vu comme une mise en cascade de plusieurs blocs LMS en parallèle, indépendants et diminuant ainsi la complexité du dispositif, voir Carme [10] (1995).

Il est donc toujours possible, en étudiant précisément la configuration à traiter, de diminuer le niveau de complexité du dispositif tout en gagnant en efficacité et performances.

### Fonction de cohérence et performances du contrôle actif feedforward

Les systèmes étudiés jusqu'à maintenant reposent sur le même principe : il faut connaître en amont un signal de détection corrélé au bruit à traiter. Typiquement, c'est la cohérence entre le signal de détection et le signal primaire au microphone de contrôle qui mesure le degré de linéarité du transfert. Si, pour des raisons très différentes (transmissions multiples, écoulement, nature des source secondaires...) existent des non-linéarités dans le dispositif, on ne pourra réaliser un contrôle actif prédictif correct car la validité des calculs précédents serait mise à défaut.

La fonction de cohérence entre le signal de détection  $x(t)$  et le signal primaire mesuré par le capteur d'erreur  $c(t)$ , lorsque que le contrôle est éteint, s'écrit :

$$\Gamma_{xc}^2(\omega) = \frac{|S_{xc}(\omega)|^2}{S_{xx}(\omega)S_{cc}(\omega)} \quad (1.14)$$

où  $S_{xc}(\omega)$  est l'interspectre des signaux  $x(t)$  et  $c(t)$ ,  $S_{xx}(\omega)$  et  $S_{cc}(\omega)$  sont les densités spectrales de puissance des signaux  $x(t)$  et  $c(t)$ . L'atténuation au point de contrôle est donnée par :

$$\alpha = -10 \log \left| \frac{S_{ee}(\omega)}{S_{cc}(\omega)} \right| \quad (1.15)$$

où  $S_{ee}(\omega)$  et  $S_{cc}(\omega)$  sont respectivement les densités spectrales de puissance du signal d'erreur  $\epsilon$  avec et sans contrôle.

Ross [79] (1980) établit le résultat suivant pour l'évaluation des performances du contrôle :

$$\alpha = -10 \log |1 - \Gamma_{xc}^2(\omega)| \quad (1.16)$$

Ce résultat est très intéressant dans la mesure où il permet de prévoir l'atténuation maximale accessible avant même de réaliser le contrôle actif et sans calculer la fonction de réponse en fréquence du contrôleur. Ainsi, peut-on espérer 10 dB d'atténuation pour  $\Gamma_{xc}^2(\omega) = 0.9$  et 20 dB pour  $\Gamma_{xc}^2(\omega) = 0.99$ , voir figure 1.11.

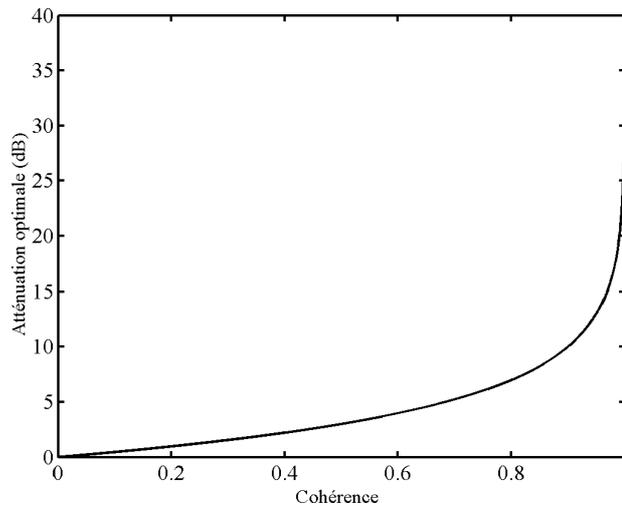


FIG. 1.11 - Atténuation théorique obtenue en fonction de la cohérence

Par conséquent, une excellente cohérence entre la détection et le contrôle est requise pour obtenir des performances satisfaisantes. C'est donc sur la fonction de cohérence qu'est basé le choix du contrôle. Si celle-ci est proche de 1 avec un signal de détection suffisamment en amont, le contrôle actif prédictif est envisageable. Sinon, il faudra faire appel à un contrôle en boucle fermée.

### 1.1.3 Méthodes actives directes

#### Contrôle direct

De nombreux articles sont disponibles dans la littérature concernant le contrôle actif du bruit en écoulement. Des applications du bruit de pale dans un conduit sont nombreuses car elles ont un potentiel industriel comme pour la propagation du bruit dans les conduits de ventilation ou d'air conditionné... Le spectre du bruit à éliminer est souvent composé d'une composante aléatoire basse fréquence due à la turbulence générée ainsi que de raies aux fréquences de passage des pales pour un ventilateur. Il a été montré en outre que le contrôle actif permet de réduire le bruit de passage des pales de 40%, voir Wise *et al.* [100] (1992). Récemment, Wong

*et al.* [101] (2002), de l'université de Western en Australie, ont publié un article combinant absorption passive et active sur un ventilateur. Un conduit tapissé de matériau poreux et traité avec un contrôleur feedforward mono-voie permet d'atteindre une réduction de 23 dB sur la fondamentale à 85 Hz et entre 4 et 10 dB sur les deuxième et troisième harmoniques.

Comme on le voit sur ces exemples, le contrôle feedforward marche très bien pour des contributions périodiques mais il faut que la cohérence entre le signal de détection et le signal primaire soit très bonne pour assurer un contrôle performant. Dans l'article de Wong, il arrive que le contrôle diverge car il y a du feedback acoustique qui se produit entre le microphone de référence et la source secondaire de contre-bruit.

Le problème fondamental du contrôle actif direct reste principalement l'augmentation du bruit à l'extérieur de la zone traitée. C'est la conséquence même de la nature multi-modale du champ acoustique dans un conduit : **la réduction de pression en plusieurs points n'implique pas la réduction de la puissance rayonnée**. Il faut donc essayer de connaître plus précisément la répartition modale et ses propriétés afin de traiter principalement les modes dominants et propagatifs : il s'agit alors d'un contrôle modal.

### Contrôle modal

Il est possible de ne contrôler qu'une partie des modes responsables de la génération de bruit. On réduit les amplitudes associées aux modes dominants, c'est à dire ceux qui contribuent le plus à la puissance rayonnée à l'extérieur du conduit qui s'en trouve alors réduite. Il y a eu de nombreux essais pour effectuer ce type de contrôle. Nous présentons ici, à titre d'exemple, une contribution très récente et très complète sur le sujet.

L'article en trois parties de Remington [77] (2003), Walker [96] (2003) et Sutliff [89] (2003) étudie précisément l'implémentation d'un système de contrôle actif feedforward multi-voie pour traiter le bruit généré par l'interaction entre la soufflante (composée de 16 pales pour une vitesse de rotation variant entre 1800 et 2300 tours par minute) et le stator (composé de 30 pales) dans un turboréacteur. Le mode angulaire d'ordre  $m = 2$  est alors fortement excité à deux fois la fréquence de passage des pales (soit vers 1000 Hz). Il contient 4 modes radiaux propagatifs dans l'entrée d'air et 3 dans l'échappement du turboréacteur. C'est précisément ces modes que l'on souhaite contrôler en plaçant 7 actionneurs sur chaque pale du stator. On considère 14 antennes microphoniques contenant chacune 10 microphones d'erreur en entrée et sortie du turboréacteur, le contrôleur ne pouvant gérer au maximum que 7 antennes.

Le premier article (Remington [77]) présente l'actionneur utilisé, il s'agit d'un transducteur piézo-électrique qui est optimisé pour obtenir une résonance proche de 1400 Hz. La céramique est recouverte d'une fine couche d'aluminium et est collée sur une plaque d'acier inoxydable :

les dimensions de l'actionneur sont de l'ordre de  $6 \times 2,5 \text{ cm}^2$ . Pour le contrôleur, chaque signal provenant du microphone est échantillonné quatre fois la valeur de la fréquence à traiter, soit la deuxième fréquence de passage des pales. Un tachymètre sert de référence pour le contrôle feedforward et l'algorithme «multi-modal» de Newton est utilisé avec des facteurs complexes de pondération.

Dans le deuxième article (Walker [96]), différentes solutions pour implémenter les antennes microphoniques d'erreur sont étudiées pour économiser de la place. De nombreuses études ont montré que la réduction de la surface de traitement passif pour introduire un système de contrôle actif dégrade les performances en absorption même si le contrôle marche correctement, c'est pourquoi il faut trouver une solution au placement des microphones d'erreur pour qu'ils prennent le moins de place possible. Les essais ont montré qu'une antenne microphonique placée à l'extérieur de l'entrée d'air et dans la bifurcation de l'échappement donne théoriquement de bons résultats et permet d'économiser de la place pour du traitement passif.

Dans le troisième article (Sutliff [89]), on compare différentes solutions de contrôle avec ou sans traitement passif, avec un contrôleur simplifié et différentes solutions de placement des antennes microphoniques (comme dans le matériau passif par exemple) et tout cela pour plusieurs vitesses de rotation, la configuration de référence étant la surface rigide. Au départ, il faut disposer de 210 actionneurs et de 70 microphones avec 7 canaux indépendants pour le contrôle. Pour les 7 modes radiaux avec  $m = 2$ , on obtient jusqu'à 18,5 dB de réduction dans l'entrée d'air et jusqu'à 13,5 dB de réduction dans l'échappement. Un résultat intéressant montre que le contrôle seulement dans l'entrée d'air permet quand même la réduction dans l'échappement. Ce comportement est sûrement dû à la proximité des actionneurs et de la source (pales du stator). Des comparaisons concernant l'emplacement des microphones d'erreur ont montré que l'on obtenait des réductions semblables, voire meilleures, que la méthode standard consistant à placer les microphones d'erreur en amont de l'écoulement.

Le contrôle modal présente donc l'avantage de diminuer le rayonnement des modes excités propagatifs et est efficace en basses fréquences mais sa mise en œuvre est très compliquée. Cette méthode suppose que l'on connaisse parfaitement la répartition modale du champ acoustique, l'écoulement est une source d'usure et de perturbations pour les actionneurs et les microphones d'erreur. De plus, un tel traitement prend encore inévitablement de la place sur le traitement passif ce qui peut dégrader les performances même si le système marche correctement.

D'une manière générale pour les méthodes directes, il faut implémenter l'algorithme feedforward multi-voie qui se révèle vite très gourmand en calcul et place mémoire s'il on souhaite traiter les surfaces importantes, sans compter la limitation des performances du contrôleur due à la cohérence. Une bonne stratégie pour réduire le rayonnement est de minimiser le bruit en modifiant l'impédance d'un matériau par contrôle actif pour augmenter l'absorption de ce dernier.

Le problème est alors posé sous la forme d'une condition aux limites d'impédance, bien adapté pour atténuer le rayonnement dans une cavité : c'est le contrôle d'impédance.

#### 1.1.4 Le contrôle d'impédance

Nous rappelons brièvement les notions et les notations essentielles pour l'introduction du problème. Le cas simple de l'absorption en onde plane en incidence normale est abordé pour extraire l'impédance optimale.

##### Impédance normale d'un matériau

Par définition, l'impédance de surface est le rapport entre pression et vitesse normale à la surface :  $Z_n = \frac{p}{V_n}$ , la normale étant dirigée vers l'intérieur du matériau par convention. On la note en général :  $Z_n = \rho_0 c_0 (R_n + iX_n) = Z_0 (R_n + iX_n)$  où  $R_n$  est la résistance acoustique réduite,  $X_n$  la réactance acoustique réduite et  $Z_0 = \rho_0 c_0$  l'impédance caractéristique du milieu de propagation. L'impédance de surface est caractéristique du matériau placé dans une situation bien déterminée (épaisseur donnée, face arrière sur paroi réfléchissante...). C'est une grandeur complexe en raison du retard à la réflexion dû à la pénétration de l'onde acoustique dans les pores, et sa valeur varie avec la fréquence. Elle s'exprime en *Rayls* ou en  $N.m^{-3}.s$ .

##### Coefficient de réflexion et d'absorption sous incidence normale

Soit une onde plane monochromatique arrivant sous incidence normale sur le matériau absorbant caractérisé par son impédance de surface  $Z_n$ . Si on utilise la notation complexe avec une détermination temporelle implicite en  $e^{j\omega t}$ , on peut exprimer la pression et la vitesse en fonction des amplitudes I et R des ondes incidentes et réfléchies :

$$p = Ie^{-jkx} + Re^{jkx} \quad (1.17a)$$

$$v = \frac{Ie^{-jkx} - Re^{jkx}}{Z_0} \quad (1.17b)$$

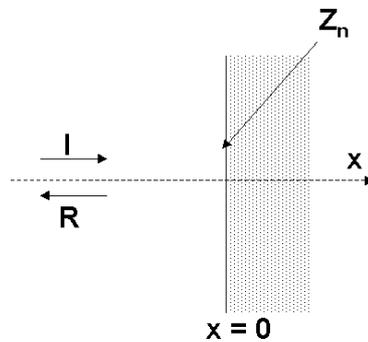


FIG. 1.12 - Impédance de surface d'un matériau poreux

L'application de la condition limite en  $x = 0$  permet d'obtenir le coefficient de réflexion en amplitude :

$$r = \frac{R}{I} = \frac{Z_n - Z_0}{Z_n + Z_0} \quad (1.18)$$

Le coefficient de réflexion en énergie  $\alpha_r$  est défini comme le rapport entre l'intensité de l'onde réfléchie et celle de l'onde incidente :

$$\alpha_r = |r|^2 \quad (1.19)$$

La fraction d'énergie absorbée par le matériau est notée  $\alpha_n$ , elle est encore appelée coefficient d'absorption en incidence normale :

$$\alpha_n = 1 - \alpha_r \quad (1.20)$$

Dans ce cas particulier assez simple de propagation d'ondes planes en incidence normale, l'impédance optimale correspondant à l'absorption maximale pour le matériau (soit  $\alpha_n = 1$ ) est donnée par  $Z = Z_0$  impédance caractéristique du milieu de propagation (pour l'air,  $Z_0 = 415 \text{ Rayls}$  dans les conditions normales de température et de pression). Dans le cas particulier de la paroi absorbante dans un tube à onde stationnaire, il suffit de trouver un matériau poreux à impédance réelle égale à  $Z_0$  sur toute la gamme de fréquences (de borne supérieure la fréquence de coupure du tube). Cependant ce cas simple n'est pas du tout généralisable à des configurations plus complexes : **le maximum d'absorption en incidence normale n'implique pas la maximum de réduction de la puissance acoustique rayonnée.**

### Méthode pour le contrôle d'impédance

Ce concept a été développé dans les thèses de Denis Thenail [91] (1995) et Marc Furstoss (1996) [28]. Il s'agit simplement de réaliser l'impédance  $Z$  telle que le signal d'erreur  $e = p - Zv$  soit nul. Il faut donc utiliser un microphone d'erreur pour connaître  $p$  et un accéléromètre, collé sur la membrane plate du haut-parleur secondaire, pour déterminer  $v$ . D'une part, cette méthode est très compliquée en pratique, il faut utiliser des capteurs précis, bien étalonnés, légers (donc chers) pour éviter que l'accéléromètre placé sur le haut-parleur modifie sensiblement sa réponse en fréquence. D'autre part, le contrôle actif sur deux signaux (pression et vitesse) est une tâche plutôt difficile.

Une simplification de ce système est envisagée dans l'article de Thenail *et al.* [92] en réalisant une réduction de la pression derrière un matériau «aux propriétés bien choisies» avec de bons résultats en incidence normale : c'est le concept d'absorbant actif.

### L'absorbant actif

Furstoss a généralisé les résultats pour des incidences obliques, voir [29] (1997). La technologie actuelle de l'absorbant hybride consiste en l'assemblage de plusieurs cellules actives composées d'un tissu résistif derrière lequel une minimisation de la pression acoustique est effectuée par

contrôle actif afin d'atteindre l'impédance de surface optimale garantissant la meilleure absorption de bruit. Des essais en tube de Kundt et en veine avec écoulement ont permis de valider le concept et de répertorier les optimisations nécessaires qui seront menées tout au long de cette thèse pour la partie active (source de contre-bruit et algorithme de contrôle), l'optimisation de la partie passive étant traitée séparément dans la thèse de Nadine Sellen [86] (2003) : afin d'étendre la bande de fréquences d'absorption, il est possible de choisir un matériau et une cavité arrière afin que le contrôle actif agisse en basse fréquence (absorbant actif) et qu'au delà d'une certaine fréquence, à déterminer, la matériau est purement passif, ce qui permet de réduire correctement la puissance rayonnée. C'est ce concept qui est détaillé et expliqué par la suite.

## 1.2 Théorie de l'absorbant hybride

### 1.2.1 L'approximation basse fréquence et la résistivité

La résistivité, notée  $\sigma$ , est mesurée en soumettant un échantillon de matériau d'épaisseur  $e$ , inséré dans un tube, à une différence de pression statique  $\Delta P$ . Un écoulement macroscopique apparaît alors à travers l'échantillon, dans le sens de la chute de pression. La loi de Darcy relie la résistivité au module  $V$  de la vitesse de cet écoulement et à la différence de pression  $\Delta P$  et l'épaisseur de l'échantillon :

$$\sigma = \frac{\Delta P}{Ve} \quad (1.21)$$

Ce paramètre s'exprime en  $Nm^{-4}s$ , ou en  $Rayls.m^{-1}$ .

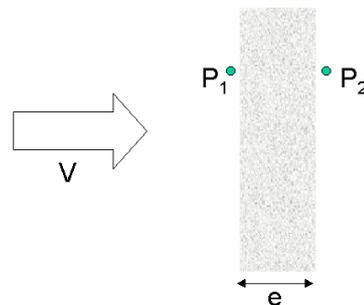


FIG. 1.13 - Mesure de la résistivité d'un matériau

En voici quelques ordres de grandeur :

- pour les laines et les feutres,  $\sigma \in [5\ 000 ; 100\ 000] \text{ Rayls.m}^{-1}$
- pour les mousses,  $\sigma \in [500 ; 40\ 000] \text{ Rayls.m}^{-1}$

Le comportement du matériau aux très basses fréquences est approché par le comportement du régime permanent. La loi de Darcy peut donc aussi s'exprimer en remplaçant la vitesse  $V$  du fluide par la vitesse acoustique  $v$  et le pression statique  $\Delta P$  par les variations de pression

acoustique  $p$  dans l'équation 1.21. Si on place le matériau à une distance de  $\lambda/4$  d'un mur rigide, on obtient un minimum de la pression acoustique en face arrière de l'échantillon (principe du résonateur quart d'onde). L'impédance de surface  $Z_n$  est donnée par le rapport  $p_1/v = \sigma e$ . Il suffit donc de poser par exemple  $\sigma e = Z_0$  pour obtenir un matériau absorbant efficace dans le cas du tube à ondes stationnaires. Cette méthode présente toutefois deux inconvénients majeurs :

- Pour chaque fréquence à éliminer, il faut placer le matériau à  $\lambda/4$  au mur rigide,
- Si l'on cherche à éliminer des basses fréquences, par exemple un bruit tonal de 500 Hz, sa longueur d'onde dans l'air à 20°C est de l'ordre de 0,7 mètres et la distance à la paroi est donc voisine de 17 cm, ce qui n'est pas réalisable dans une nacelle de turboréacteur où l'espace de traitement est réduit à quelques centimètres

Si on arrive à imposer une condition de pression nulle en face arrière de ce matériau quelque soit la fréquence et avec des conditions d'encombrement réduites, on pourra réaliser l'impédance voulue sur une bande de fréquences beaucoup plus large. L'idée d'utiliser des techniques de contrôle actif adaptatives semble donc toute naturelle. Un signal de contre-bruit généré par un actionneur placé en face arrière du matériau poreux permet d'imposer cette condition limite et on a donc  $p_1/v = \sigma e$  pour toute la bande de fréquences où le contrôle est efficace.

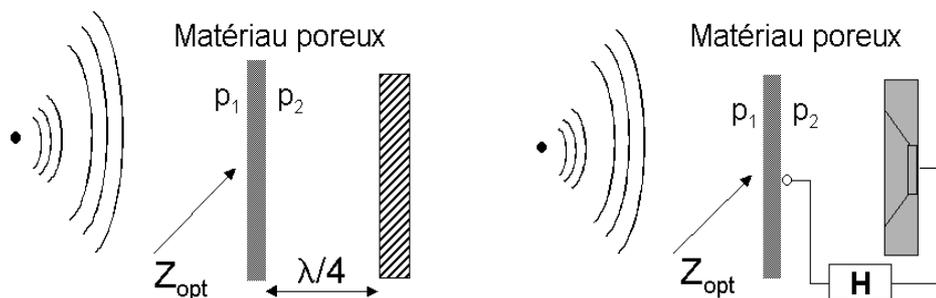


FIG. 1.14 - Principe du résonateur quart d'onde appliqué au contrôle actif

Pour des configurations plus réalistes (donc plus compliquées), la valeur de l'impédance optimale à réaliser est différente mais néanmoins réelle (la réactance étant proche de 0). Il suffira donc de calculer l'impédance optimale  $Z_{opt}$  et de trouver le matériau pour la réaliser. Cette partie est entièrement traitée dans la thèse de Nadine Sellen [86] (2003). L'étude, la modélisation et l'optimisation de la partie active (actionneur et algorithme de contrôle actif) est l'objet de cette thèse.

Dans la partie suivante, nous allons faire un état de l'art concernant le concept d'absorbant hybride. Une des applications de ce procédé est le contrôle du bruit avec écoulement. De nombreuses études valident le concept et les résultats présentés ici donnent une piste de départ quant à l'optimisation de l'absorbant.

### 1.2.2 Etat de l'art de l'absorbant hybride

#### Travaux de l'Institute of Technical Acoustics (University of Technology) à Dresden (Allemagne)

Irrgang [42] (1997) utilise un absorbant hybride placé en paroi d'un conduit. Il est composé d'une boîte dans laquelle on considère un haut-parleur, un microphone placé devant ce dernier. Un tissu résistif et une grille perforée sont placés en paroi afin de protéger le haut parleur de la chaleur et des poussières ainsi que le microphone du bruit de l'écoulement turbulent. Le signal du microphone  $p$  est envoyé à une boucle de contrôle feedback analogique qui contrôle le débit d'air  $q$  déplacé par le haut parleur. En faisant varier le filtre de contrôle, on peut réaliser plusieurs valeurs d'impédance  $Z = p/q$ . Le montage est modélisé par un schéma électrique complet séparé en deux parties : l'absorbant d'admittance  $H_i$  et le modèle du conduit d'impédance  $Z_D$ .

La stabilité de la structure feedback étant dépendante de l'impédance d'entrée «vue» par l'absorbant, la modélisation de l'impédance du conduit est obligatoire. Pour atténuer les résonances, on place un matériau poreux en face de l'absorbant. Le réglage du système dépend de 2 paramètres (pour un haut parleur donné) :

- la compliance (inverse de la raideur) du volume du haut-parleur détermine la fréquence centrale du domaine d'absorption et la fréquence de coupure passe-haut de l'atténuation
- le gain du filtre analogique feedback doit être optimisé pour obtenir un maximum d'absorption. Il peut être très compliqué, voire impossible, d'atteindre l'impédance optimale pour des raisons de causalité

Finalement, le contrôleur est créé par une mise en cascade de nombreux filtres causaux adéquats. Des expériences sur un conduit d'un mètre ont permis d'optimiser le volume et des atténuations maximales de 48 dB peuvent être obtenues sur la bande [40 100] Hz, 24 dB sur la bande [35 350] Hz. Une comparaison de ces résultats avec un résonateur d'Helmholtz montre que pour le même volume, la solution de l'absorbant actif est bien plus efficace.

#### Travaux du Fraunhofer-Institut für Bauphysik (Allemagne)

L'équipe de Krüger et Leistner [50] (1997) du Fraunhofer-Institut für Bauphysik en Allemagne a travaillé sur le concept d'absorbant hybride. Il s'agit d'éléments compacts combinant matériau passif et contrôle actif, appelé «cassettes», composés d'un haut-parleur, d'un microphone, d'un amplificateur et d'une couche de toile métallique perforée avec de la laine de verre pour le protéger de l'écoulement d'air. Le microphone est placé au centre de la membrane du haut-parleur et le contrôle est prédictif.

Le banc d'essai est composé d'une veine de section carrée ( $25 \text{ cm}^2$ ), de longueur 7,5 m et d'un traitement actif composé de deux cassettes. Un bruit blanc jusqu'à 4 kHz est émis sur un haut parleur à une extrémité de la veine. Un programme permet de calculer l'Insertion Loss et des atténuations maximales, de l'ordre de 40 dB pour 100 Hz par exemple, sont obtenues. Des

essais avec écoulement ont été menés avec succès pour 8 cassettes : à 1-2 dB près, on obtient des mêmes réductions sur toute la gamme de fréquence pour des vitesses d'écoulement allant jusqu'à 20 m/s.

Cependant, cet article date de 1997 et il n'y a pas eu de réelles évolutions jusqu'à nos jours. Très peu de précisions quant à l'implémentation du contrôle et du choix du matériau sont réellement disponibles.

### 1.2.3 L'absorbant hybride développé au Centre Acoustique du LMFA

#### Choix d'un matériau poreux

Le tube de Kundt (ou tube à ondes stationnaires) est un banc d'essai classique de mesure de l'impédance acoustique d'un matériau, sous incidence normale. Le principe de mesure est expliqué en annexe A. Pour une absorption totale en incidence normale, l'impédance optimale doit être égale à l'impédance de l'air  $Z_0$ . Il faut donc trouver un matériau à partie réelle égale à  $Z_0$  sur une bande de fréquences assez large [500 – 2500] Hz, le contrôle actif ayant pour effet d'annuler la partie imaginaire sur cette même bande de fréquences. Pour pouvoir choisir un tel matériau, il est indispensable de connaître ses caractéristiques et de pouvoir prédire, grâce aux modèles, ses performances. La modélisation, par un fluide équivalent, d'un matériau poreux et le formalisme d'Allard est entièrement développé dans l'annexe B. Dans le modèle d'Allard, le problème revient donc à trouver l'impédance caractéristique du matériau  $Z_c(\omega)$  et son nombre d'onde complexe  $k(\omega)$ .

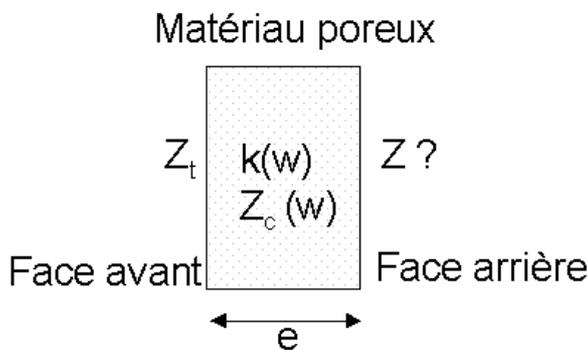
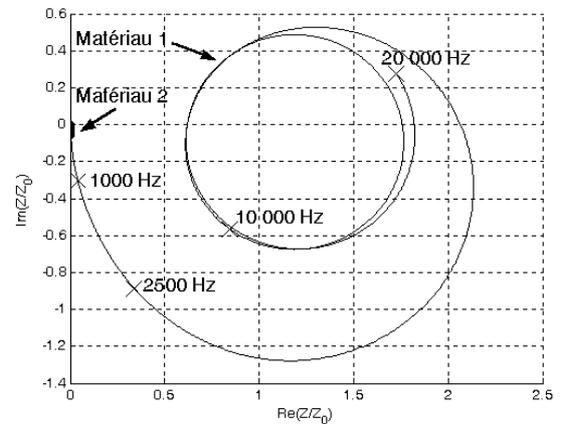
Considérons le problème suivant, voir figure 1.16(a) : on cherche à imposer une impédance connue  $Z_t$  en face avant du matériau poreux (par exemple  $Z_t = Z_0$  si l'on souhaite une absorption totale en incidence normale). Pour cela, on doit trouver l'impédance  $Z$  à appliquer en face arrière du poreux afin que  $Z_t = Z_0$ . On utilise la formule de transport d'impédance dans le matériau poreux qui est démontrée dans le livre d'Allard sur les matériaux poreux [1] (1993), où  $\phi$  est la porosité du matériau et  $e$  son épaisseur :

$$Z = \frac{Z_c j\phi Z_t \cot(ke) + Z_c}{\phi jZ_c \cot(ke) + \phi Z_t} \quad (1.22)$$

On considère deux matériaux fictifs de résistivité différente, voir figure 1.15. On a tracé l'impédance réduite  $\xi_{opt} = Z_{opt}/Z_0$  avec la partie réelle en abscisse et la partie imaginaire en ordonnée pour une bande de fréquences de 0 à 20 kHz, voir figure 1.16(b).

Matériaux	Matériau 1	Matériau 2
<b>Résistivité (Rayls/m)</b>	2e4	2e6
<b>Porosité</b>	1	1
<b>Tortuosité</b>	1	1
<b>Facteur de forme <math>s</math></b>	1	1
<b>Facteur de forme <math>s'</math></b>	1	1
<b>Épaisseur <math>e = Z_0/\sigma</math> (m)</b>	207e-4	207e-6

FIG. 1.15 - Caractéristiques des deux matériaux fictifs

(a) Problème posé : trouver  $Z$  tel que  $Z_t = Z_0$ (b) Valeur de  $Z$  pour le matériau 1 (trait fin) et le matériau 2 (trait épais)FIG. 1.16 - Recherche de l'impédance optimale en face arrière  $Z$  du matériau poreux

La courbe en trait fin représente le matériau à faible résistivité et la courbe en trait épais, le matériau à forte résistivité. Sur toute la gamme de fréquences tracée (jusqu'à 20 kHz), l'impédance à imposer en face arrière du matériau peu résistif est très difficile à réaliser (valeur complexe et dépendant de la fréquence). Par contre, si on choisit un matériau à forte résistivité et que l'on applique à sa face arrière une impédance de valeur nulle soit une pression acoustique nulle, on aura une impédance en face avant pratiquement toujours égale à  $Z_0$  sur toute la bande de fréquence de 0 à 20 kHz. Pour créer une telle condition limite en face arrière, on va pouvoir utiliser des méthodes de contrôle actif. Notons par ailleurs que l'épaisseur de ce matériau doit en outre être très faible.

Si l'on souhaite imposer une autre valeur d'impédance réelle en face avant, il suffira de trouver un matériau adéquat (grâce aux simulations) et d'appliquer une pression acoustique nulle en face arrière. C'est pour cela que les matériaux utilisés sont des toiles métalliques qui répondent bien à ces exigences. Ils sont poreux, très résistifs, de faibles épaisseurs, résistants...

Afin de pouvoir créer sur demande une impédance donnée (par combinaison d'un ou plusieurs matériaux), nous avons choisi trois tissus métalliques de résistances différentes regroupées dans le tableau de la figure 1.17. Les mesures pour le i130 et le h320 ont été effectuées par Nadine Sellen [86] et par Pascal Souchotte [33] pour le j330. Ces tissus, fabriqués et référencés par la société GANTOIS, diffèrent principalement par leurs valeurs de résistance. Un moyen simple pour s'en rappeler est de retenir que la résistance augmente suivant l'ordre alphabétique :  $h \Rightarrow 0,3Z_0$ ,  $i \Rightarrow Z_0$  et  $j \Rightarrow 3,5Z_0$ .

Matériaux	h320	i130	j330
<b>Résistivité (Rayls/m)</b>	0,4e6	2,7e6	11,2e6
<b>Porosité</b>	1	0,4	0,34
<b>Tortuosité</b>	1	1.3	1
<b>Facteur de forme <math>s</math></b>	0,2	0,2	1
<b>Facteur de forme <math>s'</math></b>	1	1	1
<b>Epaisseur <math>e</math> (m)</b>	285e-6	151e-6	96e-6
<b>Impédance avec CL pression nulle à l'arrière</b>	$0,3Z_0$	$Z_0$	$3,5Z_0$

FIG. 1.17 - Caractéristiques des trois tissus résistifs

### Validation du concept en tube de Kundt

Des essais sont entrepris sur le tube de Kundt afin de valider les développements théoriques. L'impédance réalisée est comparée à l'impédance voulue. La méthode de mesure de l'impédance en tube de Kundt est présentée dans l'annexe A. Les résultats sont donnés figure 1.19.

En fonctionnement passif, on reconnaît bien l'impédance classique d'un matériau poreux avec une lame d'air devant le fond rigide : la partie imaginaire tend vers l'infini quand la fréquence tend vers 0. La partie réelle est constante grâce aux propriétés des matériaux très résistifs.

Quand le contrôle est en marche, on obtient bien une impédance égale à  $Z_0$  et le contrôle d'impédance est bien validé dans le cas particulier des ondes planes en incidence normale. L'adaptabilité est aussi un aspect primordial pour l'absorbant hybride, ainsi que se passe t'il si la réduction de pression en face arrière n'est que de l'ordre de 10 dB par exemple? Comment va se comporter l'impédance en face avant avec cette condition aux limites altérée? On montre par simulation que les performances sont tout de même proches du cadre idéal (voir figure 1.20).

Ces études valident dans des cas simples la faisabilité du concept d'absorbant hybride. Dans sa mise en œuvre, on est amené à choisir un matériau qui correspond à la partie réelle recherchée. Le contrôle actif se charge ensuite d'annuler la partie imaginaire sur toute la bande de fréquences désirée. Des mesures d'impédance réellement atteintes montrent qu'il est possible d'imposer une résistance connue en face avant d'un matériau simplement en imposant une condition limite de pression simple derrière ce matériau. Ce système est une bonne alternative au contrôle actif d'impédance, délicat à mettre en œuvre et souvent peu robuste.

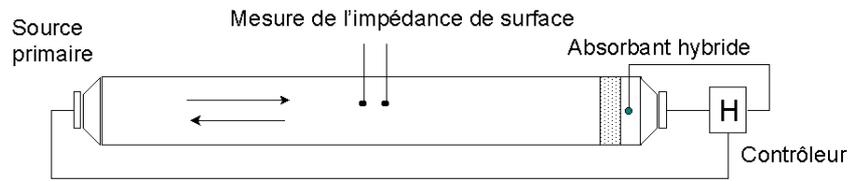


FIG. 1.18 - Validation du concept d'absorbant hybride en ondes planes

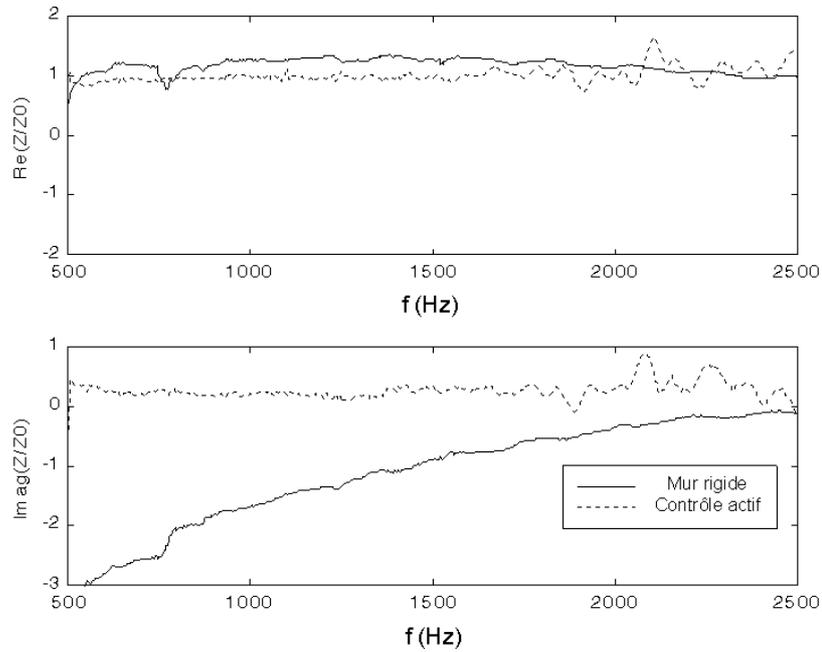


FIG. 1.19 - Impédance de surface obtenue avec et sans contrôle actif

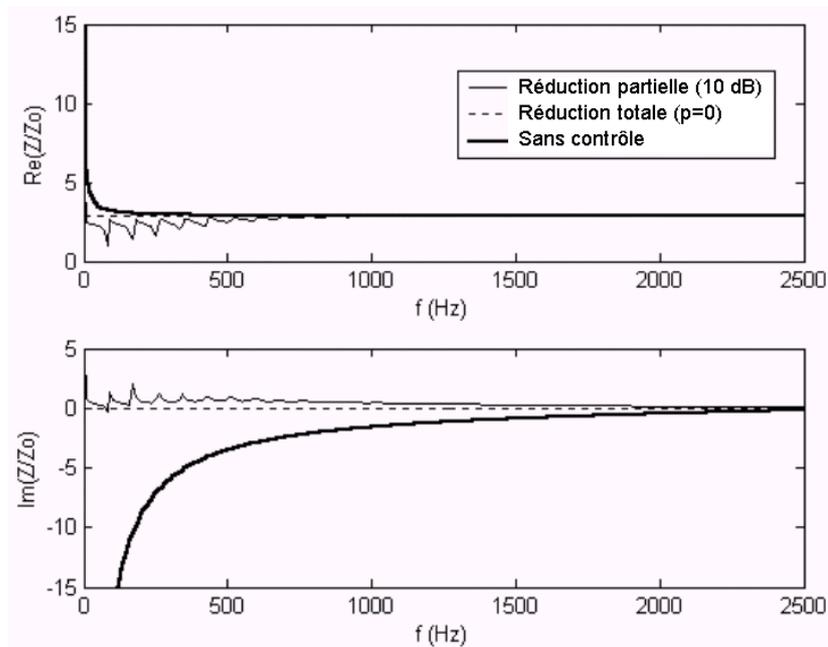


FIG. 1.20 - Impédance de surface obtenue avec contrôle actif idéal et avec 10 dB d'atténuation

Nous allons maintenant présenter des résultats obtenus sur une veine d'essai instrumentée de 4 cellules actives avec des indicateurs objectifs de réduction de bruit comme le Transmission Loss ou l'Insertion Loss.

## **1.3 Développement et essais d'un absorbant actif multi-cellules en veine**

### **1.3.1 Introduction et motivations**

Le comportement de l'absorbant hybride a été étudié dans le cadre de trois séries d'essais successifs en veine avec ou sans écoulement. Les premières expériences ont permis de tester le fonctionnement de l'absorbant hybride multi-cellules en présence d'un écoulement pour valider le concept dans une situation plus réaliste et contraignante d'utilisation. Le contrôleur devait traiter du bruit tonal censé représenter les fréquences de passage des pales d'un turboréacteur. C'est Pascal Souchotte en juillet 2000, voir [33] pour plus de détails, qui a réalisé les essais dans la soufflerie anéchoïque de l'ECL et ce sont ses résultats qui seront exposés : comparaison des performances avec un contrôleur feedback analogique et un contrôleur feedforward numérique multi-voies, atténuation du bruit dans la cellule et réduction de la pression acoustique rayonnée à l'extérieur de la veine pour différentes vitesses d'écoulement. Cette expérience ne permet cependant pas de mesurer la réduction de la puissance rayonnée.

J'ai participé au deuxième essai dans le banc 5CC (chambre anéchoïque) à la SNECMA, en mars 2001, sur une autre veine mais sans écoulement. La puissance acoustique rayonnée a été mesurée grâce à une antenne microphonique balayant l'espace en aval du traitement, donnant ainsi une cartographie précise de l'atténuation effectivement obtenue sur cet espace. Néanmoins, des interrogations concernant l'influence du contrôle actif sur la puissance de la source primaire et la mise en place d'indicateurs fiables pour la mesure de la réduction de bruit effectivement atteinte ont motivé une nouvelle campagne d'essai dans la grande chambre anéchoïque de l'ECL.

Dans le troisième essai, il s'agit maintenant d'utiliser des indicateurs de performances acoustiques comme la perte par insertion ou la perte par transmission pour quantifier précisément les atténuations obtenues. L'influence de la source de contre-bruit sur la puissance de la source primaire a aussi été étudiée ainsi que des comparaisons avec des matériaux passifs de référence.

### **1.3.2 Expériences avec écoulement dans la soufflerie anéchoïque de l'ECL**

La photographie 1.21 décrit le montage expérimental utilisé. L'expérience se déroule dans la soufflerie anéchoïque du centre acoustique de l'Ecole Centrale de Lyon. Le spectre du bruit à traiter dans la veine est composé d'un sinus pur émis par la source primaire et de bruit aléatoire large bande dû à l'écoulement en aval de la source primaire. Les traitements étant destinés aux entrées de nacelles, le banc d'essai a été conçu de manière à étudier la réduction apportée dans

ces conditions. La source primaire est située en aval du traitement. Une terminaison anéchoïque est située en bout de veine évitant ainsi la création d'ondes réfléchies. En fonctionnement, le niveau sonore est approximativement de 100 dB dans la veine.



FIG. 1.21 - Montage expérimental du traitement actif en veine

Le traitement actif est situé au milieu de la veine et est composé de quatre cellules actives (voir figure 1.22). Le choix du tissu résistif a été fixé par des calculs théoriques à  $3,5Z_0$  (correspondant au matériau j330). L'algorithme feedforward multi-voies est programmé sur une carte DSP et est utilisé dans cette configuration.

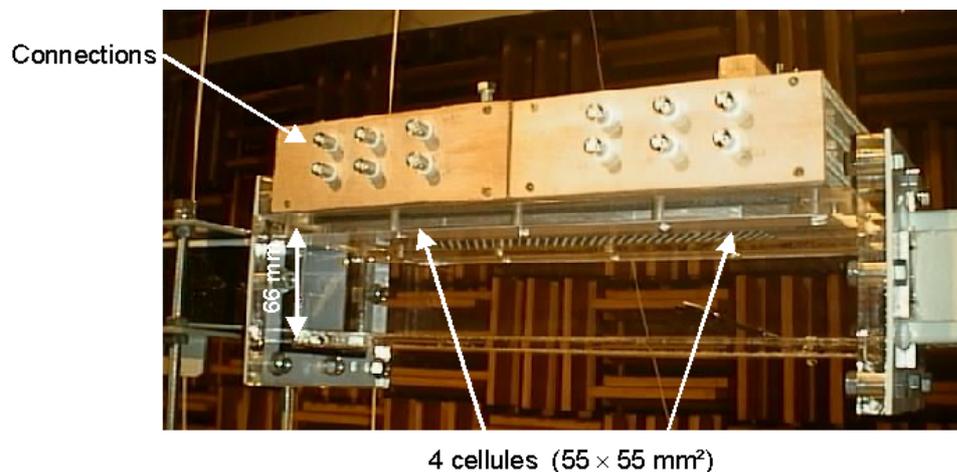


FIG. 1.22 - Détail du traitement actif 4 cellules

La réduction de bruit en face arrière des cellules est effective pour les différentes vitesses d'écoulement jusqu'à 100 m/s environ (voir figure 1.23). La réduction de pression rayonnée est mesurée grâce à un tronçon acoustiquement transparent afin d'éviter toute perturbation dans l'écoulement. On obtient de bons résultats pour des vitesses d'écoulement inférieures à

50 m/s, voir figure 1.24. Cette expérience permet de montrer que l'on peut atteindre 5 dB d'atténuation en passif et 10 dB quand on met en marche le contrôle actif. Elle montre aussi la bonne adaptabilité du contrôle dans une situation d'écoulement.

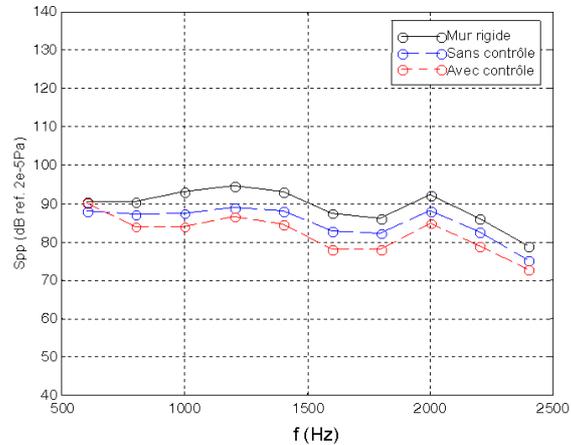
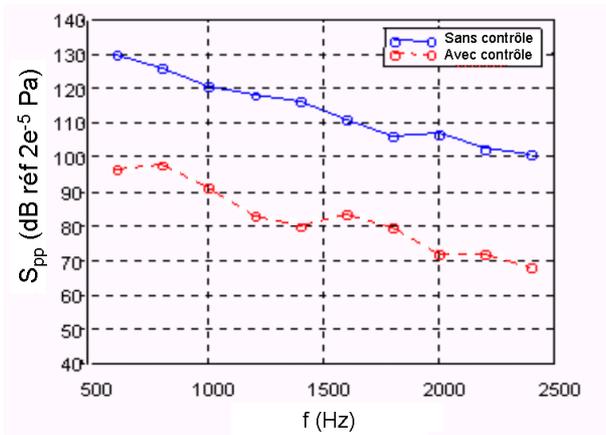


FIG. 1.23 - Réduction du bruit en face arrière du poreux pour les fréquences d'étude

FIG. 1.24 - Réduction du niveau de pression acoustique rayonné à l'extérieur

### 1.3.3 Expériences sans écoulement dans le banc d'essai 5CC à la SNECMA

Pour pouvoir mieux quantifier l'efficacité du système, j'ai mené d'autres expériences complémentaires sur le banc 5CC à la SNECMA sans écoulement en mars 2001, voir figure 1.25(a). Les résultats sont consignés dans l'article [34].

La position des cellules est étudiée : face à face (notation  $2 \times 2$ ) proche ou loin de la source, d'un seul côté (notation  $4 \times 1$ ) comme sur la figure 1.25(b)). Dans certaines expériences, l'ajout de mousse dans le transducteur stabilise le contrôle. Les fréquences d'étude sont toujours comprises entre 800 et 2000 Hz. Le niveau de la source primaire est choisi pour être constant et égal à 120 dB ce qui donne un niveau global de 100 dB dans la veine. Le matériau poreux utilisé (i130) a une impédance proche de  $Z_0$ .

Des réductions de puissance acoustique importantes sont constatées, de l'ordre de 8,5 dB (par rapport à la configuration lisse sans traitement, voir figure 1.26) pour des fréquences proches de la résonance des actionneurs utilisés (1400 Hz). Les meilleurs résultats sont obtenus pour la position  $2 \times 2$  proche de la source primaire sans mousse.

Pour pouvoir disposer d'indicateurs fiables de réduction de bruit (Transmission Loss et Insertion Loss), j'ai mené d'autres expériences dans la grande soufflerie anéchoïque de l'ECL. Une méthode de mesure du Transmission Loss et de l'Insertion Loss a été développée. L'influence du contrôle sur l'intensité acoustique délivrée par la source primaire a aussi été étudiée. Le montage expérimental, les développements théoriques et les résultats sont présentés dans le paragraphe suivant.

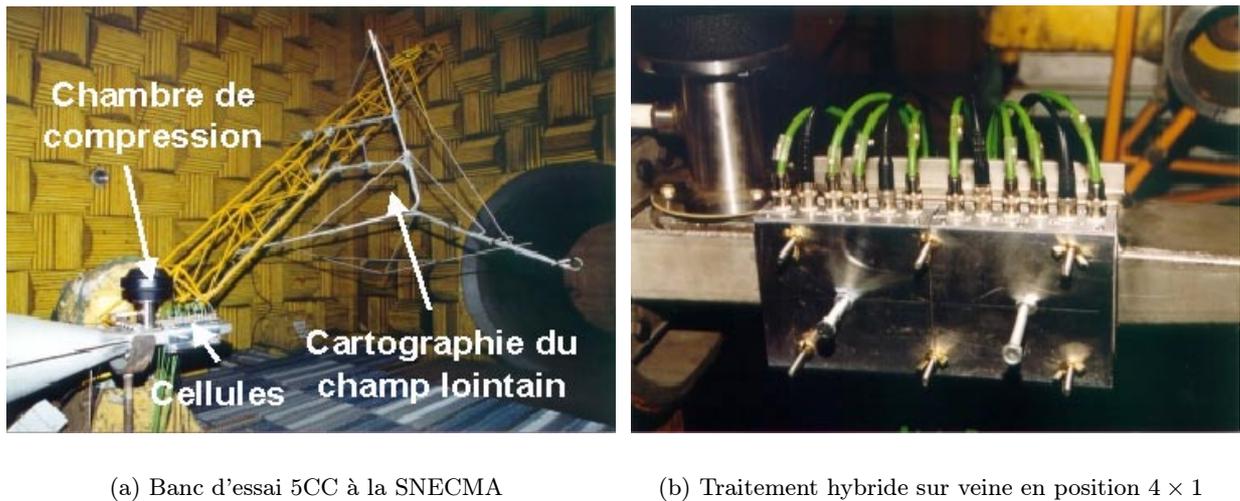


FIG. 1.25 - Matrice d'essai pour les essais SNECMA

#### 1.3.4 Expériences sans écoulement dans la grande soufflerie anéchoïque de l'ECL

Dans cette campagne d'essai, la procédure reste la même mais on cherche à mesurer l'intensité acoustique produite par la source primaire pour un niveau de pression constant, la question du niveau de la source primaire étant toujours un problème récurrent : doit-on garder un niveau de pression ou un voltage constant pour la source ? Il faut donc s'assurer que l'intensité acoustique ne varie pas quand on fait des mesures à pression constante.

Pour pouvoir évaluer quantitativement l'efficacité du traitement, la mesure du Transmission Loss est envisagée. La mesure de la pression acoustique en sortie de veine avec et sans traitement fournit par ailleurs une bonne estimation de l'Insertion Loss.

Enfin, trois matériaux poreux sont testés : h320, i130 et j330 pour mesurer leurs efficacités relatives et déterminer le meilleur matériau adapté à la problématique de la réduction du bruit dans la veine. Une comparaison des performances avec des matériaux passifs (nid d'abeille) est aussi envisagée. La gamme de fréquences à traiter se situe alors entre 1000 Hz et 2000 Hz, le niveau dans la veine est de l'ordre de 100 dB et on utilise toujours l'algorithme feedforward multi-voies dans la réalisation du contrôle actif à l'arrière du matériau poreux.

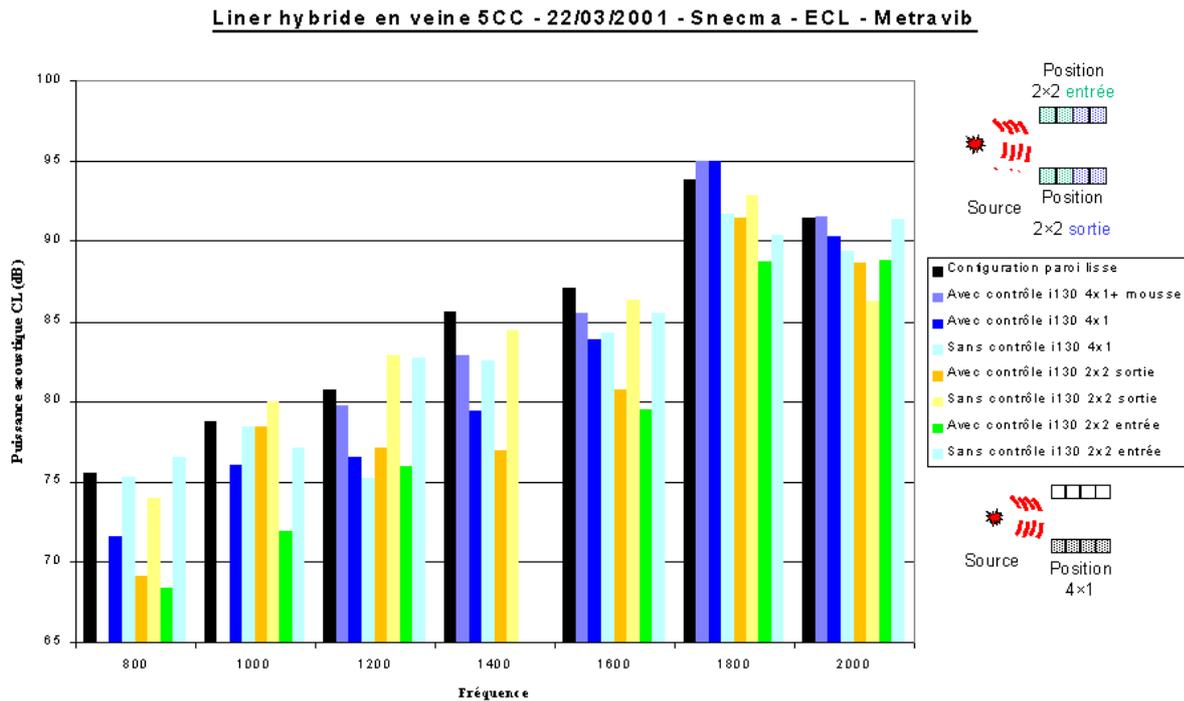
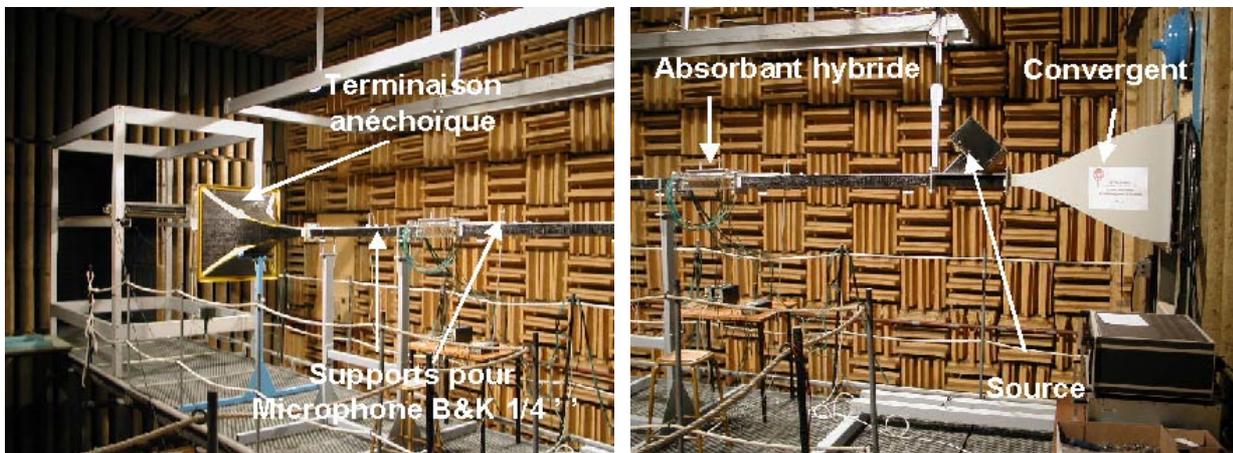


FIG. 1.26 - Résultats des expériences SNECMA pour les différentes configurations



(a) Côté aval du traitement

(b) Côté amont du traitement

FIG. 1.27 - Banc d'essai dans la grande chambre sourde à l'ECL

Le **Transmission Loss (TL)** est indépendant de la source et requiert une terminaison anéchoïque en aval du traitement à caractériser. Il se définit généralement comme la différence entre la puissance acoustique incidente  $L_{W_i}$  arrivant sur le traitement et la puissance transmise  $L_{W_t}$  dans la terminaison anéchoïque. Le calcul du TL pour des ondes progressives et dans le cas particulier où il n'y a pas d'écoulement se fait très simplement en écrivant les relations entre les

ondes incidentes, réfléchies et transmises. Le calcul dans le cas général est effectué dans la thèse de Nadine Sellen [86] ainsi que dans le livre de Munjal [65] (1987).

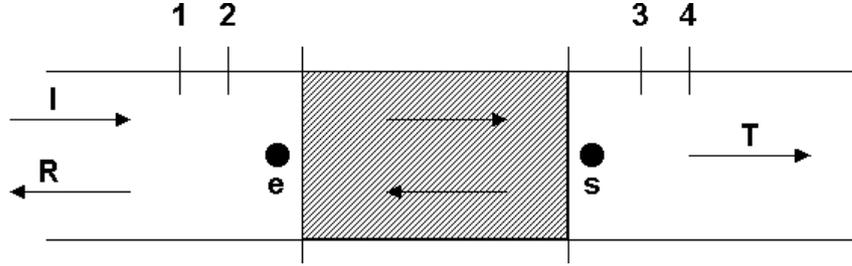


FIG. 1.28 - Calcul du Transmission Loss

Considérons le tronçon où est placé l'absorbant hybride. Du fait de la discontinuité induite par la présence d'un tel traitement en paroi, le champ acoustique incident est composé en amont d'une onde plane incidente  $Ie^{j(\omega t - kx)}$  et d'une onde plane réfléchie  $Re^{j(\omega t + kx)}$ . En aval du traitement et grâce à la présence d'un pavillon anéchoïque, on ne récupère qu'une onde transmise  $Te^{j(\omega t - kx)}$ . Quatre microphones *B&K* sont placés en  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$ , et  $x_4$  (voir figure 1.28). Par définition, le Transmission Loss est donné par :

$$TL = L_{W_i} - L_{W_t} \text{ dB} \quad (1.23a)$$

$$TL = 20 \log \left( \left| \frac{T}{I} \right| \right) \quad (1.23b)$$

$$\frac{T}{I} = \frac{2j \sin(k(x_2 - x_1)) h_{s3} e^{jkx_3}}{h_{s1} e^{ikx_2} - h_{s2} e^{ikx_1}} \quad (1.23c)$$

$h_{s1}$ ,  $h_{s2}$  et  $h_{s3}$  sont les fonctions de transfert des microphones  $i$  ( $i = 1 \dots 3$  référencées à la source soit pour  $i = 1 \dots 3$  :

$$h_{si} = \frac{P_i}{P_s} \quad (1.24)$$

On peut aussi remplacer  $h_{s3}$  par  $h_{s4}$  et  $x_3$  par  $x_4$  car il n'y a qu'une onde transmise (la réflexion est évitée grâce au pavillon anéchoïque). Ce point peut d'ailleurs être confirmé par les mesures comparées de  $h_{s3}$  et  $h_{s4}$  qui permettent de déterminer le coefficient de réflexion terminal. Pour les calculs,  $x_1 = -320 \text{ mm}$ ,  $x_2 = -300 \text{ mm}$ ,  $x_3 = 480 \text{ mm}$  et  $x_4 = 500 \text{ mm}$ . Les résultats obtenus sont tracés pour le traitement hybride (cas lisse, sans contrôle : cavité de 15 mm et avec contrôle) et pour un matériau passif utilisé dans l'insonorisation des nacelles de turboréacteur : du nid d'abeille d'épaisseur 17 mm (en référence et avec les trois matériaux) : voir figures 1.29, 1.30(a), 1.30(b), 1.30(c), 1.30(d), 1.30(e) et 1.30(f).

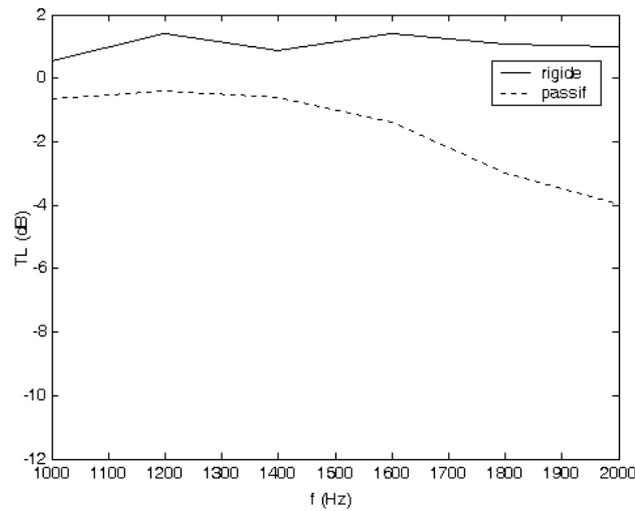


FIG. 1.29 - TL pour le nid d'abeille utilisé (référence)

On peut déduire de ces expériences plusieurs points importants sur le traitement hybride :

1. Pour une épaisseur de matériau donnée, un traitement classique se révèle efficace seulement à partir de 1600 Hz.
2. L'absorbant hybride est efficace déjà en basse fréquence (1000 Hz) et est complémentaire du traitement passif qui prend la relève vers 1800 Hz.
3. On obtient les meilleurs valeurs de TL pour le matériau h320 qui est le moins résistif : -11 dB à 1000 Hz.
4. En hautes fréquences, le contrôle actif est défavorable car l'impédance produite en face avant s'éloigne de l'impédance optimale.

L'**Insertion Loss** (IL) est défini comme étant la différence entre la puissance acoustique rayonnée sans traitement  $L_{W_1}$  et avec traitement  $L_{W_2}$  soit :

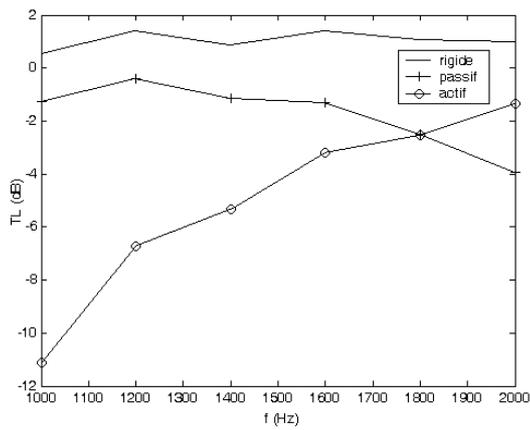
$$IL = L_{W_1} - L_{W_2} \text{ dB} \quad (1.25a)$$

$$IL = 10 \log\left(\frac{W_1}{W_2}\right) \quad (1.25b)$$

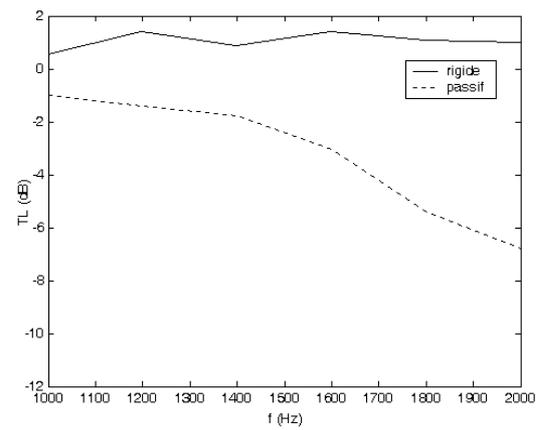
Un microphone de mesure est placé en sortie du pavillon anéchoïque. Dans l'hypothèse d'onde plane (mesures en champ lointain), l'IL peut s'écrire :

$$IL = 20 \log\left(\frac{P_1}{P_2}\right) \quad (1.26)$$

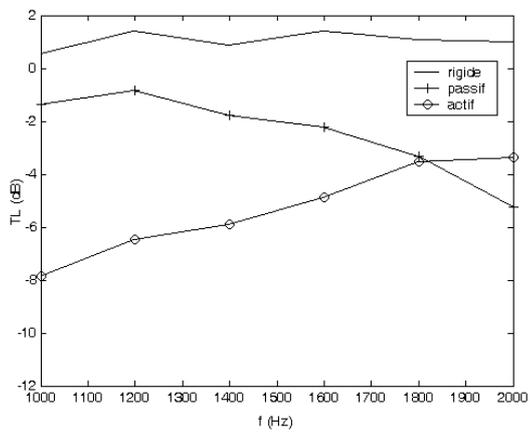
avec  $P_1$  la pression acoustique rayonnée sans traitement et  $P_2$  avec traitement. La mesure en champ lointain permet donc d'appréhender la réduction de bruit relative qui est égale sous



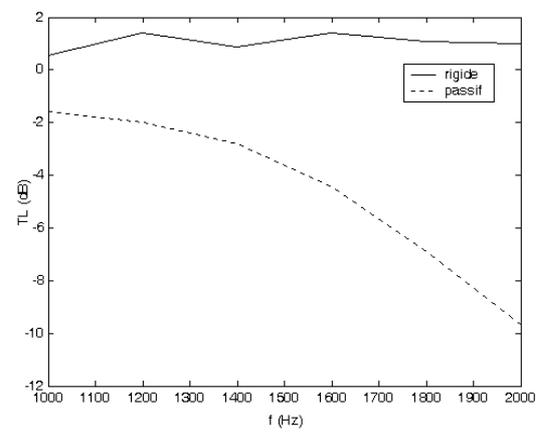
(a) Traitement hybride avec h320



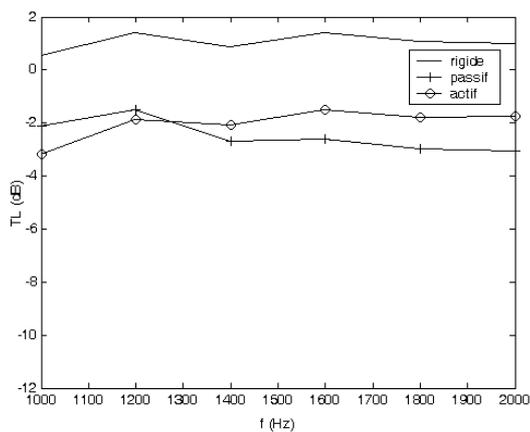
(b) Traitement de référence : nid d'abeille et h320



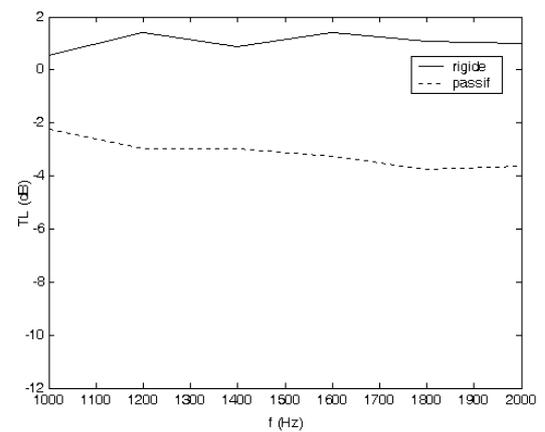
(c) Traitement hybride avec i130



(d) Traitement de référence : nid d'abeille et i130



(e) Traitement hybride avec j330



(f) Traitement de référence : nid d'abeille et j330

FIG. 1.30 -  $TL$  : à gauche comparaison paroi rigide, traitement hybride (fonctionnement passif/actif) et à droite passif conventionnel avec nid d'abeille pour trois tissus

l'hypothèse d'onde plane à l'IL à condition de garder le niveau de la source constant. Les résultats sont représentés sur les figures 1.31, 1.32(a), 1.32(b), 1.32(c), 1.32(d), 1.32(e) et 1.32(f). L'évolution de la pression sonore en champ lointain a la même évolution que le TL. En théorie, ces deux grandeurs sont égales dans les conditions décrites précédemment. On arrive à une réduction de pression (ou IL) de 10 dB pour 1000 Hz avec du h320, correspondant au tissu le moins résistif. Ces résultats sont conformes à ce qu'on attendait : dans la gamme des plus basses fréquences, la pression est uniforme dans une section du conduit et l'annulation de la pression derrière le tissu le moins résistif conduit à la réalisation de la plus grande réduction de pression dans toute la section.

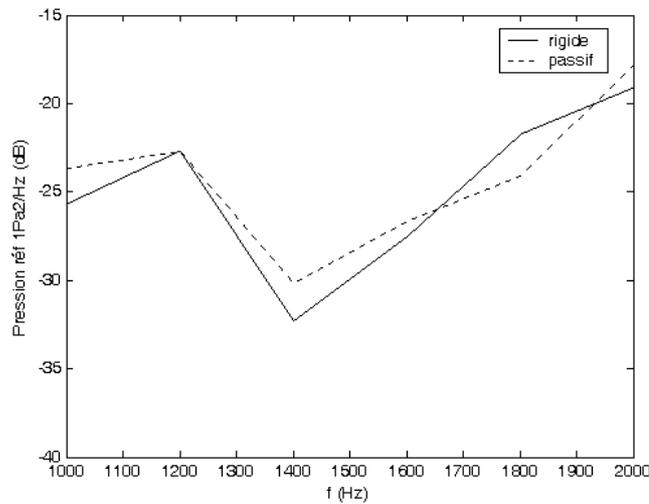
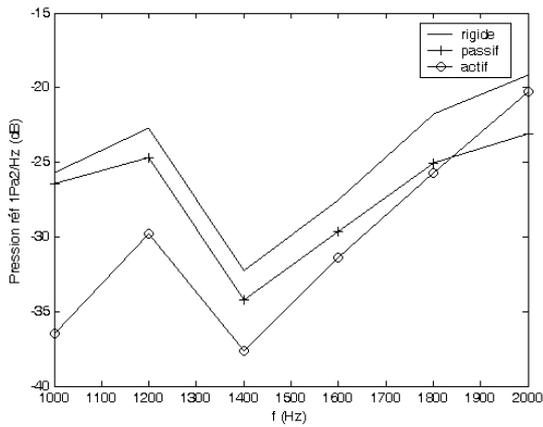


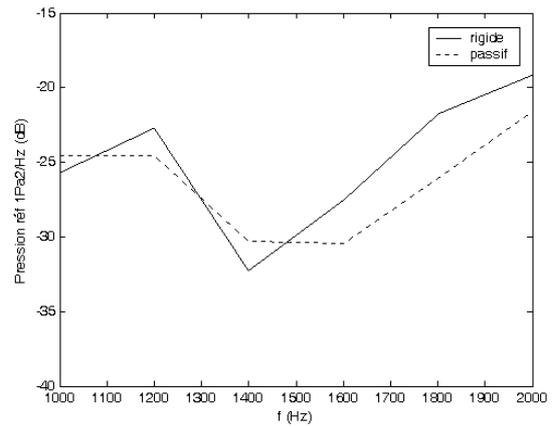
FIG. 1.31 - Niveau de pression en sortie pour le nid d'abeille utilisé (référence)

Un des derniers points de cette expérience est d'étudier le comportement de **l'intensité acoustique** délivrée par la source avec et sans traitement. Grâce à deux microphones placés à une distance de  $\Delta_r$  dans la colonnette de la source primaire, on peut contrôler le niveau acoustique (maintenu constant d'une mesure à une autre) et calculer l'intensité acoustique émise par la source, voir figure 1.33. On veut ainsi vérifier que la réduction de puissance rayonnée est bien due à l'absorption d'énergie par le traitement et non pas à une interaction traitement - source primaire qui modifie son impédance de rayonnement et donc sa puissance. Nous rappelons brièvement la notion d'intensité acoustique et la méthode à deux microphones permettant de l'évaluer.

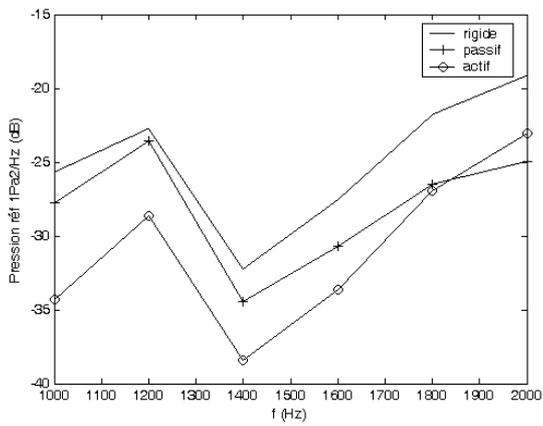
Soit  $p$  la pression acoustique et  $v$  la vitesse acoustique. Par définition, l'intensité acoustique instantanée est le vecteur :  $i = pv$  dont seule la valeur moyenne non nulle revêt un sens physique. Cette valeur est simplement appelée intensité acoustique au point considéré :  $I = \langle pv \rangle$  et s'évalue



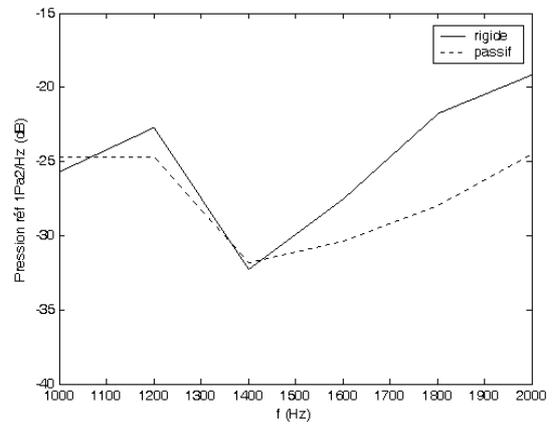
(a) Traitement hybride avec h320



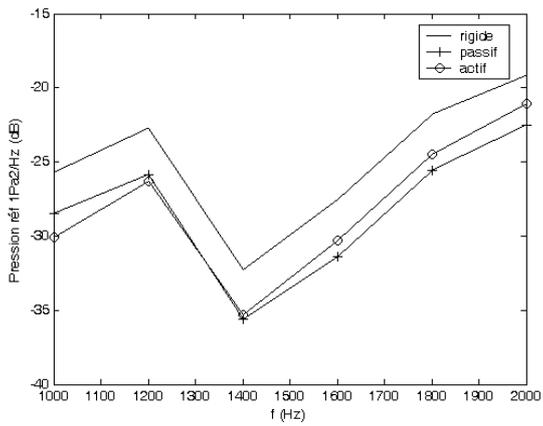
(b) Traitement de référence : nid d'abeille et h320



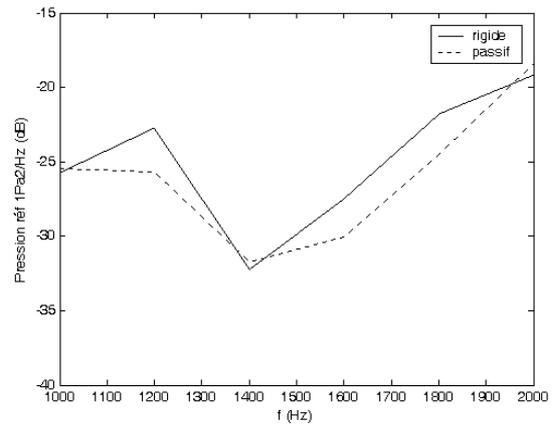
(c) Traitement hybride avec i130



(d) Traitement de référence : nid d'abeille et i130



(e) Traitement hybride avec j330



(f) Traitement de référence : nid d'abeille et j330

FIG. 1.32 - Niveau de pression en sortie : à gauche comparaison paroi rigide, traitement hybride (fonctionnement passif/actif) et à droite passif conventionnel avec nid d'abeille pour trois tissus

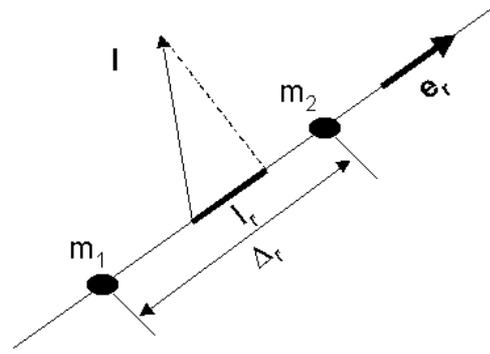


FIG. 1.33 - Mesure de l'intensité acoustique à l'aide de deux microphones

en  $W/m^2$ . Or la pression acoustique est la seule grandeur facilement mesurable en acoustique grâce à un microphone, la mesure de la vitesse est obtenue grâce à deux microphones, espacés de  $\Delta_r$ , en utilisant l'équation d'Euler. D'autres méthodes soit par anémométrie fil chaud ou laser sont en développement mais leurs applications nécessitent un appareillage conséquent et un étalonnage précis.

La vitesse acoustique sera correctement approchée si  $\Delta_r \ll \lambda$ . En notation complexe, la moyenne s'écrit  $\mathbf{I} = \langle p\mathbf{v} \rangle = \frac{1}{2} \text{Re}(\tilde{p}\tilde{\mathbf{v}}^*)$ . On en déduit l'intensité moyenne suivant la direction  $\mathbf{e}_r$  par la formule classique :

$$I_r \simeq \frac{\text{Im}(\tilde{p}_1\tilde{p}_2^*)}{2\rho_0\omega\Delta_r} \quad (1.27)$$

Les signaux des deux microphones sont espacés de 2 cm dans la colonnette. Les résultats sont représentés sur les figures 1.34, 1.35(a), 1.35(b), 1.35(c), 1.35(d), 1.35(e) et 1.35(f). On voit bien que, relativement à chaque fréquence d'étude, l'intensité reste globalement constante pour les différentes configurations d'essai, les écarts atteignent rarement 2 dB.

Ces expériences montrent la faisabilité et l'adaptabilité d'un tel système dans une configuration acoustique compliquée. Le choix du tissu résistif est primordial pour assurer une impédance optimale correspondant à la réduction de puissance rayonnée maximale. Le contrôle actif feedforward multi-voies donne aussi de bon résultats de réduction de pression dans les cellules actives, comparables à ceux obtenus lors des expériences en écoulement menées par Pascal Souchotte (40 dB de réduction).

Cependant, dans une configuration réelle d'une nacelle de turboréacteur, il faut pouvoir étendre la surface active d'absorption, augmenter les niveaux acoustiques potentiellement délivrables par les sources secondaires pour pouvoir réaliser un contrôle actif à des niveaux sonores beaucoup plus élevés, typiquement 140 dB dans une configuration réaliste en vol.

Le paragraphe suivant présente les nouveaux objectifs à atteindre pour ce traitement hybride : l'industrialisation et l'utilisation de tels absorbants actifs sont envisagées dans le programme de

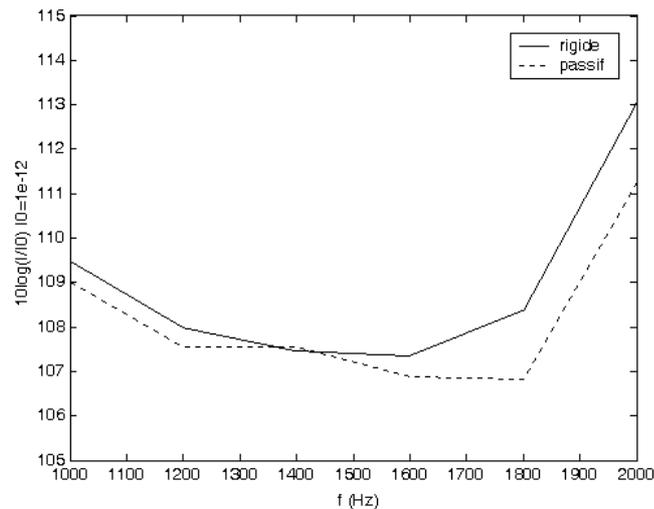


FIG. 1.34 - Intensité acoustique pour le nid d'abeille utilisé (référence)

recherche SILENCE(R)<sup>4</sup>. Cela signifie la mise en place d'un cahier des charges très strict en terme d'encombrement, sécurité et délai de validation du concept. C'est de ces aspects qu'il sera traité par la suite.

## 1.4 Vers l'application nacelle de turboréacteur

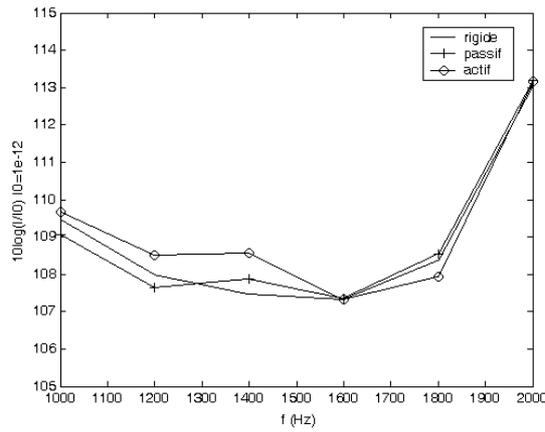
Depuis une cinquantaine d'année, les progrès conjugués sur le design des moteurs d'avions plus silencieux, la géométrie des aubes, les turboréacteurs à double flux ont permis de réduire considérablement le bruit produit par les avions (voir figure 1.36). Les sources de bruit moteur sont multiples et leur propagation dans l'atmosphère complique leur traitement (voir figure 1.37). D'une manière générale dans la nacelle, l'origine du bruit provient des aubages fixes ou mobiles, de la chambre de combustion et du système d'éjection (tuyères), chacun ayant un mécanisme générateur propre, voir figure 1.38.

L'applicabilité de notre traitement dans une nacelle de turboréacteur fait partie des objectifs du programme européen de recherche SILENCE(R) qui fait suite aux précédents (RANNTAC et RESOUND en particulier).

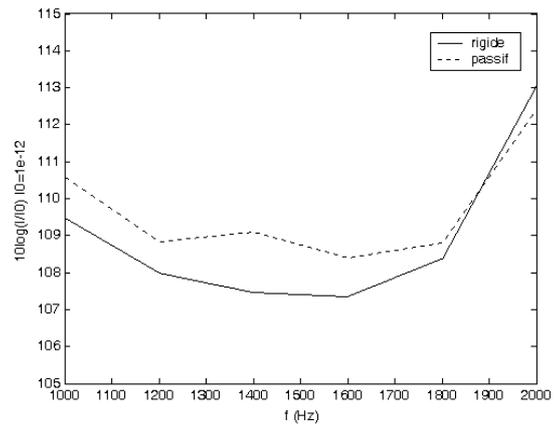
### 1.4.1 Objectifs de SILENCE(R)

Le contrat européen SILENCE(R), le plus gros programme de recherche sur le bruit jamais supporté par la commission européenne, a été initié le 1<sup>er</sup> avril 2001. Il réunit un consortium de 51 partenaires, industriels et universitaires, ce qui représente 14 états européens et 2 états extérieurs associés. Ce contrat a pour but de tester et valider les différents concepts de réduction

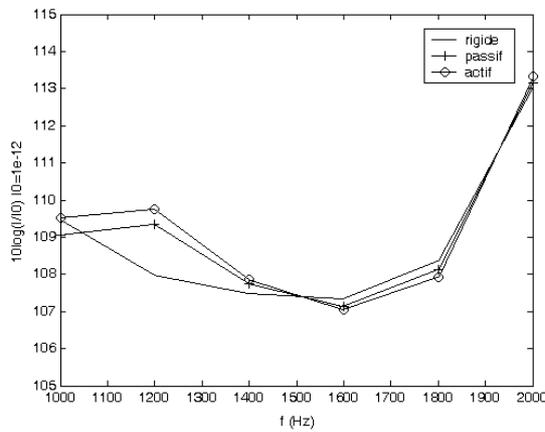
<sup>4</sup>Significantly lower community exposure to aircraft noise, GRD1-2000-25297



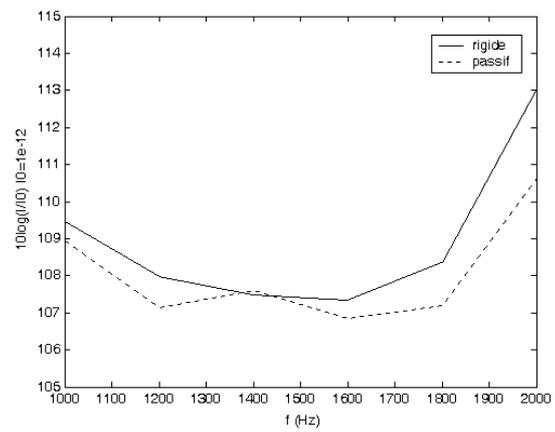
(a) Traitement hybride avec h320



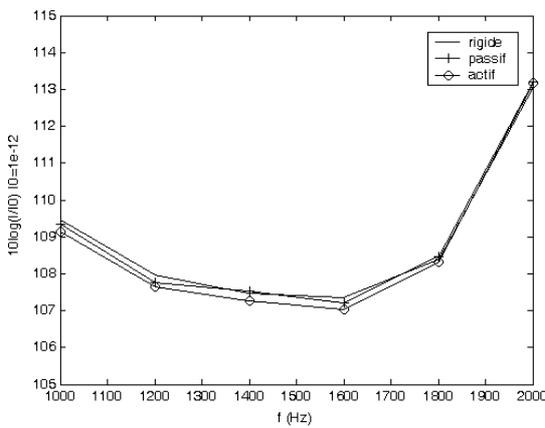
(b) Traitement de référence : nid d'abeille et h320



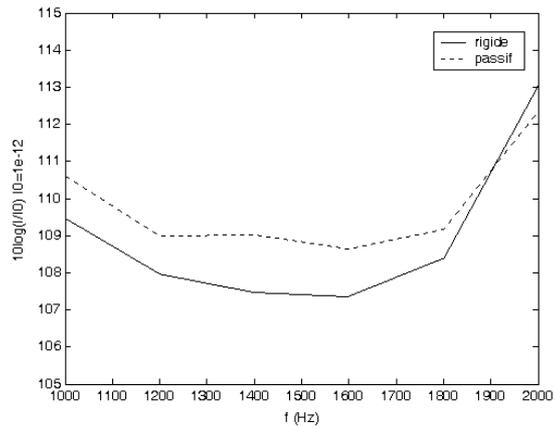
(c) Traitement hybride avec i130



(d) Traitement de référence : nid d'abeille et i130



(e) Traitement hybride avec j330



(f) Traitement de référence : nid d'abeille et j330

FIG. 1.35 - Intensité acoustique : à gauche comparaison paroi rigide, traitement hybride (fonctionnement passif/actif) et à droite passif conventionnel avec nid d'abeille pour trois tissus

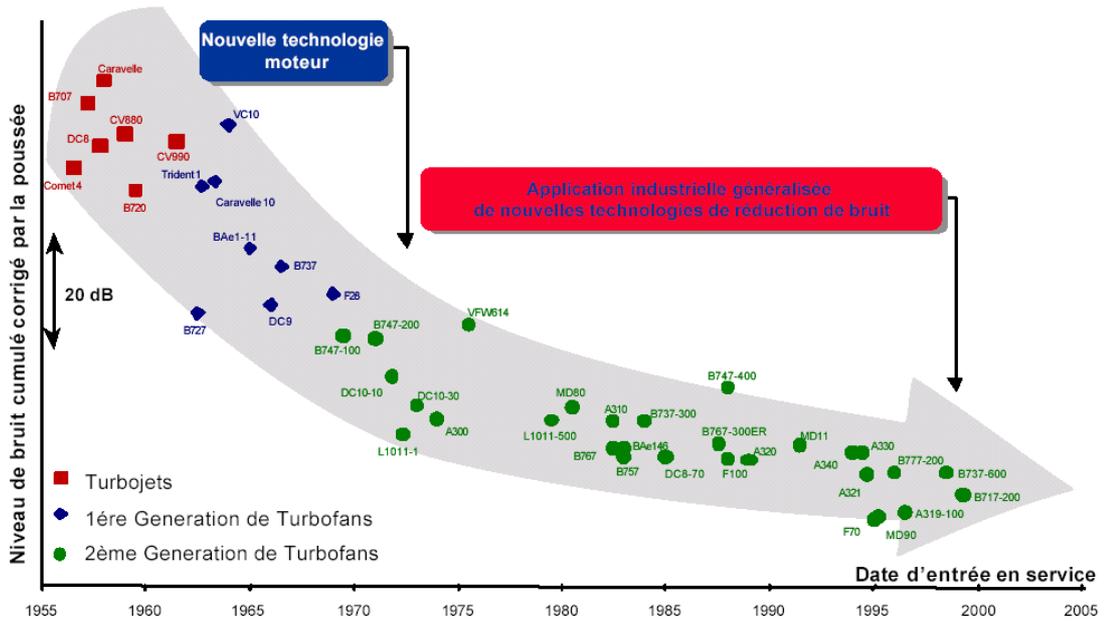


FIG. 1.36 - Progrès dans la réduction de bruit (tiré de [47])

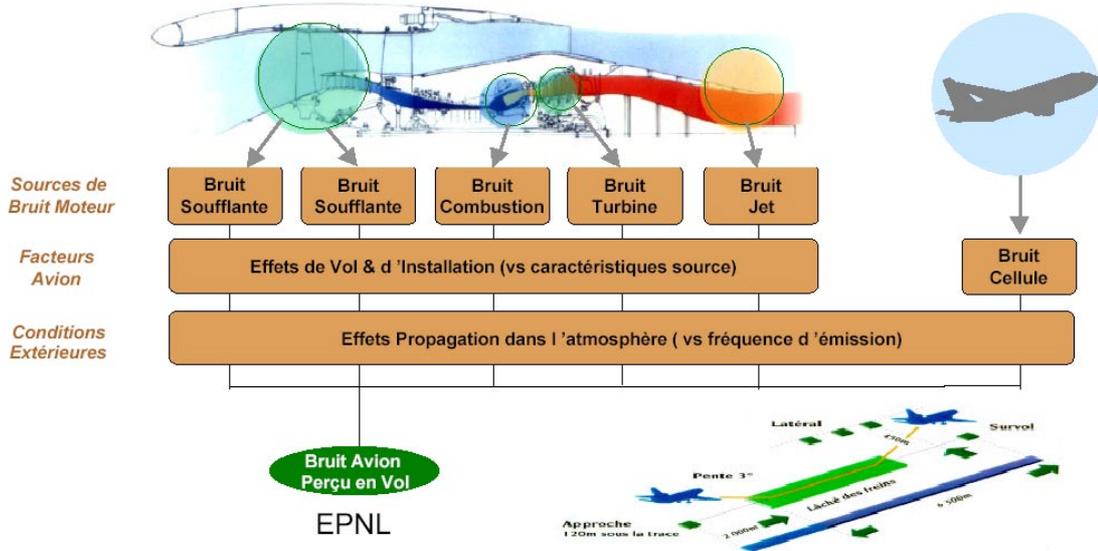


FIG. 1.37 - Source de bruit d'un turboréacteur (tiré de [47])

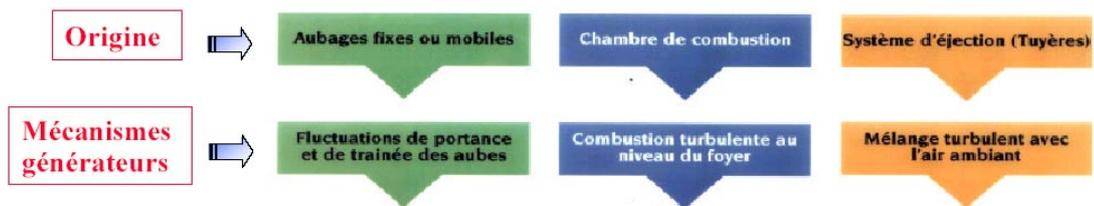


FIG. 1.38 - Origine et caractéristique des sources de bruit (tiré de [47])

de bruit pendant 4 ans et de pouvoir ainsi diminuer de 6 dB le bruit des avions à l'horizon 2008. SILENCE(R) est principalement lié au programme européen X-noise de réduction du bruit des avions en extérieur.

La problématique de SILENCE(R) se concentre essentiellement sur les nuisances sonores aux abords des aéroports, sources de gênes croissantes pour les riverains. Elle se fixe trois objectifs :

1. Répertorier et valider toutes les technologies de réduction de bruit initiées par les projets européens et nationaux précédents.
2. Evaluer l'applicabilité de ces technologies aux produits actuels et futurs de l'union européenne avec des contraintes de faible coût, de poids minimum et de bonnes performances.
3. Déterminer l'ensemble des solutions associées réalisables.

Les concepts novateurs de réduction de bruit étudiés (une centaine) font appel aux recherches sur les pales à faible bruit, les turbines, les conduits d'admission d'air, les nouveaux matériaux absorbants, la réduction du bruit de jet, les techniques de contrôle actif et les technologies associées à la réduction de bruit du fuselage.

#### 1.4.2 Spectre du bruit à traiter

Généralement, le spectre de bruit à l'intérieur d'une nacelle de turboréacteur est constitué d'un mélange complexe de bruit de fond dû à l'écoulement forcé à l'entrée du moteur et de raies spectrales émergentes dues à la rotation des aubes permettant l'apport d'air frais dans le turboréacteur, voir figures 1.39(a) et 1.39(b). Ces raies spectrales, constituées d'une fréquence fondamentale et de ses harmoniques, varient en amplitude et en fréquence selon la vitesse de rotation des aubes (et par conséquent du régime moteur). Dans la phase d'approche, ces fréquences (première et seconde fréquence de passage de pale : 1BPF et 2 BPF) sont comprises entre 1500 et 3000 Hz et l'amplitude des variations sonores est extrêmement élevée (de l'ordre de 150 dB en moyenne).

#### 1.4.3 Caractéristiques et emplacement du traitement

Un point important du cahier des charges est de minimiser la taille et l'emplacement du traitement absorbant : les spécifications d'un traitement acoustique de nacelle [47] sont très précises : le poids surfacique ne doit pas dépasser  $8 \text{ kg.m}^{-2}$ . Quant à l'épaisseur, elle est de l'ordre de 50 mm maxi pour l'entrée d'air, de 20 à 30 mm dans le conduit aval froid, 20 mm dans le carter moteur, 15 mm dans la tuyère chaude et 200 mm dans le plug «conduit chaud». Pour ce qui est de l'emplacement, deux solutions sont possibles : réduction au niveau du turboréacteur (Engine noise reduction technologies) et au niveau de la nacelle. **C'est cette dernière solution qui est adoptée pour notre traitement** (voir figures 1.40).

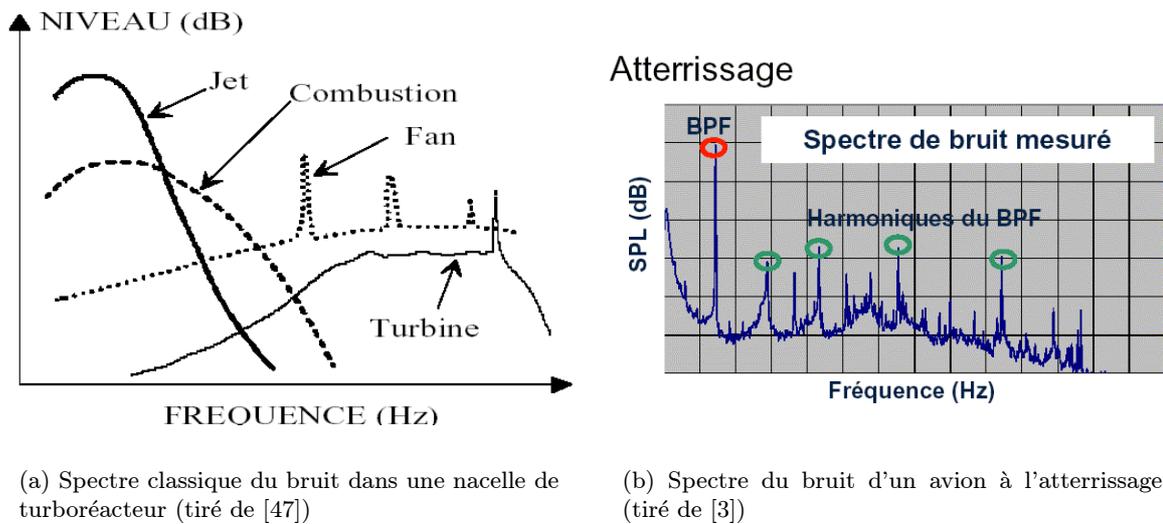


FIG. 1.39 - Spectre du bruit d'une nacelle de turboréacteur

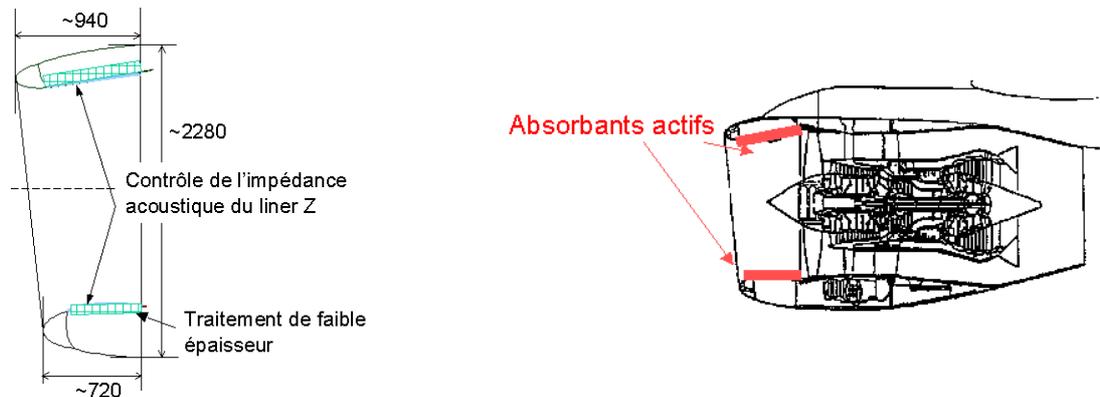


FIG. 1.40 - Emplacement du traitement hybride

## Conclusion générale

Dans ce premier chapitre, les différentes stratégies permettant la réduction du bruit se propageant dans un conduit avec écoulement ont été exposées, l'application visée étant l'insonorisation des nacelles de turboréacteurs. Les matériaux passifs trouvent rapidement leurs limites dans le domaine des basses fréquences car les quantités nécessaires deviennent beaucoup trop importantes et les résonateurs quart d'onde ne permettent de ne traiter qu'une bande de fréquences très faibles.

C'est pourquoi les méthodes de contrôle actif semblent plus adaptées à ce type de problème. Le contrôle «local» a pour objectif une minimisation de la pression acoustique en plusieurs points mais ne conduit pas nécessairement à une réduction de la puissance rayonnée à cause de la structure multi-modal du champ acoustique. Le contrôle modal cherche à atténuer les modes dominants et propagatifs mais leur détection n'est pas une tâche facile. De plus, les expériences

déjà menées à ce sujet montrent qu'il faut souvent supprimer une partie du traitement passif pour pouvoir installer le système, les performances sont dégradées, même si le contrôle actif fonctionne bien. Pour les deux méthodes, les actionneurs et les microphones d'erreurs sont directement exposés aux perturbations induites par l'écoulement. De plus, l'algorithme LMS à référence filtrée, classiquement utilisé dans ces configurations, demande une puissance de calcul et une place mémoire conséquentes qui compliquent son implémentation.

La solution retenue s'inspire du contrôle d'impédance qui traite le problème de réduction de bruit sous la forme d'une condition aux limites d'impédance optimale à réaliser. Notre absorbant hybride est une simplification de ce procédé et combine les propriétés passives d'un matériau «bien choisi» et la minimisation de la pression en face arrière de ce même matériau par contrôle actif dans une cellule, protégée de l'écoulement par le matériau résistif. L'approximation basse fréquence montre qu'il est alors possible de fixer l'impédance optimale désirée. La mesure de l'impédance en ondes planes sous incidence normale a permis de montrer la faisabilité de ce système et de nombreux essais en veine ont montré le bon comportement du contrôleur sous écoulement avec des mesures de puissance acoustique rayonnée et des indicateurs objectifs de la réduction de bruit effectivement atteinte ont servi à quantifier les atténuations obtenues.

Néanmoins, l'expérience montre que l'augmentation de la surface de traitement, et donc du nombre de cellules actives, n'est pas sérieusement envisageable avec l'algorithme de contrôle utilisé (feedforward multi-voies). On a vu que cet algorithme devient moins intéressant dès que l'on souhaite considérer une cinquantaine de cellules par exemple car le temps de calcul et la place mémoire deviennent des données limitantes. De plus, on n'est pas certain de disposer d'une détection suffisamment cohérente de la perturbation amont pour qu'un contrôle prédictif soit performant. On doit alors employer un système feedback avec un microphone servant aussi bien à la détection de la perturbation qu'à la mesure de l'erreur.

Le développement d'un contrôleur feedback peut se faire de deux façons. Soit la structure est strictement feedback et la réponse de la source secondaire, surtout si elle comprend d'importantes contributions hautes fréquences, peut mener à des instabilités déjà observées lors de précédentes expériences. Soit la structure est feedback avec reconstruction d'une référence : dans ce cas, elle conduit à une fonction plus proche d'une structure feedforward et la réponse de l'actionneur importe moins. Au démarrage du travail de thèse, le choix du type de structure n'était pas fixé ; il paraissait alors indispensable de travailler sur la réponse en fréquence du transducteur pour garantir un fonctionnement satisfaisant avec un contrôleur purement feedback. Ce développement pourrait être utilisé pour traiter d'autres types de bruit (aléatoire large bande par exemple).

Le but de cette thèse est donc d'étendre les possibilités offertes par l'absorbant hybride en effectuant une optimisation complète de la partie active du système : actionneur et contrôleur, l'optimisation de la partie passive étant traitée dans la thèse de Nadine Sellen [86]. On pourra

---

envisager, par exemple, une application aéronautique en adaptant l'absorbant hybride à des situations concrètes de nacelles. Par la suite, il est donc question de l'optimisation du contrôleur en introduisant l'architecture feedback et le choix d'un algorithme de contrôle correspondant à nos attentes. Pour optimiser le transducteur, la modélisation complète des phénomènes vibro-acoustiques permettra d'évaluer et optimiser ses performances sur une bande de fréquences plus large, avec un niveau acoustique accru et les modes parasites hautes fréquences atténués.



## Chapitre 2

# Mise en oeuvre d'un système de contrôle actif feedback mono-voie

### 2.1 Définition, mise en oeuvre et applications du contrôle actif feedback

Après un bref rappel historique sur l'utilisation des systèmes feedback, le principe et la mise en oeuvre d'un contrôle feedback ou «sans information préalable» est décrite. Les modèles analogiques et numériques existants sont présentés et un état de l'art permet de répertorier les principales applications déjà développées. Dans ce domaine, la thèse de Rafaely [76] (1997) présente, d'une manière exhaustive et systématique, l'historique, les méthodes et les applications du contrôle actif acoustique feedback. Les exposés théoriques sont principalement tirés des livres de Nelson et Elliott [67] (1992), [16] (2001) et celui de Kuo et Morgan [51] (1996).

#### 2.1.1 Introduction - historique

On peut diviser l'histoire du contrôle feedback en plusieurs périodes (Bennett [4], 1996 et Bryson [8], 1996) :

1. **Premiers prémices du contrôle** : Pendant le 19<sup>ème</sup> siècle, des efforts ont été menés dans le design et l'amélioration des gouverneurs des turbines à vapeur.
2. **Période «pré-classique» du contrôle** : Les années 1900-1940 sont marquées par l'utilisation grandissante des contrôleurs feedback dans l'industrie pour l'asservissement de la température, de la vitesse de rotation des moteurs électriques, de la direction des bateaux et avions... Les mécanismes fondamentaux n'étaient pas maîtrisés jusqu'à la création du «negative feedback amplifier» du laboratoire AT&T avec une analyse fréquentielle du phénomène de feedback.
3. **Période «classique» du contrôle** : Dans les années 1935-1960, une meilleure compréhension du contrôle feedback a permis de définir les différentes techniques d'implémentation des systèmes SISO. Elles font appel aux analyses dans le domaine des fréquences : Nyquist, Bode, Nichols et aux critères graphiques de marge de gain et de phase. En 1957, Newton *et*

*al.* [68] montraient que l'on pouvait définir un contrôleur optimal qui minimisait un critère d'erreur quadratique en se basant sur les travaux de Wiener [99] (1949).

4. **Période «moderne» du contrôle** : A partir de 1955, les premiers micro-ordinateurs voient le jour et des études sont entreprises pour le design des contrôleurs optimaux dans l'industrie aérospatiale. Kalman [48] (1960) a étendu le travail de Newton et Wiener à des contrôleurs MIMO en utilisant la formulation des variables d'état. Cette méthode a été développée plus tard dans le design des contrôleurs LQG (Linear Quadratic Gaussian), une approche qui a dominé le domaine du contrôle feedback pendant plus de vingt ans. Pendant cette période, Horowitz a étendu cette théorie au domaine fréquentiel. Cette méthode est appelée Quantitative Feedback Theory (QFT). Dans les années 1980, les contrôleurs LQG (qui utilisent la notion d'observateur) présentaient des problèmes de stabilité dans les applications industrielles.
5. **Période «post-moderne» contrôle** : Cette période initiée par les travaux de Zhou *et al.* [102] (1996), appelée aussi contrôle  $H_\infty$ , a grandement amélioré la robustesse du contrôle. Les méthodes utilisant le contrôle  $H_\infty$  recherchent dans le domaine fréquentiel le contrôleur optimal robuste pour des systèmes MIMO bien que des variables d'état soient encore utilisées pour la programmation.

### 2.1.2 Contrôleur feedback

Dans ce paragraphe, nous allons exposer le principe général d'un contrôleur feedback. La boucle fermée pose bien évidemment le problème de la stabilité. Un critère de stabilité robuste est alors déterminé et un calcul simple donne la fréquence maximale que l'on peut traiter avec un tel contrôleur.

#### Contrôleur feedback non-adaptatif

Quand on ne peut disposer d'un signal de référence amont corrélé au bruit à traiter (appelé perturbation), on doit alors utiliser le signal du microphone d'erreur afin de piloter la source secondaire via un contrôleur feedback illustré sur les figures 2.1(a) et 2.1(b) (on utilise la transformée de Laplace) :

avec :

- $G(s)$  représentant le chemin secondaire : transducteur - microphone d'erreur,
- $W(s)$  le contrôleur,
- $K$  le gain de la boucle fermée,
- $c(t)$  la consigne,
- $u(t)$  la tension d'alimentation du transducteur,
- $y(t)$  la pression acoustique générée par la source secondaire au microphone de contrôle,

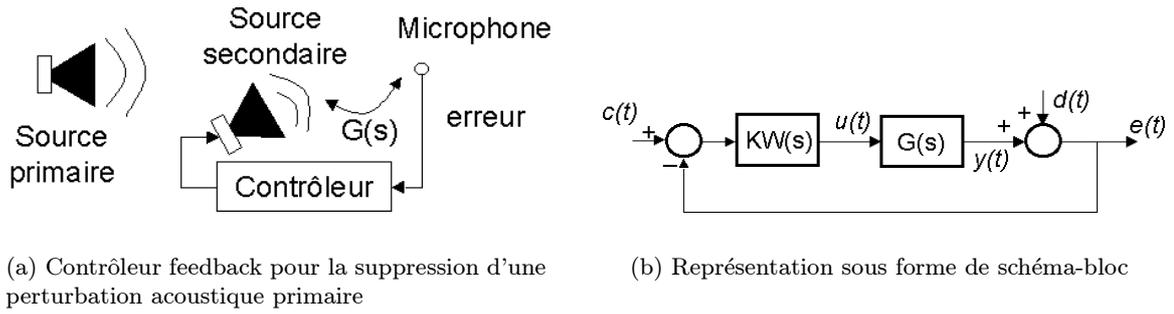


FIG. 2.1 - Principe d'un contrôleur feedback

- $d(t)$  la pression acoustique générée par la source primaire (perturbation) au microphone de contrôle,
- $e(t)$  le signal d'erreur mesuré au microphone.

La transformée de Laplace de l'erreur s'écrit alors :

$$E(s) = \frac{KW(s)G(s)}{1 + KW(s)G(s)}C(s) + \frac{1}{1 + KW(s)G(s)}D(s) \quad (2.1)$$

on peut définir la fonction de sensibilité  $S(s)$  et la fonction de sensibilité complémentaire  $T(s)$  par les formules suivantes :

$$S(s) = \left. \frac{E(s)}{D(s)} \right|_{C=0} = \frac{1}{1 + KW(s)G(s)} \quad (2.2a)$$

$$T(s) = \left. \frac{Y(s)}{C(s)} \right|_{D=0} = \frac{KW(s)G(s)}{1 + KW(s)G(s)} \quad (2.2b)$$

$$E(s) = S(s)D(s) + T(s)C(s) \quad (2.2c)$$

$$S(s) + T(s) = 1 \quad (2.2d)$$

Suivant les auteurs (Elliott [18] par exemple), on peut aussi prendre  $-W(s)$  comme valeur du contrôleur par convention et sommer  $C(s)$  et  $E(s)$  au lieu de les soustraire, comme nous le faisons, ce qui explique les différences de signe observées entre les différents articles relatifs à ce sujet.

Notre stratégie de contrôle est basée sur **le rejet de la perturbation** : l'objectif est d'annuler la pression mesurée derrière le matériau poreux en dépit de la perturbation  $d(t)$ . On a donc  $c(t) = 0$ , et, d'après 2.3, on obtient :

$$E(s) = \frac{1}{1 + KW(s)G(s)}D(s) \quad (2.3)$$

Réduire l'effet de la perturbation requiert un gain important de la boucle dans la bande de fréquence où la perturbation est significative. D'après 2.2b et 2.3,  $|KW(s)G(s)| \gg 1$  implique

que  $|T(j\omega)| \approx 1$  et donc la consigne est bien reproduite : la sortie «suit» parfaitement l'entrée, il y a donc peu de déphasage, ce qui est difficile à vérifier en pratique. Pour une excitation harmonique et étant sous-entendu que le système est «stable», la variable de Laplace  $s$  se réduit à  $j\omega$  :

$$E(j\omega) = \frac{1}{1 + KW(j\omega)G(j\omega)} D(j\omega) \quad (2.4)$$

### Performances du contrôleur

Ainsi, si l'on désire minimiser le spectre d'erreur à la fréquence  $\omega$ , il faut rendre la quantité  $|1 + KW(j\omega)G(j\omega)|$  la plus grande possible. Or, le système en boucle fermée doit être stable : il apparaît immédiatement qu'une instabilité survient si  $|1 + KW(j\omega)G(j\omega)| = 0$ , ce qui correspond pour le produit  $KW(j\omega)G(j\omega)$  à un gain unitaire et une phase égale à  $\pi[2\pi]$ . Si on pose  $KW(j\omega)G(j\omega) = P(\omega)e^{j\phi(\omega)}$ , on peut écrire en terme de densité spectrale de l'erreur  $S_{ee}$  en fonction de la densité spectrale du primaire  $S_{pp}$  :

$$S_{ee}(\omega) = S_{pp}(\omega) \frac{1}{|1 + P(\omega)e^{j\phi(\omega)}|^2} \quad (2.5a)$$

$$|1 + P(\omega)e^{j\phi(\omega)}|^2 = 1 + P^2(\omega) + 2P(\omega) \cos(\phi(\omega)) \quad (2.5b)$$

Pour une situation donnée (ie  $G(j\omega)$  fixée), il faut faire varier  $W(j\omega)$  de manière à ce que  $P(\omega)$  soit maximum pour les fréquences  $-180^\circ < \phi(\omega) < 180^\circ$ . Si nous avons  $|G(\omega)| \gg 1$  aux fréquences critiques  $\omega$  pour lesquelles  $\phi(\omega)$  est un multiple impair de  $180^\circ$ , le système devient instable. On voit donc bien que le contrôle feedback stable peut être réalisé assez simplement en fréquences pures mais les difficultés surviennent si l'on veut traiter toute une bande de fréquences. De plus, la réalisation de la fonction de transfert  $W(j\omega)$  doit admettre une réponse impulsionnelle *causale*. Une des données dans cette réalisation concerne la fonction de transfert de l'actionneur  $G(j\omega)$  utilisée.

### Critère de Nyquist pour la stabilité

Considérons que les fonctions de transfert du chemin secondaire  $G(j\omega)$  et du contrôleur  $W(j\omega)$  sont individuellement stables. La stabilité du système en boucle fermée est assurée si la représentation polaire de la fonction de transfert n'entoure pas le point de Nyquist  $(-1, 0)$ , voir figure 2.2(a). On peut aussi en déduire des valeurs quantitatives de stabilité relative comme la marge de gain  $-20 \log(g_c)$  ou la marge de phase  $\phi_c$  (voir figure 2.2(b)).

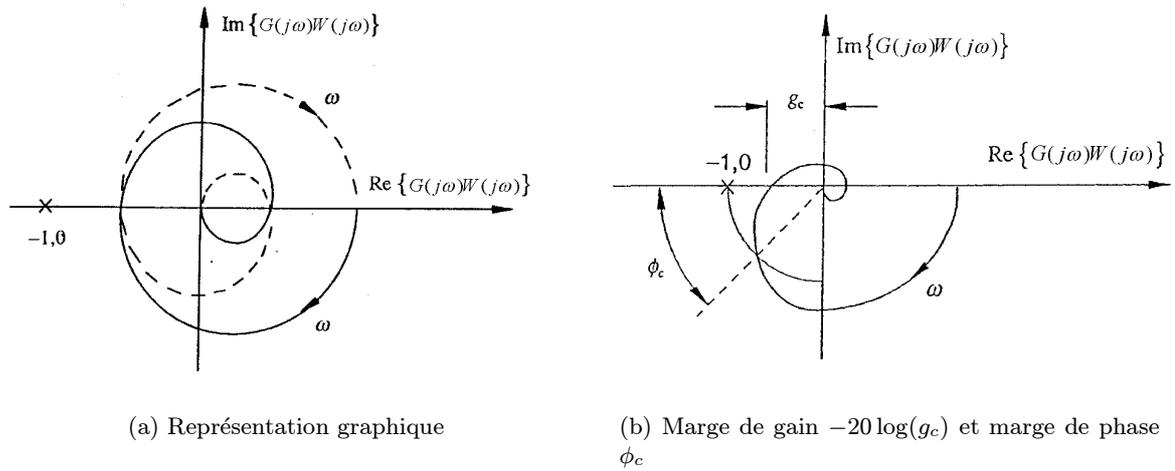


FIG. 2.2 - Critère de Nyquist pour la stabilité de la boucle fermée, illustrations tirées du livre d'Elliott [16]

Ce critère théorique permet de trouver par la suite une inégalité assurant un critère robuste de stabilité.

### Critère robuste de stabilité

D'une manière plus générale, si la réponse en fréquence  $G(j\omega)$  change ou si on possède une incertitude quant à sa valeur, on peut quantifier la stabilité relative du système en posant :

$$G(j\omega) = G_0(j\omega)[1 + \Delta_G(j\omega)] \quad (2.6)$$

où  $G_0(j\omega)$  est la réponse nominale et l'incertitude multiplicative  $\Delta_G(j\omega)$  est bornée à chaque fréquence par :

$$|\Delta_G(j\omega)| \leq B(\omega) \quad \forall \omega \quad (2.7)$$

La figure 2.3 montre que la stabilité est assurée pour toute incertitude  $\Delta_G(j\omega)$  bornée par  $B(\omega)$  si le cercle de rayon  $B(\omega)|G_0(j\omega)W(j\omega)|$  est borné par la distance entre le point de réponse nominale  $G_0(j\omega)W(j\omega)$  et le point de Nyquist  $(-1, 0)$  à ne pas encercler soit  $|1 + G_0(j\omega)W(j\omega)|$ .

La stabilité est alors assurée pour toutes les incertitudes bornée par  $B(\omega)$  si (voir [24]) :

$$|1 + G_0(j\omega)W(j\omega)| > B(\omega)|G_0(j\omega)W(j\omega)| \quad (2.8a)$$

$$\text{on obtient alors } \left| \frac{G_0(j\omega)W(j\omega)}{1 + G_0(j\omega)W(j\omega)} \right| < \frac{1}{B(\omega)} \quad \forall \omega \quad (2.8b)$$

$$\text{soit } |T_0(j\omega)B(\omega)| < 1 \quad \forall \omega \quad (2.8c)$$

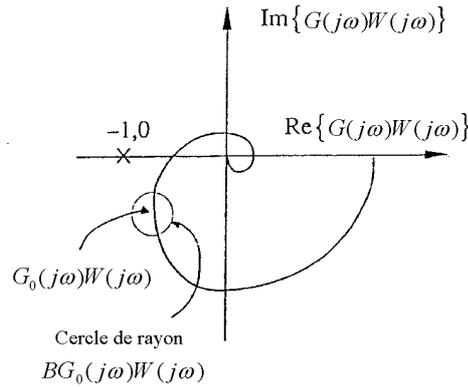


FIG. 2.3 - Critère robuste de stabilité, illustration tirée du livre d'Elliott [16]

où  $T_0(j\omega)$  est la fonction de sensibilité complémentaire nominale. Cette dernière égalité peut aussi être réécrite en terme de norme infinie :

$$\|T_0 B\|_\infty < 1 \quad (2.9a)$$

$$\text{avec } \|T_0 B\|_\infty = \sup_{\omega} |T_0 B(j\omega)| \quad (2.9b)$$

Une étude complète et détaillée sur la stabilité des contrôleurs feedback, la généralisation à des systèmes MIMO ainsi que l'étude systématique du contrôle  $H_2$  et  $H_\infty$  peuvent être consultées dans la thèse de Rafaely [76].

### Limitation en fréquence due au temps de traitement

La bande de fréquences pouvant être effectivement considérée dépend bien évidemment du temps de traitement. On peut l'évaluer simplement en considérant un sinus d'amplitude complexe  $A_1$  que l'on souhaite annuler par un autre sinus d'amplitude complexe  $A_2$ . Les deux signaux s'ajoutent et la pression totale est  $p = p_1 + p_2 = (A_1 + A_2)e^{j\omega t}$ . L'atténuation Att obtenue est donnée par la formule :

$$\text{Att (dB)} = 10 \log \left| \frac{p_2^2}{p_1^2} \right| \quad (2.10a)$$

$$= 10 \log \left| 1 + \frac{A_2}{A_1} \right|^2 \quad (2.10b)$$

L'optimum est atteint quand  $A_2 = -A_1$ . Si on s'écarte un peu de cette valeur optimale en posant  $A_2 = -A_1 A e^{j\phi}$  alors la nouvelle atténuation est égale à  $20 \log |1 - A e^{j\phi}|$ . La figure 2.4 représente la valeur de l'atténuation pour différentes variations de  $A$  et  $\phi$ .

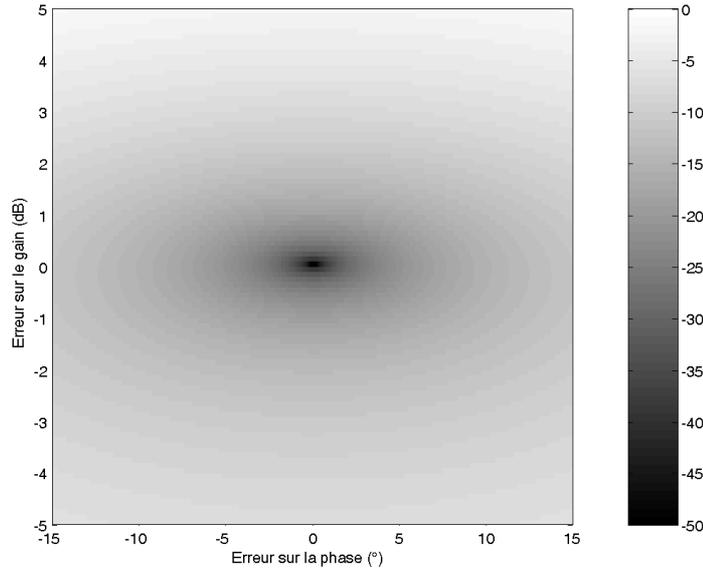


FIG. 2.4 - Courbe d'atténuation pour des valeurs proches de l'optimum

Pour le cas particulier où l'on ne considère que des variations de phase (ie  $A = 1$ ), on peut calculer  $\phi_{max}$  correspondant au déphase maximale où l'atténuation est encore valable, ce qui se formule ainsi :

$$20 \log |1 - Ae^{j\phi}| < 0 \quad (2.11a)$$

$$\text{soit } |1 - Ae^{j\phi}| < 1 \quad (2.11b)$$

$$\text{et alors } \phi < \phi_{max} = \frac{\pi}{3} \quad (2.11c)$$

Grâce à ce calcul, on peut évaluer la limitation en fréquence due au temps de traitement en utilisant le raisonnement tiré du livre d'Elliott [16]. Si on considère que la fonction de transfert secondaire peut être représentée comme un retard pur  $\tau$  (ie  $G(j\omega) = e^{-j\omega\tau}$ ), cela revient à dire que  $\phi = \omega\tau$  et alors :

$$\omega\tau < \frac{\pi}{3} \quad (2.12)$$

La bande de fréquence pour laquelle les perturbations sont atténuées avec un chemin secondaire représenté par un retard pur de  $\tau$  secondes peut être exprimée ainsi :

$$f_{max} < \frac{1}{6\tau} \quad (2.13)$$

Cette expression pratique donne un ordre de grandeur de la limitation fréquentielle pour tout type de contrôle feedback sans que l'on ait besoin d'utiliser le critère de Nyquist par exemple.

Pour le cas des contrôleurs analogiques que nous allons traiter par la suite, il est en outre possible d'introduire des filtres compensateurs dans  $W(z)$  pour corriger la décroissance de phase du chemin secondaire  $G(z)$  ce qui permet d'augmenter la bande de fréquence pouvant effectivement être traitée par le contrôle actif feedback (voir Berkman *et al.* [5], 1992). Un haut niveau de réduction de bruit ne peut cependant être obtenu que pour du bruit périodique ou très basse fréquence.

### 2.1.3 Contrôleur analogique

Les premiers contrôleurs feedback font appel à la technologie analogique. L'exemple le plus souvent cité et étudié est celui du développement d'un casque antibruit actif pour lequel un système feedback contrôle la pression acoustique dans une cavité auditive. Ce problème a été traité notamment par les travaux de Carme [10] [11] (1988), Veit [95] (1988), Wheeler et Smeatham [97] (1992).

Dans ces travaux, Carme propose une étude détaillée de plusieurs types de filtres analogiques compensateurs en utilisant des correcteurs élémentaires (de type PID : proportionnel / intégrateur / dérivateur). Le filtre le plus approprié présente une fonction de transfert dont la forme (en variable de Laplace) est la suivante :

$$W(s) = \frac{K(s-z)(s-z^*)}{(s-p)(s-p^*)} \quad (2.14)$$

où les deux pôles ( $p, p^*$ ) et les deux zéros ( $z, z^*$ ) sont conjugués deux à deux et à partie réelle négative. Ce filtre couramment appelé cellule «bi-quadratique» est stable et à phase minimale. Il permet d'obtenir un gain élevé sur la bande de fréquences où l'on désire réaliser l'atténuation ; en dehors, la phase est rapidement proche de la valeur nulle ce qui minimise l'effet induit par ce filtre dans la boucle de rétroaction. Ce type de filtre est souvent utilisé dans les différents modèles commercialisés de protecteurs auditifs individuels.

L'association de plusieurs cellules biquad permet de mieux cerner les exigences plus importantes sur l'environnement acoustique traité. Dans le cadre des cavités auditives, la raideur acoustique introduite par le volume confiné induit une phase qui décroît plus rapidement que celle qui serait mesurée si le système actif rayonnait en champ libre. Les résultats associés qu'il présente confirment l'efficacité de la technique dans le domaine des basses fréquences.

Les expériences sur les casques actifs ont montré qu'il est possible d'atteindre plus de 10 dB de réduction de bruit pour des fréquences allant jusqu'à 3 kHz (voir Trinder et Jones [93], 1987). Les systèmes commerciaux que l'on trouve maintenant sur le marché proposent des réductions de bruit de 10-15 dB pour des très basses fréquences (30 Hz) jusqu'à 500 Hz. Bien que les microphones d'erreur soient placés très près des sources secondaires pour ces applications, il existe toujours une limite fréquentielle supérieure due à l'inévitable décroissance de phase qui

augmente avec la fréquence et qui peut causer des instabilités si on ne réduit pas le gain dans ces bandes de fréquences.

La fonction de transfert  $G(j\omega)$  est mesurée *in situ* et une optimisation du contrôle peut se faire en étudiant la fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO)  $W(j\omega)G(j\omega)$  du système de manière à analyser la stabilité du contrôle en boucle fermée et à déterminer les marges de gain et de phase. On construit ainsi, en fonction de la bande de fréquence étudiée, le contrôleur en ajustant le nombre et la forme des cellules «biquad» à utiliser dans l'expérience.

Pour illustrer ce propos, Julien Berthaut [6] (1999) a optimisé le contrôleur analogique pour les essais RANNTAC à l'aide d'une cascade de filtres du premier et second ordre. Il est apparu que malgré la complexité et la bonne réalisation du contrôleur, les résultats ont été très décevants lors des premières expériences avec l'absorbant hybride. Les montages analogiques sont parfaitement adaptés pour du contrôle feedback du fait du faible temps de passage mais demeurent peu adaptatifs. Pour nos essais, nous utilisons le premier modèle de l'actionneur qui avait une réponse en fréquence peu satisfaisante : une résonance marquée à 1600 Hz environ et des modes hautes fréquences parasites vers 16 kHz qui entraînaient les instabilités dans la boucle de contrôle. Cela signifie qu'une légère variation des conditions expérimentales, comme l'emplacement du traitement (figure 2.5), les différences de serrage entre les cellules (figure 2.6) ou la présence d'écoulement (figure 2.7), peut rendre le contrôle irréalisable d'une cellule à une autre.

Plus généralement, la caractéristique la plus importante d'un système feedback non-adaptatif est que sa stabilité dépend essentiellement de la réponse entre la source secondaire et le capteur d'erreur. Le moindre changement de réponse dans la boucle pourra alors conduire à un fonctionnement instable. C'est pourquoi l'adaptation des méthodes de contrôle feedback à des systèmes numériques suffisamment rapides peut permettre de s'affranchir de tels obstacles dans la conception des contrôleurs feedback.

#### 2.1.4 Contrôleur numérique

##### Conditions sur le temps de traitement numérique

L'utilisation des filtres numériques en contrôle feedback est récente et étroitement liée aux progrès du traitement informatique. Leur adaptabilité et leur précision (de l'ordre de 16 bits pour ceux que nous utilisons) permettent d'atteindre des hauts niveaux d'atténuation. La baisse du coût d'une solution numérique va de pair avec les développements toujours plus puissants des interfaces dédiées au traitement du signal (DSP). Leur programmation qui s'effectuait au départ sur des langages «bas-niveaux» de type assembleur s'est étendue à des langages «haut-niveaux» comme le C. Les cartes destinées au contrôle sont programmables par l'intermédiaire de logiciels simples à utiliser tel que Simulink, le code source étant généré par une interface spécifique.

Les systèmes qui ont naturellement une caractéristique «passe-bas» et qui n'ont pas de perturbation hautes fréquences (comme le processus de fonctionnement asservi d'un disque dur,

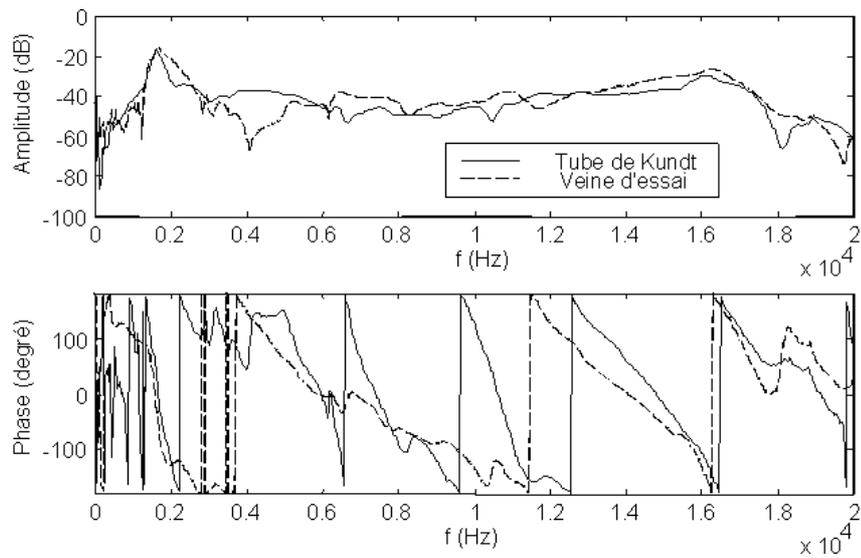


FIG. 2.5 - Variabilité de la fonction de transfert du transducteur piézo-électrique utilisé en fonction de l'emplacement du traitement

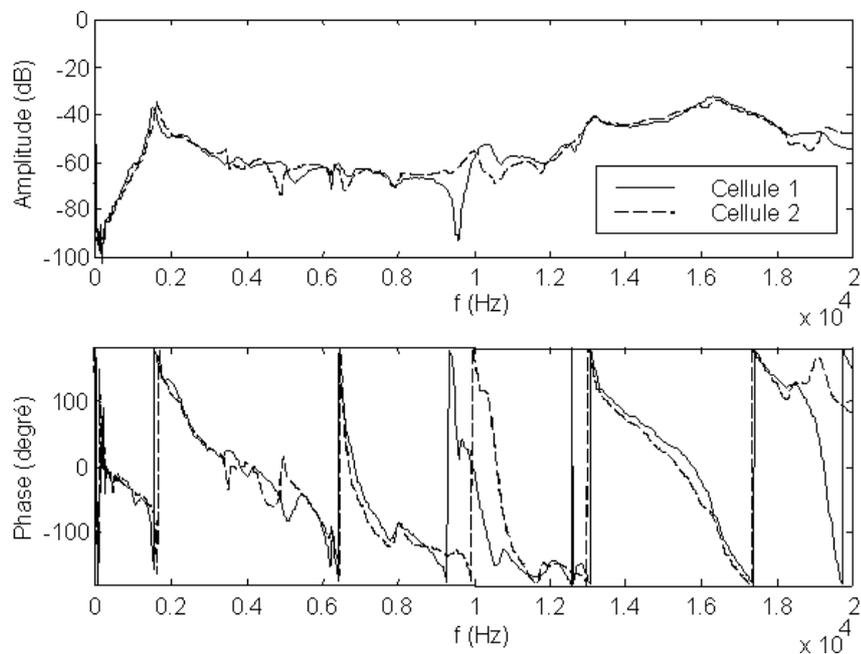


FIG. 2.6 - Variabilité de la fonction de transfert du transducteur piézo-électrique utilisé en fonction de la cellule

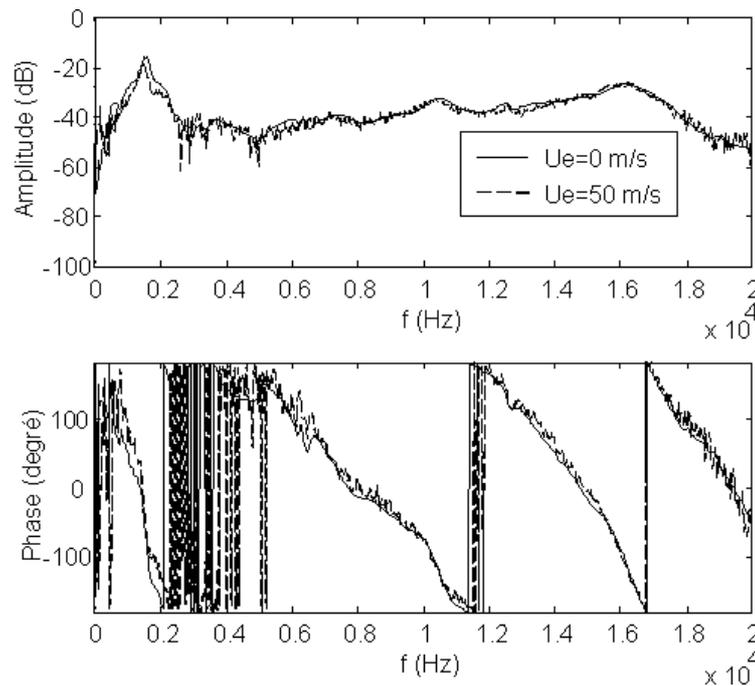


FIG. 2.7 - Variabilité de la fonction de transfert du transducteur piézo-électrique utilisé en fonction de la vitesse d'écoulement

voir Franklin [25], 1990) peuvent fonctionner sans filtre anti-repliement et de lissage, ce qui augmente bien évidemment la rapidité de traitement du système : ces filtres (surtout s'ils sont eux-mêmes numériques) introduisent un retard intrinsèque dû aux multiples conversions, temps de calcul, filtrage ce qui est évidemment très pénalisant pour un système feedback. La stratégie est alors de prendre une fréquence d'échantillonnage bien plus grande que prévue pour la bande de fréquences à traiter.

Dans le contrôle actif acoustique, le signal d'erreur est une pression acoustique et dans le cas particulier où des raies spectrales sont traitées, il faut pouvoir s'assurer que les harmoniques générées par le traitement numérique soient suffisamment atténuées surtout si elles sont audibles dans la zone critique de la pondération A (aux alentours du kHz). C'est pourquoi l'utilisation de **filtres de lissage** est **indispensable**.

Les perturbations hautes fréquences ne peuvent généralement pas être négligées et il est donc très important que le phénomène de repliement n'apparaisse pas dans le domaine fréquentiel utile du contrôle. Il faut donc aussi utiliser des **filtres anti-repliement** pour se prémunir de ce phénomène. Une solution pour se passer de ces filtres consiste à fixer une fréquence d'échantillonnage beaucoup plus grande que prévue, on peut alors traiter toute la bande audible sans ces filtres avec une fréquence d'échantillonnage égale à 100 kHz par exemple.

Mais, on le sait, la valeur de la fréquence d'échantillonnage conditionne la rapidité, les performances et le coût du contrôleur. Une fréquence d'échantillonnage élevée diminue le temps de traitement et augmente les performances du système mais demande un processeur très puissant et donc coûteux. Même si l'on contrôle un bruit tonal, la boucle d'adaptation doit être minimisée pour s'adapter très rapidement. D'après le livre d'Elliott [16] (chapitre 10.1), il faut fixer la valeur de la fréquence d'échantillonnage de 3 à 10 fois la fréquence fondamentale pour un contrôle tonal et jusqu'à 100 fois la fréquence maximale pour un bruit aléatoire à traiter. Il faut aussi s'assurer que la solution optimale pour le contrôle ne devient pas trop imprécise quand on augmente la fréquence d'échantillonnage sinon le taux de convergence de l'algorithme adaptatif est réduit et le système est plus sensible aux erreurs numériques (voir Snyder [87], 1999).

D'une manière générale, la réponse d'un contrôleur est définie par sa réponse en fréquence  $Y(j\omega)/X(j\omega)$  qui comprend les filtres anti-repliement et lissage, les convertisseurs A/N et N/A et la réponse du filtre de contrôle lui-même. Dans les livres d'Elliott et Nelson ([67] chapitre 6.13 et [16] chapitre 10.4), un calcul simple permet d'évaluer le temps de traitement du contrôleur avec les filtres anti-repliement et de lissage qui agissent directement sur le signal d'erreur et le signal de référence. Le temps de passage de ces filtres peut limiter les performances d'un système de contrôle actif. On peut décrire le contrôleur dans la théorie linéaire par sa fonction de transfert  $H(j\omega)$  qui se décompose ainsi :

$$H(j\omega) = H_A(j\omega)W(e^{j\omega T}) \quad (2.15)$$

$H_A(j\omega)$  est la fonction de transfert des filtres anti-repléments et de lissage comprenant le temps de passage dans les convertisseurs A/N et N/A ainsi que le temps de calcul du contrôleur.  $W(e^{j\omega T})$  est la réponse du filtre numérique,  $T$  étant le temps d'échantillonnage.

On peut évaluer le temps de passage dans ces filtres  $\tau_A$  assez simplement si l'on considère qu'il faut  $m$  temps d'échantillonnage pour le traitement et la conversion du signal. On suppose que chaque pôle des filtres anti-repléments et lissage donne une pente de 6 dB/octave et que le saut de phase à la fréquence de coupure  $f_c$  est de  $45^\circ$  soit  $360/8^\circ$  (voir Ffowcs-William *et al.* [23], 1985). Pour un total de  $n$  poles (filtres anti-repliement et lissage compris), on a un temps de passage de  $n/(8f_c)$  secondes et si on fixe la fréquence de coupure à  $f_c/3$  soit  $1/f_c = 3T_e$ ,  $\tau_A$  est donné par :

$$\tau_A \approx T_e \left( m + \frac{3n}{8} \right) \quad (2.16)$$

où  $T_e$  est le temps d'échantillonnage.

Nelson et Elliott donnent l'exemple d'un conduit rectangulaire de dimensions inférieures à 0,5 m pour se placer dans l'hypothèse d'ondes planes jusqu'à la fréquence de 340 Hz. Typique-

ment, les filtres anti-repliement et de lissage contiennent chacun six pôles, donc  $n = 12$  et pour une fréquence d'échantillonnage égale à 1 kHz,  $T = 1$  ms, alors  $\tau_A \approx 5,5$  ms pour  $m = 1$ . Remarquons que dans le cas feedforward avec détection externe, l'espace minimum requis entre le capteur de détection et la source secondaire est de 2m, soit 4 fois la largeur du conduit.

### Une application classique : le casque antibruit

L'institut de recherche de Saint Louis travaille depuis longtemps sur le développement d'un casque actif à feedback numérique (voir [103] par exemple). Le but est de transposer les méthodes du contrôle feedback analogique aux supports numériques. Cela signifie que les filtres analogiques sont transformés en filtres numériques. Pour optimiser leurs performances, il suffit simplement de charger les nouveaux coefficients du filtre de contrôle dans les DSP. Cette opération est évidemment moins onéreuse qu'une modification hardware sur une carte analogique.

Un filtre à réponse impulsionnelle infinie (RII) est utilisé sur une large bande de fréquences (jusqu'à 20 kHz) et la fréquence d'échantillonnage est supérieure à 40 kHz pour éviter tout problème de repliement. Il est implémenté sur un 32 bit DSP pour éviter tout problème de quantification du signal. Des atténuations sur la bande de fréquences 50-1300 Hz sont obtenues avec un maximum de 21 dB à 210 Hz.

L'idée de pouvoir remplacer les filtres analogiques par des filtres numériques apporte une grande souplesse pour la détermination du contrôleur : il suffit simplement de changer les coefficients du filtre numérique (et non les composants du filtre analogique).

### Historique du contrôle feedback numérique à structure IMC

Un système mono-voie feedback adaptatif a été proposé par Eriksson en 1991 [21], Eriksson et Alie en 1993 [22] puis a été étendu à un système multi-voies par Popovich *et al.* en 1992 [72] et Popovich en 1993 [71]. Cette technique peut être représentée comme un système feedforward adaptatif qui synthétise lui-même son propre signal de référence, basé seulement sur la sortie du filtre de contrôle et le signal d'erreur. Sous certaines conditions, ce système peut être interprété comme un système de type prédictif adaptatif (Elliott et Nelson, 1993 [17], Kuo et Vijayan, 1994 [52]). Ce contrôleur de type «feedback» a été étudié par Elliott *et al.* [20] en 1995 qui ont introduit l'idée d'une architecture de contrôle de type «feedforward» connue sous le nom d'*Internal Model Control*. Un exposé des propriétés des systèmes IMC est donné par Morari et Zafiriou (1989) [63]. Une simple interprétation physique des architectures IMC permet de l'étendre aux systèmes non-linéaires, voir Hunt et Sbarbaro (1991) [41] par exemple, ainsi qu'aux systèmes multi-voies, ce que nous étudierons dans le chapitre 4.

La technique utilise un modèle  $\hat{G}(j\omega)$  du chemin électroacoustique réel  $G(j\omega)$  pour reconstruire le signal primaire à partir du signal d'erreur mesuré. On dispose ainsi d'une référence

sur le bruit à traiter, et une architecture à référence préalable peut être développée, ses performances dépendant de la qualité du modèle secondaire  $\hat{G}(j\omega)$ . Le contrôleur numérique peut alors être déterminé par des procédures d'optimisation de manière à rendre le système stable et performant. Comme nous le verrons plus loin, cette architecture facilite également l'étude de la robustesse et de la stabilité du système de contrôle soumis à des petites perturbations dans  $G(j\omega)$ . La paternité d'un système utilisant la génération d'une référence interne n'est cependant pas attribuée à Elliott mais les premières études de robustesse, de stabilité et les applications théoriques de cet algorithme au contrôle actif ont été menées par son équipe.

L'application de cet algorithme pour le bruit routier dans un habitacle de voiture est envisagée dans l'article d'Elliott et Sutton [19] (1994). Une simulation entre la technique feedforward et feedback montre que le contrôleur IMC ne marche pas si l'on prend pour le chemin secondaire  $G$  un délai pur supérieur à 1,5 ms tandis que le contrôleur feedforward s'adapte bien pour un délai pur égal à 5 ms. Une autre application de cet algorithme est envisagée pour un casque actif. Dans l'article d'Elliott *et al.* [20] (1995), un contrôleur numérique est implémenté pour traiter un bruit blanc sur la bande de fréquences [100 300] Hz et un bruit tonal de 500 Hz. Avec une fréquence d'échantillonnage de 40 kHz, un filtre (FIR) de contrôle et d'identification de 32 points chacun et des filtres anti-repliements et de lissage du quatrième ordre, on obtient plus de 10 dB d'atténuation pour le bruit blanc [100 300] Hz et plus de 40 dB pour le bruit tonal.

Cependant, les difficultés de mise en oeuvre de cet algorithme expliquent le peu d'applications connues mais elles semblent très prometteuses. Dans l'article de Friot *et al.* [26], une expérience mono-voie est menée avec un signal primaire composé de 10 raies de 60 à 330 Hz. La fréquence d'échantillonnage est fixée à 1500 Hz et le nombre de points de filtre de contrôle est 40. Le contrôleur feedback donne de bons résultats avec des atténuations maximales (40 dB) en relation avec la géométrie du conduit et la fonction de transfert du chemin secondaire mais le traitement d'un bruit blanc est bien évidemment inefficace, malgré 150 points de filtre pour le contrôleur. Si l'on réduit la précision du chemin secondaire modélisé, on doit alors augmenter le nombre de points de filtre du contrôleur pour obtenir une convergence semblable avec les 10 raies. Une extension théorique de cet algorithme au cas multi-voies est traitée et développée au chapitre 4.

Dans l'article de Tanaka [90] (2002), cet algorithme est appliqué à une maquette censée modéliser un conduit d'air conditionné. La perturbation à traiter est un bruit blanc généré jusqu'à 500 Hz. L'effet de la distance entre le microphone d'erreur et la source secondaire est étudié ainsi que des mesures de la pression acoustique dans le conduit à plusieurs endroits. Pour une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz, 512 points de filtre de contrôle, une fréquence de coupure des filtres de lissage égale à 5 kHz, les atténuations obtenues (5 dB au maximum) sont moindres que pour un système feedforward conventionnel et il faut trouver le bon compromis

pour la distance entre le microphone d'erreur et la source secondaire : si elle est faible, la bande de fréquences traitée est plus grande mais l'effet du contrôle n'est effectif que proche du microphone d'erreur.

### Principe et mise en œuvre de l'algorithme de contrôle feedback avec IMC (Internal Model Control)

Cet algorithme est d'abord détaillé du point de vue théorique puis simulé sous Matlab. La perturbation primaire est composée d'une raie émergeant d'un bruit aléatoire large bande. Le chemin secondaire est obtenu à partir de la réponse en fréquence réelle d'un actionneur piézo-électrique dans une cavité de manière à simuler fidèlement le fonctionnement de la boucle de contrôle. L'algorithme mono-voie utilisé est programmé via une interface dSPACE pour vérifier expérimentalement les tendances observées. Le but est de pouvoir établir une liste de conditions nécessaires quant à la bonne marche du contrôle.

Le chemin secondaire réel  $G(z)$  est supposé stable (ce qui est généralement le cas dans les problèmes de contrôle actif). Considérons la référence interne d'un contrôleur feedback, qui modélise le processus primaire, sur la figure 2.8 dans lequel le contrôleur feedback  $H(z)$  est contenu dans la surface formée par les lignes pointillées. Ce contrôleur feedback contient un modèle interne  $\hat{G}(z)$  de  $G(z)$  qui, alimenté par  $u^{(n)}$  et soustrait de l'erreur  $e^{(n)}$ , donne l'entrée  $\hat{d}^{(n)}$  du filtre de contrôle  $W(z)$  dont la sortie  $u^{(n)}$  pilote  $G(z)$ .

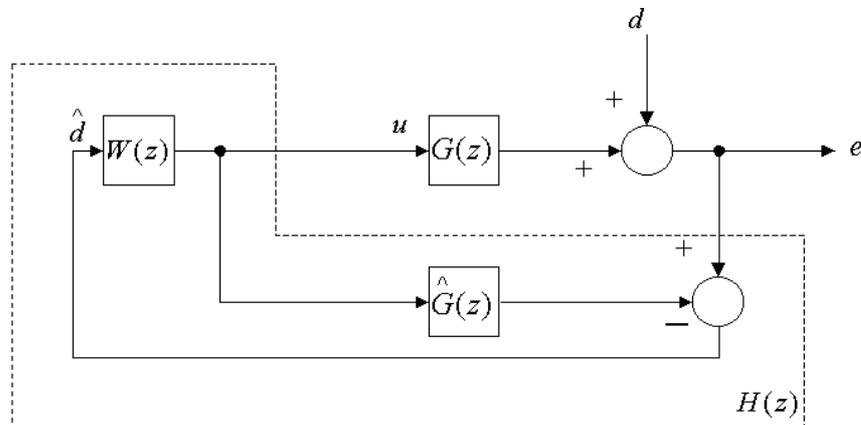


FIG. 2.8 - Schéma bloc d'un contrôleur feedback  $H(z)$  implémenté en utilisant un modèle interne  $\hat{G}(z)$  : IMC

On peut alors exprimer la fonction de transfert  $H(z)$  en fonction de celle du contrôleur  $W(z)$ , du modèle réel  $G(z)$  et de la modélisation du processus primaire  $\hat{G}(z)$  :

$$H(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{W(z)}{1 + \hat{G}(z)W(z)} \quad (2.17)$$

La fonction de sensibilité du système  $S(z)$  s'exprime alors par :

$$S(z) = \frac{E(z)}{D(z)} = \frac{1 + \hat{G}(z)W(z)}{1 - [G(z) - \hat{G}(z)]W(z)} \quad (2.18)$$

Si le modèle interne représente parfaitement le chemin réel (ie  $\hat{G}(z) = G(z)$ ), Morari et Zafriou [63] (1989) montrent que le modèle est stable : pour une entrée bornée, on obtient une sortie bornée si  $G(z)$  et  $W(z)$  sont stables. On retrouve alors la structure feedforward (voir figure 2.9) car  $\hat{d}^{(n)} = d^{(n)}$  et on peut donc utiliser les techniques du contrôle numérique feedforward pour ajuster le contrôleur  $W(z)$ .

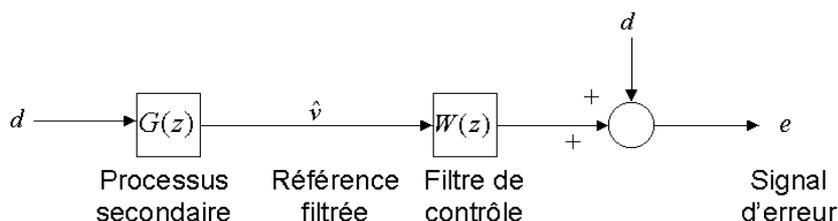


FIG. 2.9 - Diagramme équivalent feedforward avec signal de référence interne quand  $\hat{G}(z) = G(z)$

La fonction de sensibilité  $G(z)$  se simplifie et est égale à  $1 + G(z)W(z)$ . La référence interne permet de supprimer l'effet de la source secondaire au niveau du capteur d'erreur. Il faut aussi remarquer que dans cette configuration, la mesure de l'erreur  $e^{(n)}$  et de la perturbation  $d^{(n)}$  se fait avec le même microphone.

Supposons en outre que  $G(z)$  reste égale à sa valeur nominale  $G_0(z)$  alors la fonction de sensibilité nominale est  $S_0(z) = 1 + G_0(z)W(z)$ . Si  $G_0(z)$  était à phase minimale, il existerait alors un inverse stable et le filtre de contrôle qui annulerait la fonction de sensibilité pour toutes les fréquences s'écrirait alors :

$$W(z) = -\frac{1}{G_0(z)} \quad (2.19)$$

Il faut néanmoins utiliser cette expression avec beaucoup de précautions. Si  $G_0(z)$  tend vers 0 (à la moitié de la fréquence d'échantillonnage par exemple), la réponse en fréquence du contrôleur va être infinie pour cette fréquence. La stabilité d'un tel contrôleur est très sensible aux variations du chemin secondaire  $G(z)$  mais si le contrôleur est robuste vis à vis de ces incertitudes, ce problème ne se produit pas (voir le livre d'Elliott [16]).

### Minimisation de l'erreur quadratique

L'avantage de ce modèle est que le filtre de contrôle qui minimise l'erreur quadratique peut être déterminé en utilisant la technique de Wiener [99] comme on l'a déjà vu pour un

contrôleur feedforward. On peut calculer l'espérance mathématique de l'erreur quadratique  $E[(e^{(n)})^2]$  d'après la figure 2.9 :

$$e^{(n)} = d^{(n)} + \mathbf{V}_n^t \mathbf{W} \quad (2.20)$$

$$E[(e^{(n)})^2] = \mathbf{W}^t \mathbf{A} \mathbf{W} + 2\mathbf{W}^t \mathbf{b} + c \quad (2.21)$$

avec

$$\mathbf{A} = E[\mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^t]; \quad \mathbf{b} = E[\mathbf{V}_n d^{(n)}]; \quad c = E[d^{(n)}] \quad (2.22)$$

donc

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \quad (2.23)$$

$$E[(e^{(n)})^2]_{\text{min}} = c - \mathbf{b}^t \mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \quad (2.24)$$

La performance du contrôleur dépend donc directement de l'autocorrélation de la perturbation filtrée par  $G_0(z)$  et de la corrélation entre la perturbation «réelle» et filtrée par  $G_0(z)$ . Si la réponse en fréquence du chemin secondaire était juste un retard pur, les performances dépendraient seulement de la *prédicabilité* du signal de perturbation. En contrôle actif, les caractéristiques de  $G_0(z)$  ne sont souvent pas aussi simple en terme de phase mais la formule 2.19 montre que, même si le **contrôleur** qui minimise l'erreur quadratique pour un  $G_0(z)$  est indépendant de la perturbation qui est contrôlée, le **filtre de contrôle optimal** est, en général, une fonction à la fois du chemin secondaire  $G(z)$  et de la perturbation (voir le livre d'Elliott [16]). Pour un système feedforward, les performances dépendraient essentiellement de la corrélation entre la perturbation et le signal de référence **externe** filtré par  $G_0(z)$ .

### L'algorithme leaky LMS

Dans la pratique, la minimisation de l'erreur quadratique se fait grâce à l'algorithme LMS à référence filtrée (Filtered-X Least Mean Squares FXLMS). Si on cherche une meilleure efficacité, on est toujours tenté d'augmenter  $k$  mais la stabilité n'est dès alors plus assurée. On peut toutefois atteindre une meilleure stabilité (au détriment de l'efficacité) du système en introduisant un facteur  $\gamma$  (leakage factor) dans le processus de minimisation (leaky LMS algorithm) :

$$\mathbf{W}^{(n+1)} = \gamma \mathbf{W}^{(n)} - k \mathbf{V}_n e^{(n)} \quad (2.25)$$

Cela revient en fait à minimiser la somme pondérée de l'erreur quadratique et des carrés des coefficients du filtre de contrôle. La fonction coût  $J$  que l'on souhaite maintenant minimiser s'écrit donc :

$$J = E[(e^{(n)})^2] + \beta \mathbf{W}^t \mathbf{W} \quad (2.26)$$

où  $\beta$  est un coefficient positif de pondération. Si on développe cette équation en une forme quadratique, on trouve :

$$J = \mathbf{W}^T (\mathbf{A} + \beta \mathbf{I}) \mathbf{W} + 2 \mathbf{W}^t \mathbf{b} + c \quad (2.27)$$

avec

$$\mathbf{A} = E[\mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^t]; \quad \mathbf{b} = E[\mathbf{V}_n d^{(n)}]; \quad c = E[(d^{(n)})^2] \quad (2.28)$$

donc

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = -(\mathbf{A} + \beta \mathbf{I})^{-1} \mathbf{b} \quad (2.29)$$

$$E[(e^{(n)})^2]_{\text{min}} = c - \mathbf{b}^t (\mathbf{A} + \beta \mathbf{I})^{-1} \mathbf{b} \quad (2.30)$$

On obtient ainsi une forme différente de l'algorithme LMS à référence filtrée qui peut s'écrire ainsi :

$$\mathbf{W}^{(n+1)} = (1 - k\beta) \mathbf{W}^{(n)} - k \mathbf{V}_n e^{(n)} \quad (2.31)$$

On retrouve ainsi l'équation 2.25 en posant  $\gamma = 1 - k\beta$ .

En pratique, quand on implémente l'algorithme, la référence filtrée  $\mathbf{V}$  est calculée avec le modèle du chemin secondaire  $\hat{G}(z)$ , il faut donc remplacer  $\mathbf{V}$  par  $\hat{\mathbf{V}}$ . Remarquons aussi que cet algorithme est utilisé pour le contrôle feedforward.

L'algorithme converge si les parties réelles des valeurs propres de  $E[\hat{\mathbf{V}}_n \mathbf{V}_n^t + \beta \mathbf{I}]$  sont positives. Le leakage facteur  $\gamma$  permet d'ajouter un terme  $\beta$  à chaque valeur propre de  $E[\hat{\mathbf{V}}_n \mathbf{V}_n^t]$  ce qui améliore la stabilité robuste car les valeurs propres ayant des valeurs négatives faibles ont maintenant une valeur positive faible. Cependant, l'introduction d'un terme  $\gamma$  dans l'algorithme va inévitablement réduire les atténuations escomptées. En pratique, il faut choisir la bonne valeur de  $\gamma$  permettant d'assurer la robustesse et la bonne performance du contrôleur.

### Contrainte de stabilité robuste

Comme nous l'avons précédemment indiqué, si nous connaissons la fonction de sensibilité complémentaire  $T(z) = -G(z)W(z)$  du système feedback qui est aussi une fonction linéaire des coefficients du filtre FIR de contrôle, on peut écrire la condition de stabilité robuste [16] :

$$|G_0(e^{j\omega T})W(e^{j\omega T})| < \frac{1}{B(e^{j\omega T})} \text{ pour tout } \omega T \quad (2.32)$$

où  $G_0(e^{j\omega T})$  est la fonction de transfert nominale du chemin secondaire. Cette dernière égalité peut être réécrite en terme de norme infinie :

$$\|G_0WB\|_\infty < 1 \quad (2.33)$$

Il est difficile d'obtenir une solution analytique efficace pour le problème de performance optimale robuste. Une approche en deux parties, décrite par Morari et Zafiriou [63] (1989), donne une bonne solution (pas nécessairement optimale) pour des problèmes type ingénierie :

1. Design du contrôleur pour des performances nominales.
2. Diminution du gain du filtre de contrôle afin que la condition sur la stabilité robuste (équation 2.32) soit respectée

## Conclusion

Ce paragraphe a permis d'étudier le principe de boucle fermée pour développer un contrôleur feedback. La solution analogique suppose l'utilisation d'une cascade de filtres en particulier les cellules biquad qui sont bien adaptées à ce type de problème car elles permettent une atténuation maximale dans la bande de fréquences à traiter et une phase rapidement proche de la valeur nulle en dehors. L'implémentation d'un tel contrôleur est relativement simple car le principe de ces filtres est connu et utilisé depuis longtemps maintenant. Néanmoins, les limites d'un tel système sont multiples :

Tout d'abord, une fois que les valeurs du filtre analogique sont réglées, il n'est plus possible de les changer simplement (à moins d'intervenir directement sur les composants eux-mêmes) ce qui signifie un manque d'adaptabilité si la perturbation à éliminer évolue avec le temps ou si les conditions extérieures changent (présence d'écoulement). Pour illustrer ce propos, la fabrication du contrôleur analogique, utilisé dans les expériences précédentes, a été guidée par la réponse en fréquence d'une cellule en tube de Kundt. Mais quand on a voulu utiliser le contrôleur sur d'autres cellules, pourtant «identiques», ou en présence d'écoulement, il est devenu inefficace, malgré une situation pourtant presque semblable.

Ensuite, la bonne marche du contrôleur feedback dépend essentiellement de la réponse de l'actionneur qu'il faut donc définir soigneusement et optimiser sur une large bande (jusqu'en hautes fréquences) pour garantir un fonctionnement stable. Notons cependant que l'on est confronté au même problème avec l'utilisation de filtres numériques.

Plusieurs algorithmes peuvent être employés pour réaliser le contrôle feedback numérique : La première solution consiste à transposer un modèle analogique en numérique, permettant d'optimiser simplement le filtre de contrôle en changeant les coefficients. Un des facteurs limitants des filtres numériques est le temps de passage qui est une donnée essentielle pour la bonne marche du contrôle feedback. De même, la réponse de l'actionneur a une influence directe sur le bon comportement du contrôleur et surtout de sa stabilité.

La deuxième solution envisagée ici pour cette étude consiste en l'adaptation des techniques feedforward en créant une référence interne. Cette solution, qui consiste à retirer la contribution secondaire (ou feedback) au signal d'erreur, pour créer une référence censée représenter la perturbation à éliminer, permet d'utiliser les techniques classiques de minimisation de l'erreur quadratique. Si on compare cet algorithme aux modèles numériques feedback conventionnels, on voit que le temps de réponse peut être plus élevé sans détériorer les performances du contrôle. Néanmoins, même si cet algorithme possède une adaptabilité plus grande, il ne peut traiter en pratique que des bruits périodiques. C'est aussi pour cela qu'il a été retenu car c'est précisément le type de bruit que l'on cherche à atténuer.

## 2.2 Simulation de l'algorithme mono-voie

Afin de pouvoir étudier l'algorithme d'une manière étendue en fonction de ses paramètres d'entrée, j'ai programmé une première version et testé quelques cas simples. Des premiers critères de convergence ont été dégagés pour la bonne marche de l'algorithme (voir [32] et [40]). Une étude paramétrique approfondie de ce programme a été menée par Benoit Mazeaud [62] dans le cadre de son DEA en 2002. Ces résultats, présentés dans le paragraphe suivant, donnent des renseignements utiles pour l'implémentation future de cet algorithme.

### 2.2.1 Les étapes du calcul

Dans tous les résultats qui suivent, la valeur de la fréquence d'échantillonnage est fixée à 8192 Hz. Le nombre d'itérations est pris égal à 8000, représentant donc environ une seconde de fonctionnement du contrôle.

#### Chemin secondaire

La fonction de transfert secondaire  $G(z)$ , utilisée dans la simulation numérique de l'algorithme, provient des mesures réalisées sur des cellules actives lors d'expériences menées dans le cadre du projet européen de recherche Resound en 2000. Nous avons utilisé à priori la fonction de transfert réellement mesurée  $G_R$  entre l'actionneur 2 et le microphone de contrôle 2 avec un écoulement de 30 m/s, la modélisation de ce chemin secondaire est réalisée par un filtre numérique F.I.R. à  $N_s$  points grâce à la méthode des moindres carrés fréquentielle [82].

Les fonctions de réponse en fréquence  $G$  et  $G_R$ , pour différentes valeurs du nombre de points de filtre  $N_s$ , sont données figure 2.10 sur la bande de fréquence 0 - 4kHz. L'objectif est que le transfert secondaire, utilisé ici pour représenter dans les simulations la fonction de transfert réelle source piézo-électrique - microphone d'erreur, reflète ses principales caractéristiques : résonance marquée vers 1500 Hz et réponse préservant les pôles et zéros réellement mesurés. Il faut néanmoins que le temps de calcul reste raisonnable. On constate une représentation de plus en plus fidèle du transfert secondaire mesuré, au fur et à mesure que le nombre de points  $N_s$

augmente. La valeur de  $N_s$  est le résultat d'un compromis de temps de calcul du filtre numérique et de précision. Dans la suite des simulations, on choisit alors de prendre  $N_s = 32$ .

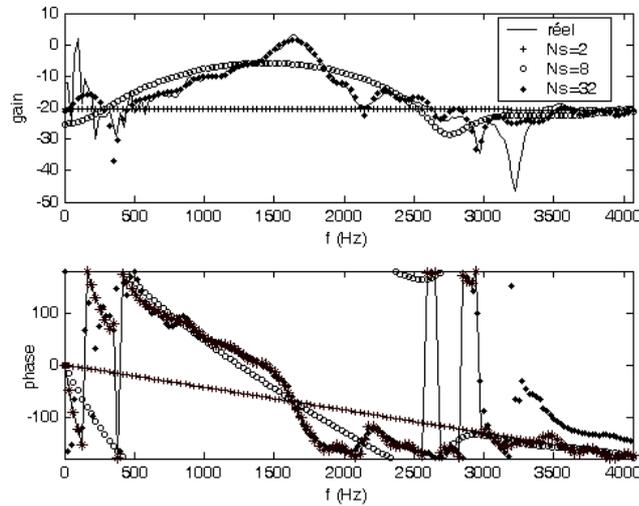


FIG. 2.10 - Modélisation du chemin secondaire à l'aide de filtres de tailles différentes

### Critère de convergence selon la plus grande pente

L'algorithme initial est représenté figure 2.11 et les calculs se déroulent en six étapes successives dans l'ordre suivant :

1. Calcul de l'erreur  $e$ .
2. Calcul de la référence synthétisée  $x$ .
3. Calcul de la référence filtrée  $\hat{V}$ .
4. Actualisation des coefficients du filtre de contrôle  $(w_i)_{i=0\dots N}$
5. Calcul de la sortie du filtre  $W$ .
6. Calcul du contrebruit propagé  $z$ .

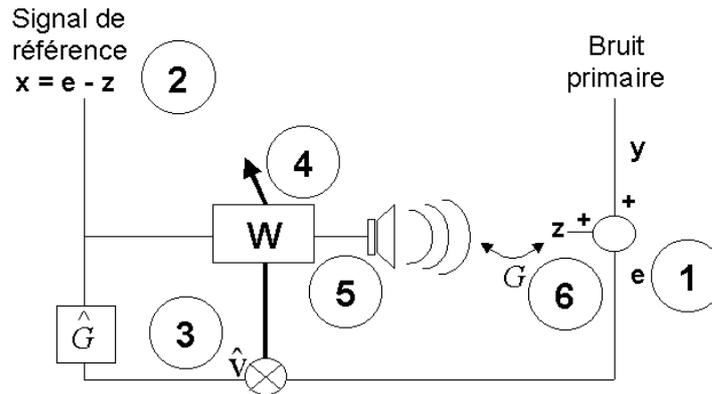


FIG. 2.11 - Programmation de l'algorithme sous Matlab

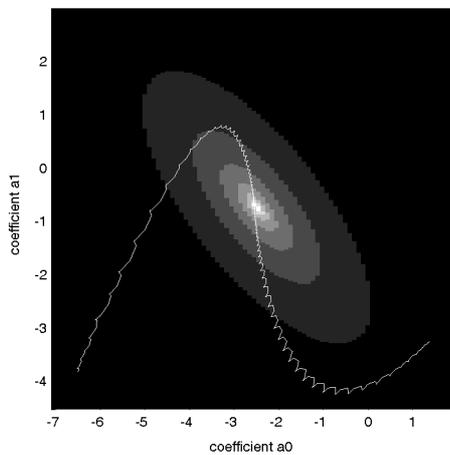


FIG. 2.12 - Zone d'atténuation et trajectoires pour deux conditions initiales et pour  $f_0 = 1000$  Hz avec une valeur du coefficient de convergence  $k$  égale à 0.2

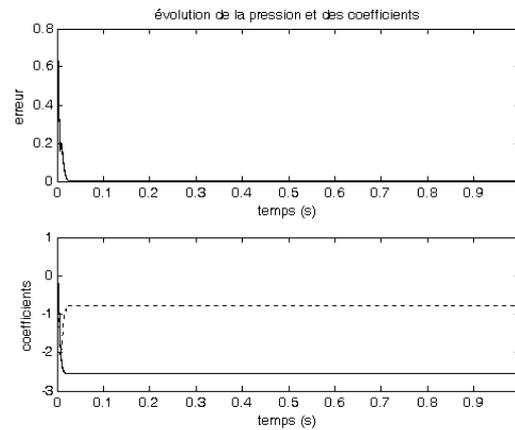


FIG. 2.13 - Evolution temporelle de l'erreur quadratique moyenne et des coefficients du filtre de contrôle

Pour programmer la boucle fermée du feedback, il faut l'ouvrir artificiellement. Cette boucle est synonyme de retard pur de la forme  $z = e^{j\phi} = e^{j\omega\tau}$  qui fait tourner les trajectoires mais qui n'empêche pas la convergence des coefficients du filtre vers leur valeurs optimales.

Des tests préliminaires ont été menés pour que le critère de convergence selon la plus grande pente de l'algorithme soit respecté. En effet, l'algorithme LMS est du type gradient donc la convergence vers l'erreur doit satisfaire la plus grande pente. Un des moyens de le vérifier simplement est de faire le contrôle sur un bruit primaire tonal. La connaissance de l'amplitude et de la phase du sinus suffit théoriquement pour déterminer le filtre de contrôle. On choisit alors de prendre un filtre de contrôle avec deux coefficients ( $w_1, w_2$ ) et on trace leur trajectoire au fil du temps en fonction des zones d'atténuation atteinte, on les visualise sur la figure 2.12. Plus on se rapproche du centre, plus le contrôle est efficace. Pour savoir si les coefficients suivent

réellement la plus grande pente, on regarde si les directions empruntées par **les trajectoires sont orthogonales aux zones d'atténuation**.

On remarque bien évidemment que le critère de plus grande pente n'est pas respecté mais cela n'empêche pas néanmoins la convergence. Si on regarde l'évolution temporelle des coefficients du filtre de contrôle sur la figure 2.13, on remarque la présence d'un petit rebond qui n'affecte pas la minimisation de l'erreur. Cette étude montre en outre que si l'on ajoute trop de retard dans la boucle, on risque de ne pas voir converger correctement l'algorithme. Il est à noter évidemment que l'influence se fait d'autant plus sentir que la fréquence à traiter est élevée. On voit figure 2.14 que la trajectoire à 2000 Hz s'éloigne bien plus que de la plus grande pente qu'à 1000 Hz. Le risque de divergence est alors très grand.

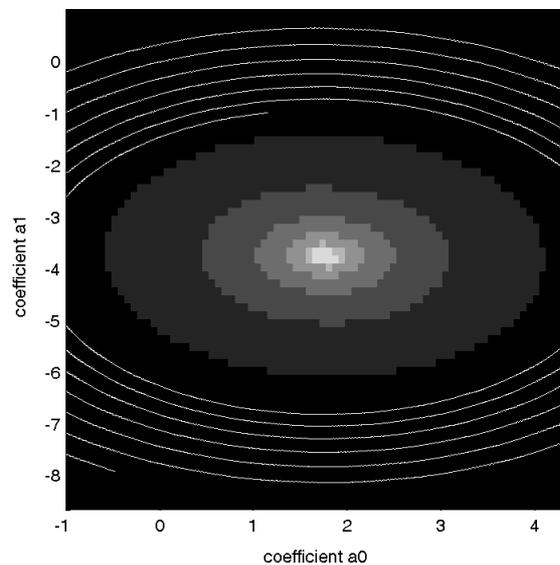


FIG. 2.14 - Zones d'atténuation et trajectoires pour  $f_0 = 2000$  Hz avec une valeur du coefficient de convergence égale à 0.5

Il apparait donc qu'il faut réagencer la procédure de calcul ce qui est fait en inversant les étapes 3 et 4 :

1. Calcul de l'erreur  $e$ .
2. Calcul de la référence synthétisée  $x$ .
3. Actualisation des coefficients du filtre de contrôle  $(w_i)_{i=0\dots N}$
4. Calcul de la référence filtrée  $\hat{V}$ .
5. Calcul de la sortie du filtre  $w$ .
6. Calcul du contrebruit propagé  $z$ .

Ce réagencement s'explique par le fait que  $e^{(n)}$  et  $V_n$  doivent être calculés à l'étape précédente donc  $V_n$  doit être pris à la même itération. Cette version fournit de meilleurs résultats. En effet,

les trajectoires suivies par les coefficients du filtre de contrôle suivent la plus grande pente et, de fait, la convergence de l'erreur s'effectue sans aucun rebond. On obtient alors, à l'aide de ce contrôle, un contrôle plus robuste et plus rapide de 800 à 2500Hz, voir figure 2.15 et 2.16 pour 1000 Hz.

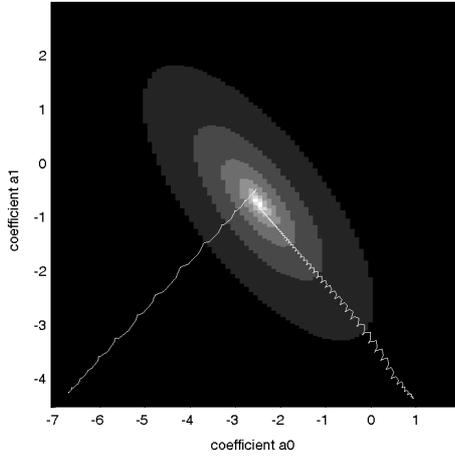


FIG. 2.15 - Zone d'atténuation et trajectoires pour deux conditions initiales et pour  $f_0 = 1000$  Hz avec une valeur du coefficient de convergence  $k$  égale à 0.2

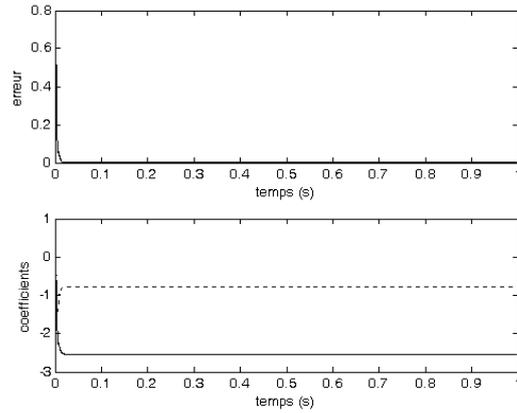


FIG. 2.16 - Evolution temporelle de l'erreur quadratique moyenne et des coefficients du filtre de contrôle

Ce tracé de trajectoire peut également montrer l'importance du choix du coefficient de convergence de l'algorithme. Ainsi, si la trajectoire ne termine pas sa course dans la zone d'atténuation optimale, c'est que l'évolution temporelle des coefficients est trop lente car le coefficient de convergence est trop faible. Par conséquent, il s'agit de l'augmenter. Et si on observe un début d'instabilité, c'est qu'il est trop élevé. Il est de fait nécessaire de le diminuer. On constate donc la nécessité de rechercher le coefficient de convergence optimal, qui garantit alors une rapidité et une robustesse idéale quelque soit la fréquence du signal primaire d'entrée. C'est pour cela que l'algorithme programmé a été normalisé comme pour le cas feedforward. Le coefficient de convergence du filtre de contrôle est pondéré par la puissance de la référence filtrée  $\sigma_v^2$ , voir figure 2.17 :

$$\mathbf{W}^{(n+1)} = \mathbf{W}^{(n)} - \frac{k}{\sigma_{\hat{v}^2}} e^{(n)} \hat{\mathbf{V}}_n \quad (2.34)$$

En pratique, on ne dispose pas de la valeur de  $\sigma_v^2$  mais on peut l'estimer par la formule récursive :

$$(\sigma_{\hat{v}^2})_{n+1} = (1 - \alpha)(\sigma_{\hat{v}^2})_n + \alpha \hat{v}_n^2 \quad (2.35)$$

où  $\alpha$  est un paramètre fixe appartenant au segment  $[0, 1]$ .

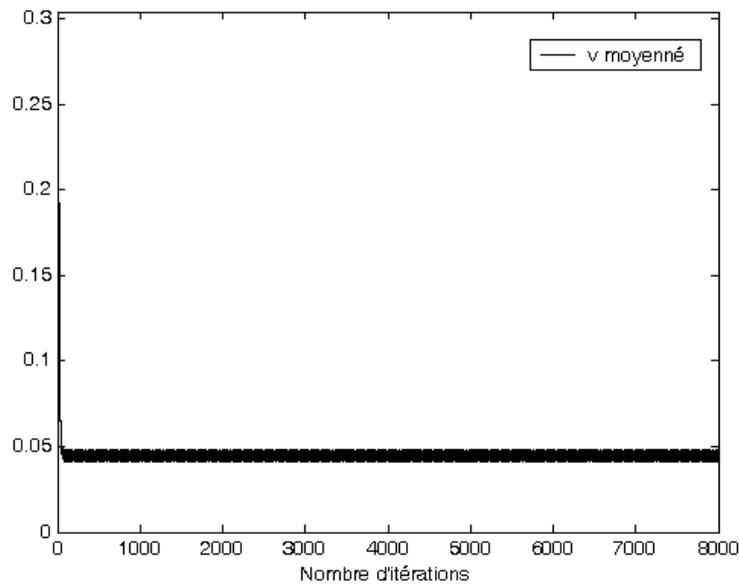


FIG. 2.17 -  $\sigma_v^2$  pour une perturbation tonale de fréquence 1000 Hz, le coefficient de convergence étant égal à 0.2

Dans son rapport, Benoit Mazeaud [62] souligne l'avantage de pouvoir garder le même coefficient de convergence quelque soit la fréquence mais surtout **la convergence est plus rapide** (stabilité obtenue vers 25 ms pour le non normalisé contre 10 ms pour le normalisé).

### Erreur sur le chemin secondaire

Si on introduit une erreur dans la détermination de la fonction de transfert secondaire, le contrôle reste quand même adaptatif pour de faibles variations mais diverge si les écarts de phase et/ou d'amplitude sont trop forts. C'est typiquement ce qui peut arriver lorsque le chemin secondaire change en fonction du temps. Une des solutions envisagées est de programmer une identification en ligne au début du contrôle puis tout les  $t$  pas de temps, le contrôle étant coupé. Quelques articles existent à ce sujet, voir [37], [75] et [85] par exemple, mais cette technique reste difficile à implémenter dans un contrôle feedback.

### Précision du filtre de contrôle

Suivant le type de signal primaire à traiter, il faut définir le nombre de point adéquat du filtre de contrôle  $N_w$  permettant une convergence optimale. Par hypothèse, la source primaire est tonale, c'est donc dans ce cas bien précis que nous nous plaçons. L'adjonction au bruit tonal d'une perturbation du type bruit blanc sera étudiée par la suite. Pour apprécier correctement la convergence de l'algorithme sans être limité par le nombre de point du filtre de contrôle, on représente les spectres théoriques du capteur d'erreur  $e$  et du signal primaire réel  $x_0$  ce qui nous donne immédiatement les atténuations obtenues sur les pics fréquentiels.

**Pour un sinus à 1000 Hz**, avec deux points pour le filtre de contrôle et un coefficient de convergence fixé à 0.1, on obtient une convergence parfaite (voir figure 2.18). Bien entendu, c'est un cas idéal où il n'y a pas de bruit parasite. C'est pour cela que l'on obtient entre 100 et 200 dB d'atténuation sur toute la gamme de fréquence sauf à 1000 Hz où la réduction sonore atteint 290 dB. Cet exemple permet seulement de conclure quant au bon comportement du contrôle. Si on augmente le nombre de point de filtre, l'efficacité du contrôle reste la même avec le même ordre de grandeur pour l'atténuation.

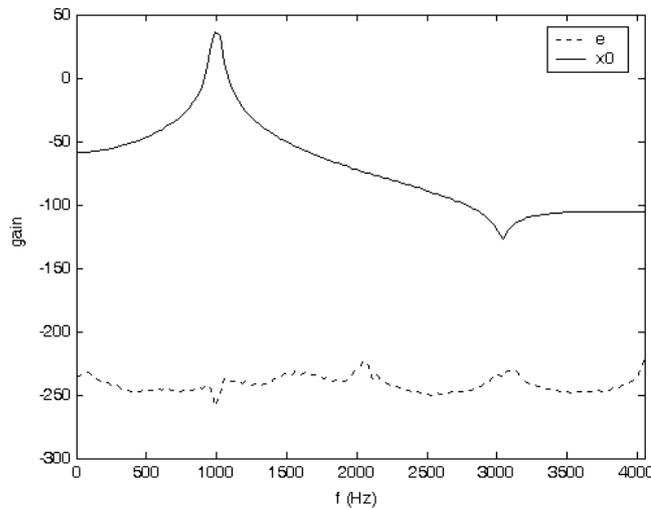


FIG. 2.18 - Spectres de l'erreur et du signal primaire pour  $f_0 = 1000\text{Hz}$ ,  $k = 0.1$  et  $N_w = 2$

**Pour un signal composé d'un sinus et de ses 2 harmoniques à traiter**, on peut penser qu'il faille seulement tripler le nombre de points pour arriver à traiter toutes les raies. Nous avons donc tracé les spectres pour un signal primaire  $x_0$  composé respectivement d'un sinus et de ses 2 harmoniques avec un nombre différent de points de filtre de contrôle, voir figure 2.19(a), 2.19(b), 2.19(c) et 2.19(d).

On remarque immédiatement qu'il ne suffit pas de multiplier 2 (nombre de points de filtre nécessaire pour un contrôle sur une raie) par le nombre de raies (3) à traiter pour un obtenir un contrôle efficace sur chacune d'entre-elles. Ce comportement est caractéristique de l'algorithme LMS, de plus amples renseignements sur la convergence de l'algorithme sont disponibles dans le livre de Haykin [39] (1991). Les différences d'atténuation observées figure 2.19(c) proviennent de la réponse en fréquence de l'actionneur utilisé : 15 dB de différence entre un point à 1600 Hz et le couple 800-2400 Hz que l'on retrouve sur les spectres d'atténuation.

En pratique, on prendra au minimum  $2N_{raies} + 2$  pour obtenir des réductions satisfaisantes en simulation.

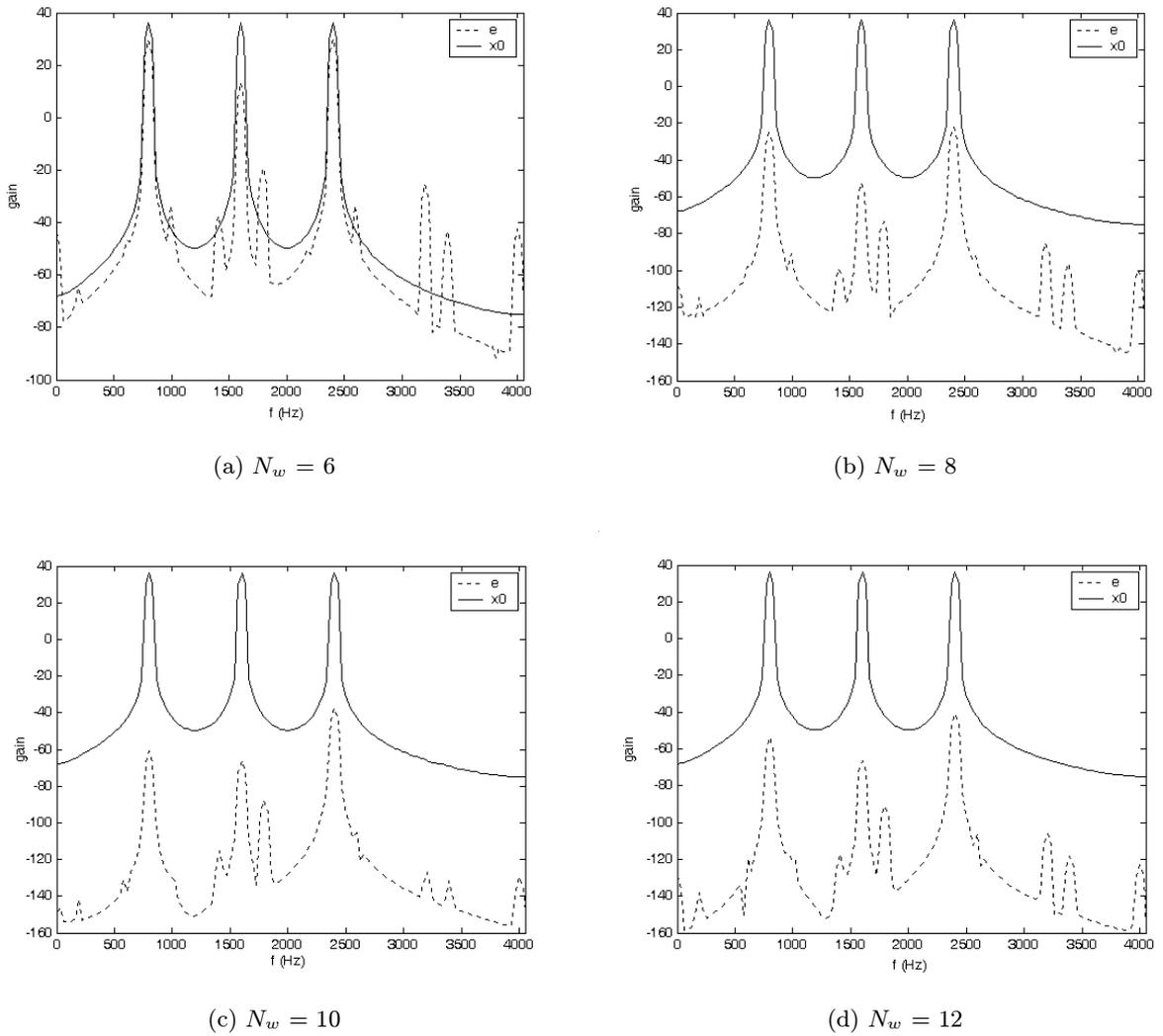


FIG. 2.19 - Spectres de l'erreur (ligne pointillée) et du signal primaire (ligne pleine) pour  $f_0 = 800\text{Hz}$  et  $k = 0.1$

### Réalisation du filtre optimal

L'expression 2.19 donne la valeur du filtre optimal  $W_{opt}$ . C'est ce filtre vers lequel il faut tendre pour avoir une atténuation idéale. Pour programmer correctement cette fonction de transfert optimale  $W_{opt}$  sous Matlab, il faut aussi tenir compte du temps de retard introduit lorsque l'on ouvre la boucle soit :

$$W_{opt} = -\frac{1}{G(z)e^{j2\pi f/f_e}} \quad (2.36)$$

$f_e$  étant la fréquence d'échantillonnage du système.

Il est intéressant d'étudier ce filtre optimal pour s'assurer de la bonne superposition (en amplitude et en phase) du filtre numérique de contrôle calculé aux fréquences qui sont atténuées.

Les figures 2.20(a), 2.20(b), 2.20(c) et 2.20(d) donnent la forme de  $W_{opt}$  pour 6, 8, 10 et 12 points de filtre de contrôle. On remarque tout d'abord que ce filtre est **non causal** car sa phase augmente régulièrement avec la fréquence. Ceci a pour effet qu'il n'y aura pas d'atténuation possible en bruit aléatoire large bande.

Ensuite, la vision du filtre de contrôle montre que l'action se fait prioritairement là où la source secondaire est la plus efficace : par exemple, pour 6 points de filtre, c'est la raie à 1600 Hz qui est la plus atténuée. Les lignes verticales montrent que le filtre de contrôle optimal n'est pas toujours réalisé, surtout si il n'y a pas assez de points : par exemple, sur la figure 2.20(a), seule la raie à 1600 Hz est bien traitée car il y a une bonne concordance des phases et des modules à cette fréquence.

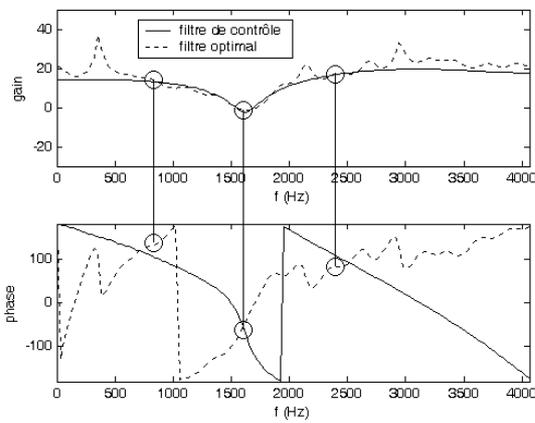
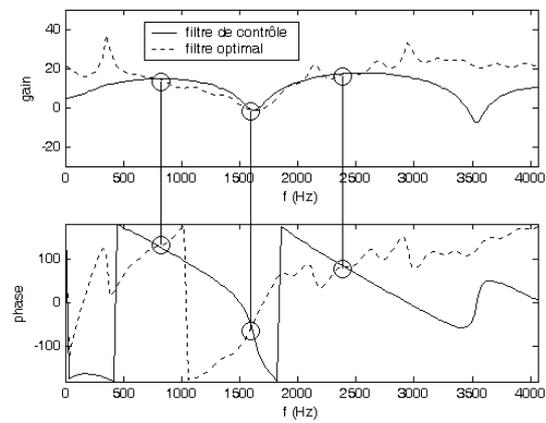
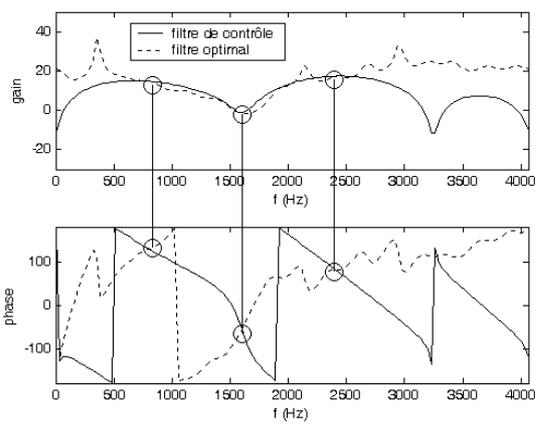
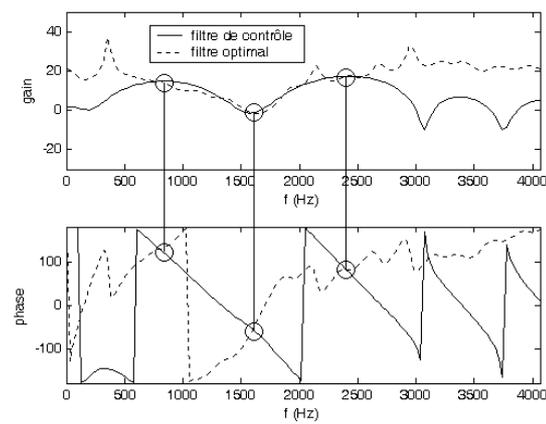
(a)  $N_w = 6$ (b)  $N_w = 8$ (c)  $N_w = 10$ (d)  $N_w = 12$ 

FIG. 2.20 - Filtre de contrôle calculé et optimal pour  $f_0 = 800\text{Hz}$  et  $k = 0.1$

### Utilisation de l'algorithme leakage LMS

Des tests en simulation ont confirmé le comportement attendu d'un tel algorithme. L'utilisation de  $\gamma$  (leakage factor) dans l'algorithme de minimisation ne permet pas d'augmenter l'efficacité du système mais permet de garantir une meilleure stabilité si l'on augmente le coefficient de convergence.

### Conclusion

Au regard des résultats de cette partie, nous pouvons conclure que s'il est nécessaire d'assurer un nombre de points de filtre de contrôle minimum pour obtenir une bonne convergence ; en revanche, l'augmenter ne mène pas à de meilleures performances. Nous avons également pu voir que le filtre calculé par l'algorithme LMS feedback temporel à référence filtrée coïncide bien, aux fréquences d'étude, avec le filtre optimal. Cela permet donc d'affirmer que notre algorithme calcule de la bonne manière les divers paramètres qui le composent. Il convient cependant d'avoir une certaine retenue sur ces résultats qui ne concernent que des perturbations de type sinus pur.

#### 2.2.2 Test de l'algorithme dans des conditions plus réalistes

Pour pouvoir se rapprocher de la réalité, il faut considérer dès maintenant dans les simulations un signal primaire composé d'un sinus, que l'on souhaite atténuer, avec des perturbations de type aléatoire. Dans l'exemple qui suit, on considère un sinus à 1000 Hz parasité par 20% de bruit blanc large bande et un coefficient de convergence  $k$  fixé à 0,1. Le contrôle est effectué pour  $N_w = 2$  sur la figure 2.21(a) et pour  $N_w = 20$  pour la figure 2.21(b) :

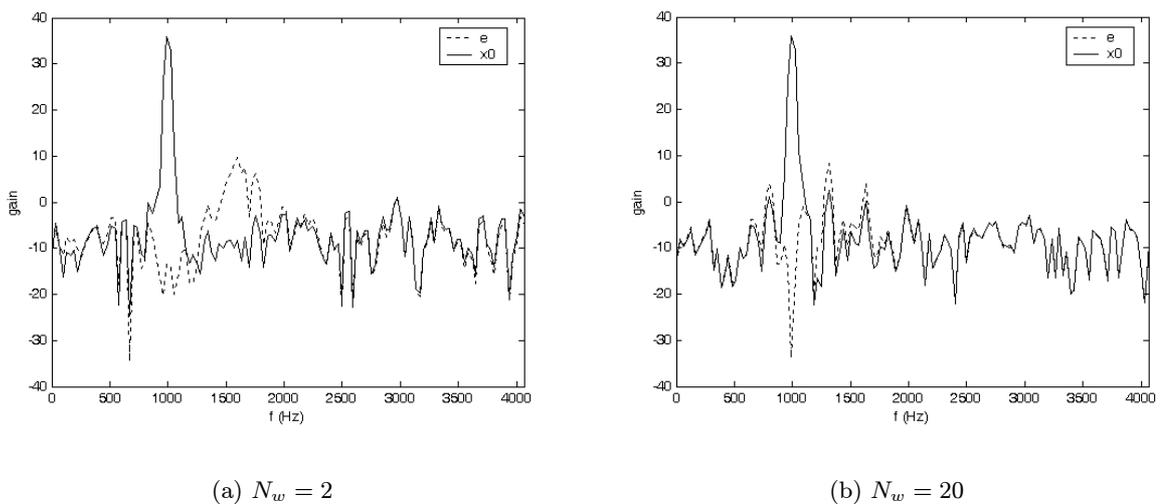


FIG. 2.21 - Traitement d'un sinus parasité par 20% de bruit blanc pour différentes valeurs de  $N_w$

D'une part, les niveaux théoriques d'atténuation sont, comme on s'y attendait, beaucoup plus faibles en présence de perturbations. Ils sont de l'ordre d'une cinquantaine de décibels contre environ 300 pour le cas sans perturbation, ce qui reste tout de même très important en condition expérimentale. D'autre part, pour un nombre de points de filtre de contrôle faible ( $N_w = 2$ ), on constate l'apparition d'une amplification du bruit au delà de la fréquence à traiter, particulièrement dans la zone de résonance de la source secondaire vers 1600 Hz. L'augmentation du nombre de points permet d'atteindre une atténuation plus forte en limitant la régénérescence de bruit sur le spectre.

La zone d'amplification maximale peut être réduite si l'on augmente le nombre de points de filtre car ce dernier tend vers un filtre **passé-bas** limitant ainsi les amplifications hautes fréquences. On a donc intérêt à prendre un nombre de points de filtre suffisant lorsque **des instabilités sont susceptibles d'apparaître dans la boucle**.

Il est intéressant de comparer la fonction de transfert optimale et le filtre calculé pour ces deux cas de figure. Quant on augmente le nombre de points de filtre de contrôle, on gagne en précision et la superposition entre la courbe optimale et le filtre calculé n'en est que meilleure, voir figures 2.22(a) et 2.22(b).

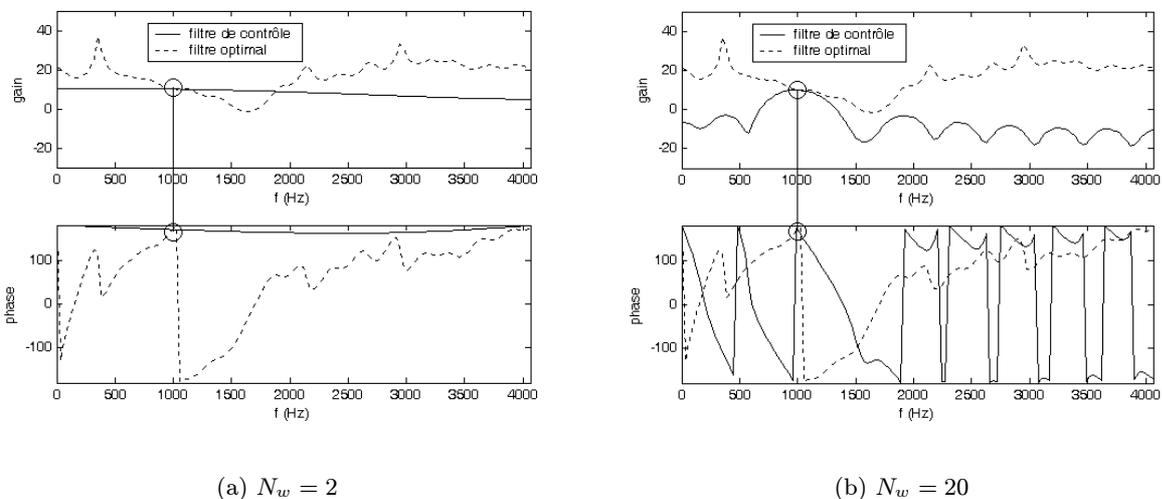


FIG. 2.22 - Filtre calculé et optimal pour différentes valeurs de  $N_w$

Considérons maintenant un signal primaire composé d'un sinus à 800 Hz avec deux harmoniques d'amplitudes respectives 0,8 et 0,4 avec 20 % de bruit blanc. Pour obtenir une atténuation correcte sans amplifier les autres fréquences, on prend un coefficient de convergence égal à 0.3 et un nombre de points de filtre de contrôle égal à 32. Les résultats sont donnés figure 2.23. Il est nécessaire d'augmenter la valeur du coefficient de convergence sinon le deuxième harmonique n'est pas traité, même si on augmente le nombre de points de filtre. Pour une bonne

atténuation, il faut en outre considérer au moins 32 points de filtre pour obtenir de bonnes performances.

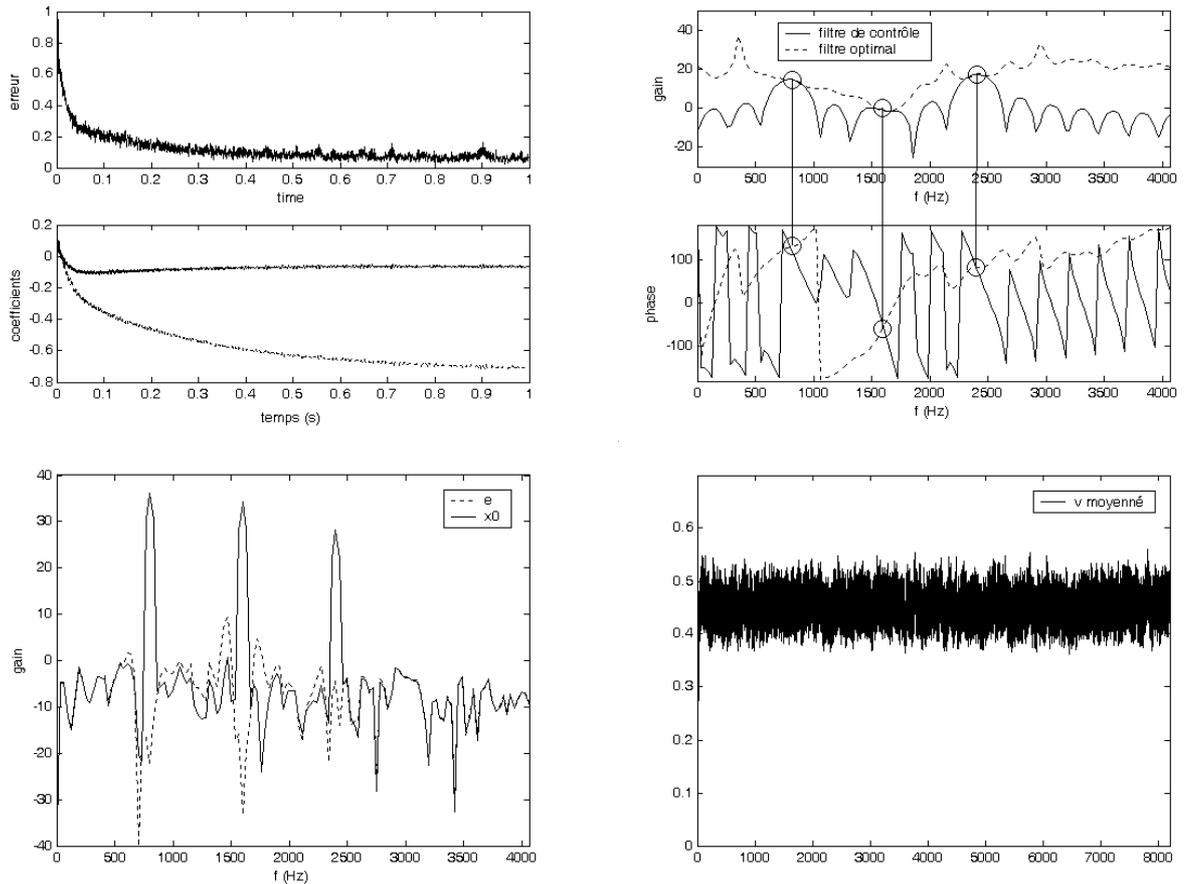


FIG. 2.23 - Contrôle effectué en conditions réelles sur un sinus avec deux harmoniques et 20% de bruit blanc ( $N_w = 32$ )

Cet algorithme répond donc bien pour des sollicitations proches du modèle réel. La présence de bruit blanc n'affecte pas la convergence du contrôleur qui ne traite que les signaux périodiques. Le coefficient de convergence peut être fixé une fois pour toute suivant la configuration à traiter (une ou plusieurs raies).

## Conclusion

L'algorithme à structure I.M.C. a été simulé et étudié pour plusieurs types de perturbations. La modélisation du chemin secondaire  $\hat{G}(z)$  doit être suffisamment précise pour pouvoir vérifier l'égalité  $\hat{G}(z) = G(z)$  sur laquelle repose tout le concept de l'I.M.C.

Afin de ne pas compromettre le contrôle, il faut aussi veiller à ne pas ajouter trop de retard sur la boucle fermée car cela affecte la descente selon la plus grande pente. L'algorithme arrive à traiter facilement des raies spectrales mais avec un nombre de points de filtre non minimal.

L'ajout de bruit blanc dans le signal primaire ne perturbe pas le comportement du contrôleur qui ne traite que la partie périodique, à condition qu'elle émerge du signal primaire et démontre ainsi son adaptabilité à des situations proches de cas réels.

## 2.3 Programmation de l'algorithme mono-voie

L'implémentation a été menée tout d'abord sur une carte «maison» du laboratoire où il a fallu reprendre des programmes assembleurs existants pour les adapter à notre algorithme. En parallèle, nous avons fait l'acquisition d'une carte dSPACE destinée précisément à la programmation du contrôleur. Cette carte, évolutive et plus conviviale, permet d'être pilotée aisément par un programme de génération de schéma-block comme Simulink. C'est aussi l'occasion pour le laboratoire de se doter d'une plate forme utilisant l'algorithme à structure IMC.

Ce paragraphe présente les premiers résultats obtenus lors de l'implémentation de l'algorithme sur la carte du laboratoire et sur la nouvelle carte dSPACE. Les critères de convergence théoriques sont donc testés in situ pour pouvoir à terme adapter l'algorithme à des environnements plus réalistes.

### 2.3.1 La carte DSP du laboratoire

#### Montage expérimental

La figure 2.24 donne le schéma du dispositif expérimental utilisé. La carte de filtrage numérique est insérée dans un PC. Il s'agit d'un filtre qui possède 4 voies d'entrée notées  $E_1, \dots, E_4$  et 5 voies de sortie notées  $S_1, \dots, S_5$  et  $LDAC$ . Plusieurs essais ont été effectués sur l'identification du chemin secondaire (par un sinus ou un bruit blanc), et ce dans la gamme d'étude 800 - 2500Hz.

Le filtrage numérique et la programmation des algorithmes se font par l'intermédiaire d'une carte dont l'architecture est bâtie autour d'un processeur Digital Signal Processing (DSP) de référence : ADSP-2100 (Analog Devices). Cette carte a été entièrement conçue au Centre Acoustique et elle fonctionne sur PC.

Suivant les essais, nous avons utilisé une phase d'identification en fréquence pure et en large bande. Le bruit envoyé sur la source secondaire est généré également par la carte DSP. Cela permet d'avoir directement une référence numérique et simplifie l'ensemble du procédé. On dispose de deux programmes distincts pour l'identification du chemin secondaire et le contrôle proprement dit. La fréquence d'échantillonnage de la carte DSP est fixée à 12800 Hz pour une fréquence de coupure des filtres anti-repliements et de lissage de l'ordre de 3 kHz.

On se place dans le cas où l'on veut réduire des raies de fréquences comprises entre 800 et 2500 Hz. Le nombre de points de filtre est de 8 pour l'identification et le contrôle. Selon les

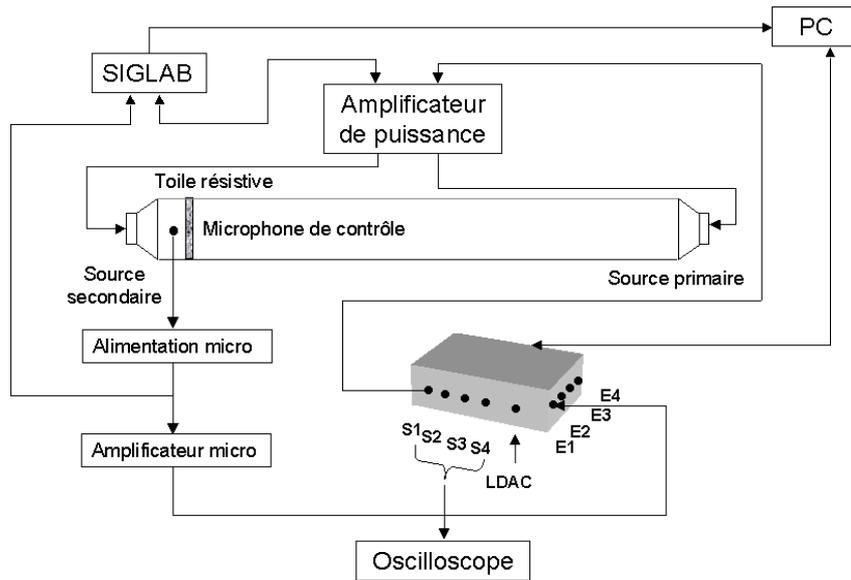


FIG. 2.24 - Montage expérimental

simulations numériques, 2 points pourraient suffire. Cependant, dans les programmes utilisés, le filtre modélisant le chemin secondaire et le filtre de contrôle doivent avoir le même nombre de coefficients. Puisque l'identification du chemin haut-parleur secondaire - microphone de contrôle ne peut se faire avec uniquement deux points (l'identification ne serait alors pas assez précise), on est contraint d'en prendre plus. La mise en œuvre se fait en deux étapes : identification du chemin secondaire puis algorithme de contrôle avec retrait du feedback. On peut aussi changer le coefficient de convergence, réinitialiser le contrôle ou tout simplement l'arrêter. Il n'y a pas de matériau poreux dans le tube pour ces premiers essais.

### 2.3.2 Résultats expérimentaux

#### Identification sinus et algorithme non-normalisé

Les résultats sont tout à fait satisfaisants car on peut observer des atténuations de l'ordre d'une trentaine de décibels (voire plus selon les fréquences considérées) à 800Hz, 1000Hz, 2000Hz et 2500Hz : voir figure 2.25. On constate qu'il existe une limite supérieure pour ce coefficient de convergence, limite au-delà de laquelle l'algorithme diverge, et ce, conformément à la théorie.

Mais une convergence rapide, sûre et conduisant à une atténuation maximale dépend aussi d'autres critères, comme la fréquence d'échantillonnage, le nombre de coefficients des filtres, la bonne identification du chemin secondaire et l'efficacité de la source au point de contrôle. Quant à l'influence du nombre de points du filtre de contrôle, plus ce nombre est élevé, et plus la réponse est satisfaisante à ceci près qu'il existe une valeur seuil au-delà de laquelle apparaît la divergence, l'algorithme disposant en effet de trop d'informations et tente de traiter plus que le sinus.

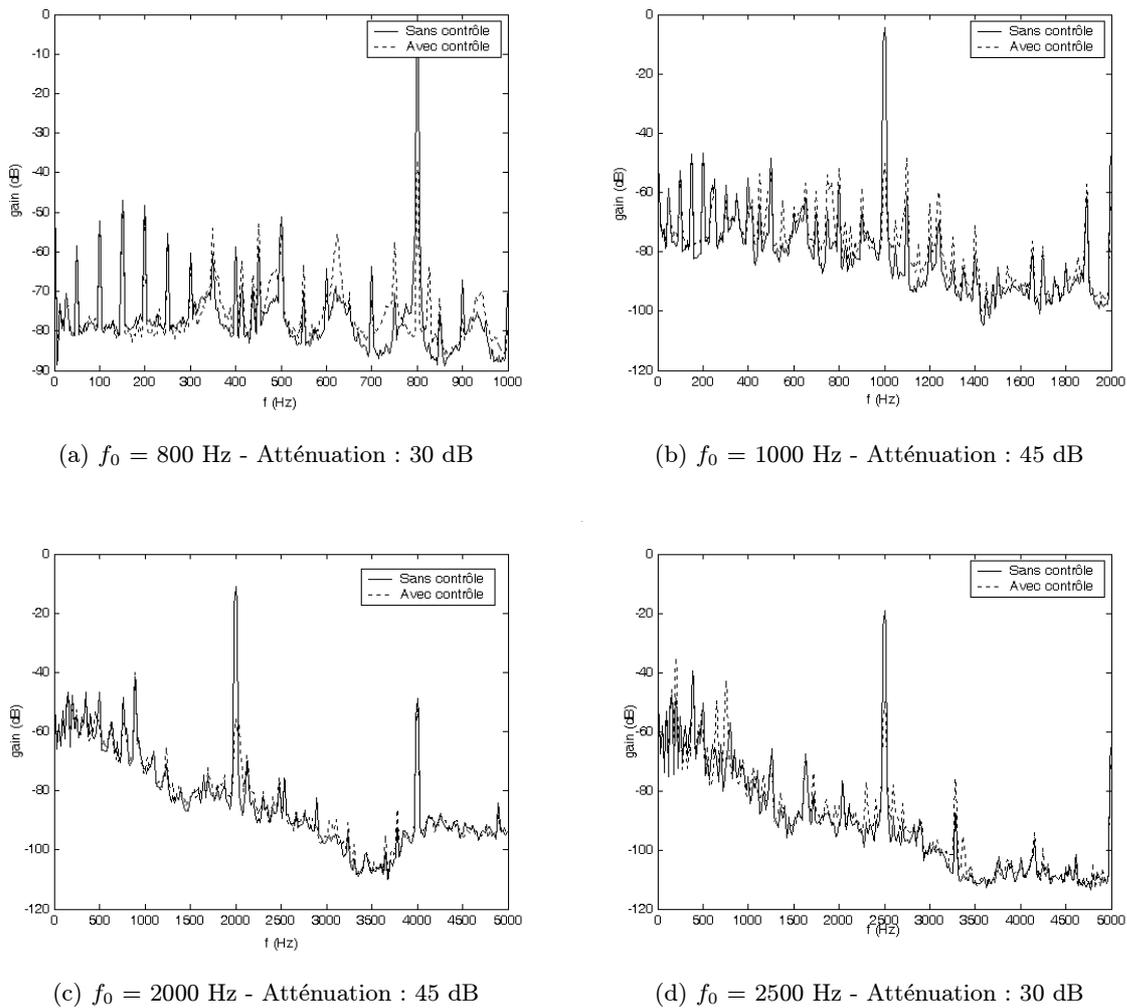


FIG. 2.25 - Spectres au microphone d'erreur. Identification sinus. Algorithme non-normalisé

Toutefois, dans la réalité, on sera confronté à l'émergence de plusieurs sinus à des fréquences balayant toute la gamme d'étude. Ainsi apparaît-il nécessaire d'identifier notre chemin secondaire en large bande.

### Identification bruit blanc et algorithme non-normalisé

La procédure reste la même, l'identification se faisant sur un bruit blanc créé sur la gamme 800-2500 Hz. Le nombre de point de filtre d'identification secondaire est fixé à 64. La vitesse de convergence se révèle légèrement plus lente. On obtient les résultats suivants : voir figure 2.26.

En comparant ces résultats à ceux qui ont été obtenus à l'aide d'une identification en sinus, on constate que l'identification en bruit blanc est mauvaise en basses fréquences mais est satisfaisante en hautes fréquences. Ainsi, à 800 Hz, alors que l'identification sinus permet une atténuation du niveau sonore au point de contrôle de l'ordre de 30 dB, l'identification bruit

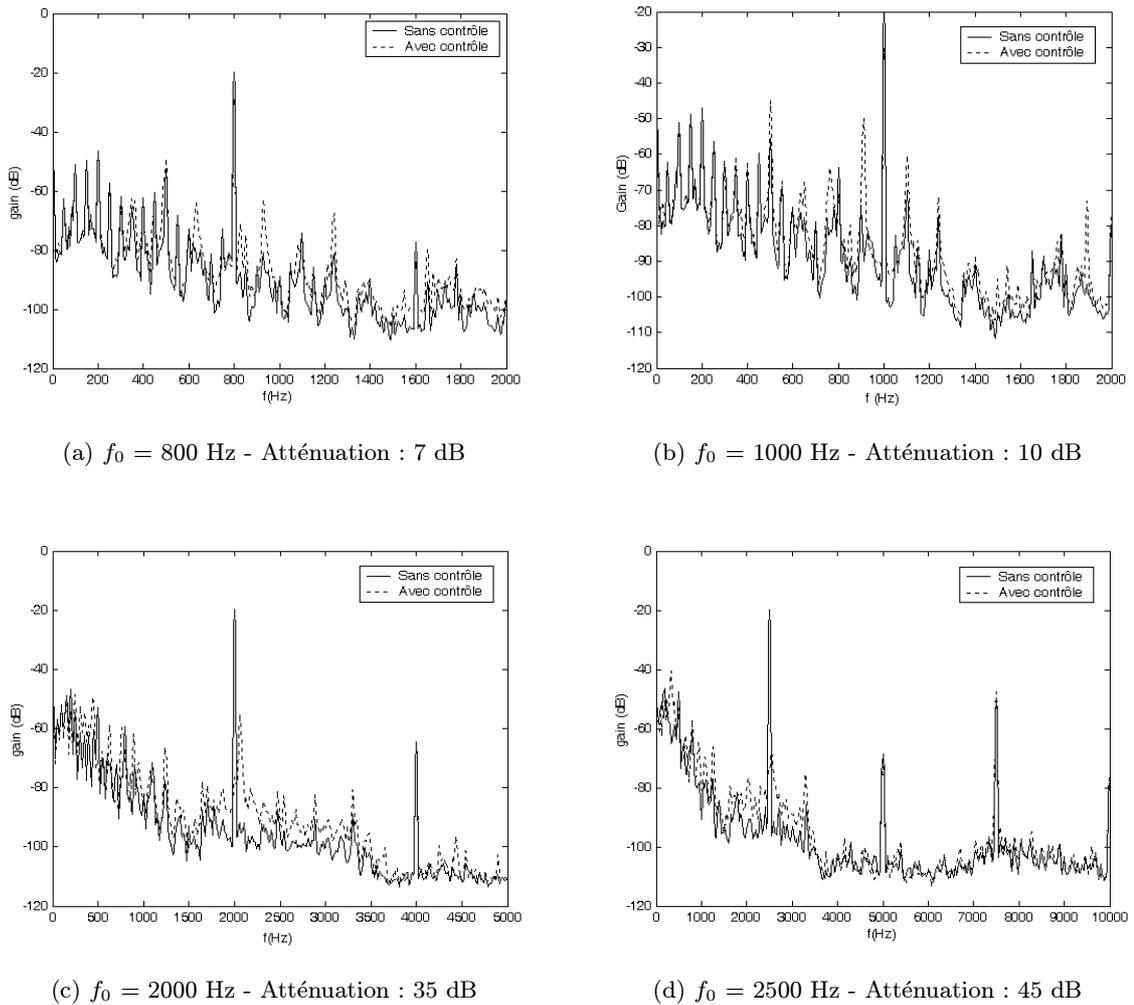


FIG. 2.26 - Spectres au microphone d'erreur. Identification bruit blanc. Algorithme non-normalisé

blanc mène à 10 dB d'atténuation ; idem à 1000 Hz où l'on a 45 dB contre 7 dB. En revanche, la tendance s'inverse en hautes fréquences puisque à 2500 Hz, on compare désormais 30 dB à 45 dB d'atténuation. On s'aperçoit que pour des fréquences supérieures à 2000 Hz, du bruit est régénéré ce qui est dû à un retard dans la boucle de contrôle et la comparaison des niveaux d'atténuation réels sont faussés. Cette erreur a été corrigée lors de l'implémentation de l'algorithme sur la carte dSPACE. Il est aussi évident qu'avec une identification large bande au moyen d'un bruit blanc (surtout sur 64 points), l'information est moins précise qu'avec une identification ponctuelle avec un sinus. Ceci peut expliquer la baisse d'efficacité constatée.

Puisque l'on fait une identification large bande, il paraît légitime de penser que l'on peut a priori traiter autre chose qu'un seul sinus, c'est-à-dire plusieurs sinus ou même du bruit sur une bande étroite. Grâce à Siglab, on peut générer diverses sources primaires. Ainsi, il est possible

de créer un signal se composant de deux sinus, ou encore d'un simple bruit blanc restreint dans le domaine fréquentiel. Cependant, avec ces nouvelles sources primaires, les résultats du contrôle sont décevants. En effet, l'algorithme utilisé n'arrive pas à traiter les deux sinus ni le bruit blanc et diverge alors de manière quasi instantanée.

Comme dans le cas des simulations réalisées sous Matlab, il nous est alors apparu opportun de programmer la version normalisée de l'algorithme LMS feedback temporel à référence filtrée. On devrait pouvoir obtenir un contrôle plus efficace, plus stable et apte à traiter plus efficacement des sources primaires plus complexes.

### Identification bruit blanc et algorithme normalisé

Afin de normaliser l'algorithme de contrôle dans notre programme d'antibruit, il nous a fallu implémenter la division entre le coefficient de convergence et la puissance de la référence filtrée, soit schématiquement  $k/\sigma_n^2$ . Le microprocesseur DSP raisonne en binaire. A chaque entier, il associe un codage sur 40 bits, réservant 8 bits pour le signe, 16 bits pour la partie significative du nombre (MSW : Most Significant Word) et 16 bits pour la partie la moins caractéristique (LSW : Least Significant Word). Ainsi, il n'y a pas de bits réservés aux éventuelles décimales provenant d'un nombre qui ne serait pas un entier. La tâche est ardue en langage assembleur, malgré la présence d'une commande dédiée à ce type d'opération. Benoit Mazeaud [62] a programmé une méthode approchée utilisant les approximations suivant les puissances de 2. Le résultat est bon et suffisant pour ces expériences préliminaires.

Pour comparer l'efficacité du LMS normalisé à celle du LMS classique, on trace les spectres obtenus avec et sans contrôle pour les mêmes fréquences que précédemment, soit 800, 1000, 2000 et 2500Hz (cf. figure 2.27).

Comme on a déjà pu le constater sur les simulations numériques, l'algorithme LMS feedback temporel à référence filtrée normalisé permet d'optimiser la valeur du coefficient de convergence lorsque la puissance est trop faible, c'est-à-dire que l'efficacité du contrôle est accrue dans les basses et hautes fréquences, par rapport à l'algorithme non-normalisé.

### Expériences pour un bruit primaire composé de deux sinus

Si on considère une source primaire composée de deux sinus, l'algorithme arrive bien à atténuer les deux pics (voir figure 2.28). Les résultats sont les mêmes pour un sinus composé d'harmoniques tant que les fréquences à traiter sont inférieures à 3000 Hz.

L'algorithme réagit donc bien pour des signaux primaires composés de plusieurs sinus ou d'harmoniques. On pourrait développer un algorithme normalisé à références multiples, comme le font Galland et Béra [30] mais le temps d'établissement du contrôle dans notre cas est assez rapide.

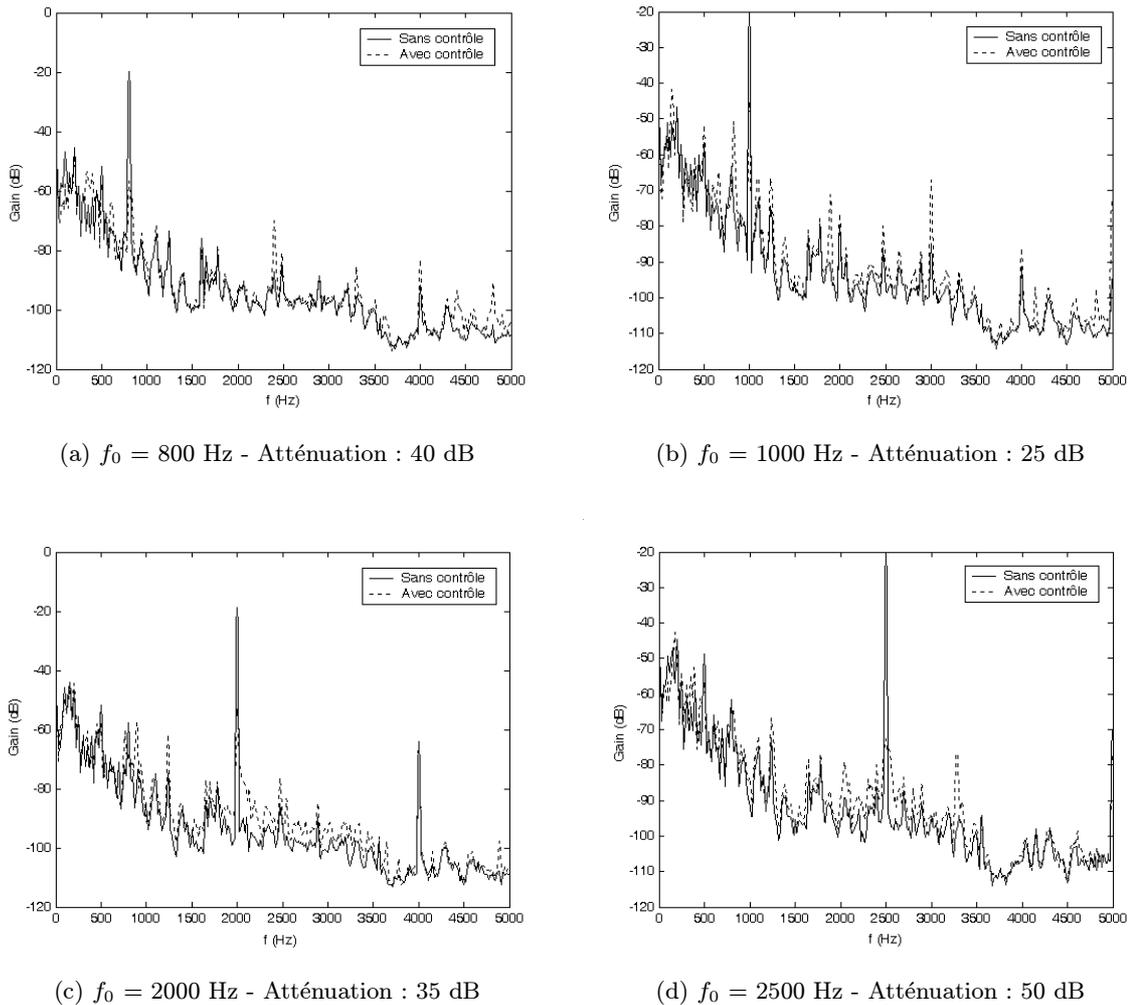
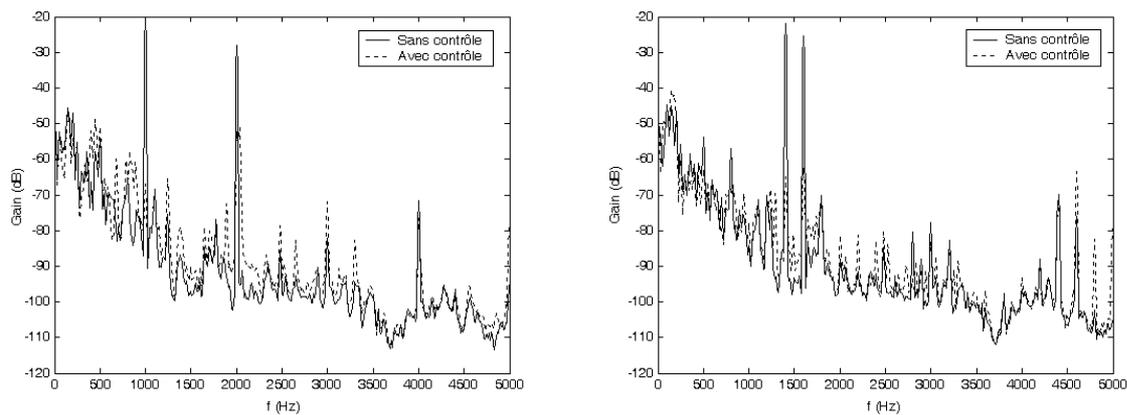


FIG. 2.27 - Spectres au microphone d'erreur. Identification bruit blanc. Algorithme normalisé

### Impédance de surface avec une toile métallique

On place la toile métallique Gantois (i130) dans le tube de Kundt. Sa résistance est proche de celle de l'air soit  $Z_0$ . Pour plusieurs fréquences dans le domaine 800-2500 Hz, on effectue une minimisation de la pression en face arrière grâce à l'algorithme feedback. La figure 2.29 représente l'impédance de surface mesurée dans le tube de Kundt par la méthode classique (voir annexe A) pour les différentes fréquences.

L'impédance en face avant correspond bien à l'objectif de l'absorbant hybride : une partie réelle constante sur tout la bande de fréquences utile et une partie imaginaire presque nulle (légèrement positive).



(a) Atténuation : à 1000 hz, 30 dB - à 2000 Hz, 20 dB

(b) Atténuation : à 1400 hz, 42 dB - à 1600 Hz, 37 dB

FIG. 2.28 - Spectres au microphone d'erreur pour deux sinus

## Conclusion

Avec ces expériences réalisées au tube de Kundt avec la carte DSP, on a pu mettre en évidence quelques points déjà soulevés dans les simulations numériques comme l'importance du choix du nombre de points de filtre de contrôle et l'utilité de la normalisation de l'algorithme LMS feedback à référence filtrée. Ces travaux constituent une première approche du problème. Il convient maintenant d'étudier la validation de cet algorithme à plus grande échelle en utilisant la carte spécifiquement acquise pour ces applications, la carte dSPACE.

### 2.3.3 La carte dSPACE

Pour pouvoir développer à long terme les absorbants actifs, il fallait acquérir du matériel nouveau, évolutif, convivial permettant de programmer simplement et rapidement les nouveaux algorithmes utilisés. Le choix s'est porté sur la carte dSPACE DS1103 qui est utilisée pour des applications générales du type asservissement et contrôle.

L'architecture logicielle pour commander la carte dSPACE est composée de trois grandes parties (cf. figure 2.30 et annexe C) :

- Une partie conception, développement, et validation «off-line» de la modélisation à base de schéma-bloc,
- L'implantation et la compilation de cette modélisation,
- Le chargement, l'exécution, le contrôle et la visualisation en temps réel au niveau du DSP.

Avec les outils de modélisation à base de schéma-bloc, comme MATLAB/Simulink, la conception et la validation des modèles se fait dans un premier temps par **une simulation offline**.

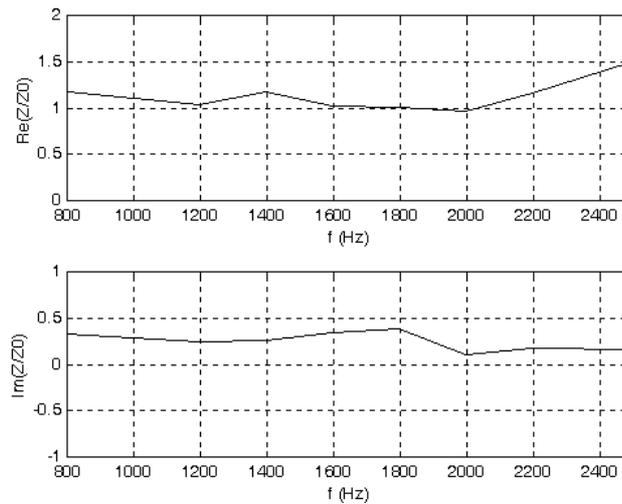


FIG. 2.29 - Impédance normale en face avant du poreux avec une minimisation de pression en face arrière

Ces modèles sont la base pour toutes les étapes futures de développement. MATLAB offre une plate-forme pour le calcul numérique, l'analyse et la visualisation.

### L'environnement MATLAB-Simulink

Simulink est un environnement interactif intégré avec le noyau de calcul numérique MATLAB pour la modélisation, la simulation offline avec des **schéma-blocs** faciles à utiliser et un environnement de simulation dynamique, destiné principalement aux systèmes qui peuvent être décrits à l'aide d'équations différentielles.

L'intégration étroite du logiciel dSPACE et de l'outil de modélisation MATLAB/Simulink offre la plus grande efficacité de test possible.

### L'environnement dSPACE

**Real-Time Workshop** génère à partir des schémas-blocs le code C qui est la base pour le traitement ultérieur dans notre **Interface temps réel (RTI Real Time Interface)**.

Pour l'exploitation des données, dSPACE Simulator 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, un peu 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. Il est évident que toutes ces simulations s'effectuent en temps réel en utilisant les mêmes outils et les mêmes interfaces utilisateur.

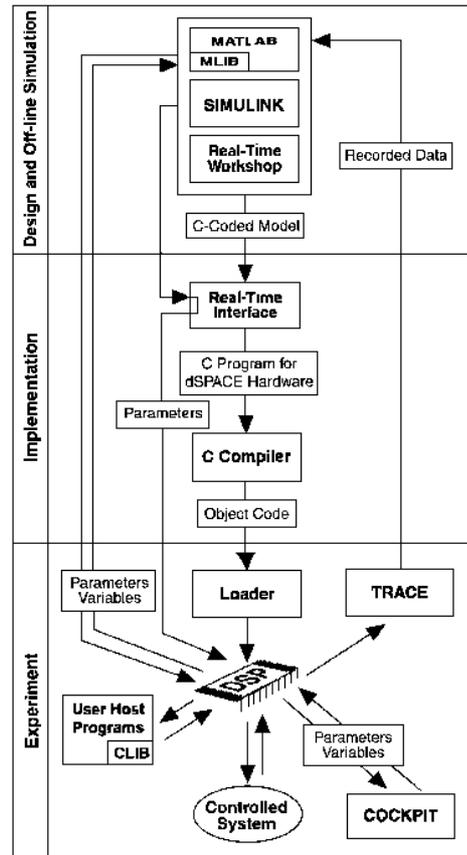


FIG. 2.30 - Architecture logicielle de dSPACE

Remarquons tout de même que la carte dSPACE ne comporte **ni de filtre anti-repliement ni de filtre de lissage**, ceci pour accélérer le processus de contrôle temps réel, selon le constructeur. Les essais préliminaires ont montrés que le contrôle ne pouvait fonctionner si les signaux de contre-bruit n'était pas lissés. Pour ce faire, j'ai utilisé des filtres analogiques «Schlumberger» passe-bas (Butterworth, d'ordre 8) disponibles au laboratoire.

### Schéma bloc de l'identification

La figure 2.31 représente le schéma bloc de la phase d'identification du chemin secondaire. Les blocs ADC ou DAC sont en fait les convertisseurs analogique-numérique ou numérique-analogique disponibles sur la carte, c'est-à-dire les entrées - sorties de cette carte.

Ainsi, les blocs ADC permettent l'acquisition de données de l'environnement extérieur : on récupère ici l'erreur sur la carte. En revanche, les blocs DAC envoient les données à l'extérieur : on récupère ici, sur un oscilloscope par exemple, le signal permettant l'identification, c'est-à-dire un sinus dans notre cas, et la sortie du bloc LMS (Adaptive Filter), soit, si l'identification est bonne, le sinus d'entrée. Ceci nous permet alors d'exporter, moyennant un programme Matlab, le filtre d'identification, nommé  $M_i$ .

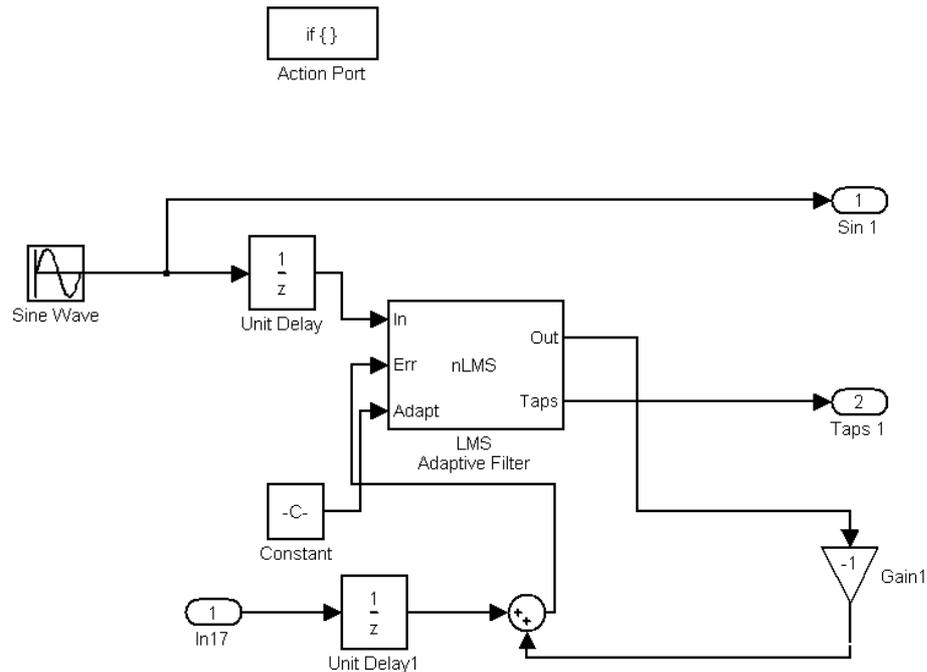


FIG. 2.31 - Schéma bloc de la phase d'identification du chemin secondaire sous dSPACE

### Schéma bloc du contrôleur

Le schéma bloc du contrôleur est représenté figure 2.32, la source primaire étant générée par la carte, *indépendamment* de la phase de contrôle (bloc DAC 1). Il faut noter de suite que l'algorithme est normalisé et que pour des raisons de place mémoire (surtout pour un contrôle multi-voies, voir chapitre 4), l'identification se fera pratiquement toujours sur le ou les sinus à traiter.

On obtient le même comportement et les mêmes atténuations pour des essais mono-voie avec la carte dSPACE qu'avec la carte «maison», l'intérêt de présenter les mêmes courbes est assez limité.

### Conclusion

Le choix d'un contrôleur feedback se relève être une approche prometteuse et novatrice pour notre concept d'absorbant hybride car on ne dispose pas nécessairement d'une détection suffisamment cohérente de la perturbation amont pour avoir recours à un contrôle prédictif. Plusieurs stratégies de contrôle sont à notre disposition mais l'application visée requiert un contrôle adaptatif, ce qui écarte toute idée de contrôle analogique classique.

L'orientation de mon travail sur l'utilisation d'algorithmes numériques a été guidée par le type de bruit à traiter : des raies spectrales. Un état de l'art a montré que l'algorithme à structure IMC paraissait adapté pour atténuer des composantes périodiques mais peu d'études nous

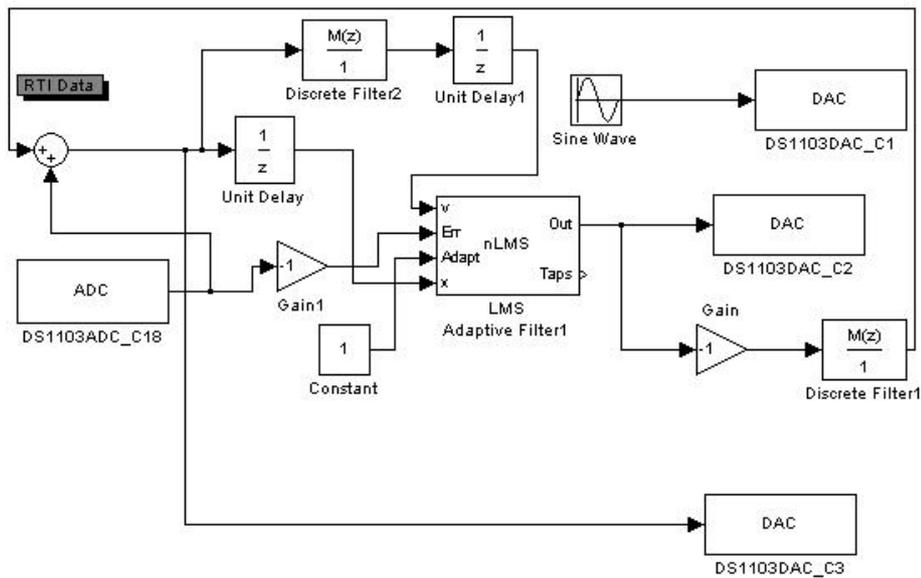


FIG. 2.32 - Schéma bloc du contrôleur numérique sous dSPACE

permettaient alors de comprendre précisément le fonctionnement et les limites de cet algorithme. C'est pourquoi j'ai programmé une simulation de cet algorithme avant de l'implémenter sur une carte contrôleur du laboratoire. Une étude détaillée de l'influence des divers paramètres, menée par Benoit Mazeaud, a permis de mieux cerner le fonctionnement de cet algorithme, en particulier le fait qu'il faille éviter tout retard dans la boucle de contrôle, au risque de le faire diverger.

Contrairement aux architectures feedback traditionnelles, cet algorithme, basé sur la construction d'une référence interne censée représenter au mieux la perturbation primaire, permet en outre de bénéficier d'une certaine souplesse dans le temps de calcul et de passage des filtres. Les simulations et les expériences ont prouvé la bonne adaptabilité du contrôle même en présence d'une perturbation gênante comme du bruit blanc par exemple. On retrouve aussi les critères de convergence classiques de l'algorithme LMS à référence filtrée et le même comportement pour un contrôle multi-raies. L'implémentation mono-voie et le debugage de cet algorithme sur une nouvelle carte du laboratoire permettra de faire évoluer l'algorithme pour une extension future du cas mono-voie au multi-voies qui sera traitée dans le chapitre 4.

## Chapitre 3

# Modélisation vibroacoustique du transducteur piézo-électrique

Dans le design et l'optimisation d'un absorbant hybride, il faut séparer les différentes composantes que nous serons amenés à étudier et à améliorer. En particulier, pour rendre l'absorbant actif, une source secondaire est nécessaire. Le choix technologique s'est porté sur un actionneur piézo-électrique, moins encombrant et moins lourd qu'un haut-parleur classique. Cette technologie permet d'obtenir des niveaux sonores suffisants sur sa première résonance qu'il faut fixer en fonction de la bande de fréquences à traiter.

De précédentes expériences avec un tel actionneur ont montré des limites technologiques qu'il fallait considérer, en particulier un premier pic de résonance très aiguë, peu amorti et surtout des **modes parasites en hautes fréquences** qui perturbaient la stabilité globale du contrôle actif en boucle fermée. Le but est donc d'améliorer ces caractéristiques, par une modélisation complète de la cellule active, tout en sachant qu'il faudra fournir des niveaux acoustiques intenses (150 dB environ) pour s'adapter aux spécifications.

Dans un premier temps, nous rappellerons le principe de fonctionnement de l'actionneur. Ensuite, nous détaillerons les diverses simulations choisies (formulations éléments finis et analytique). Les deux cavités de la cellule, à l'avant et à l'arrière de l'actionneur, et les interactions fluide-structure en résultant seront modélisées. Le choix optimal de placement du microphone d'erreur sera aussi discuté. Nous retiendrons finalement **un seul prototype** correspondant aux critères définis.

Ce qui va être présenté dans ce chapitre résulte de développements tirés du livre de Fuller [27] (1996) sur le contrôle actif des vibrations et du livre de Hansen [38] (1997). La thèse de Rizet [78] (1999) détaille, quant à elle, la mise en équation de la vibration en flexion d'une plaque mince et son application au modèle statique d'un actionneur piézo-électrique distribué sur une poutre. La rapport de DEA de Julien Picard [70] (1998) donne une bonne piste de départ pour la compréhension du fonctionnement des actionneurs piézo-électriques et leurs applications pour le programme européen Resound.

## 3.1 Principe d'un transducteur piézo-électrique

### 3.1.1 Spécifications

Le design de la source secondaire est une étape cruciale dans le processus global de réalisation de l'absorbant actif. L'ensemble ne doit pas dépasser une certaine épaisseur (2 à 3 cm). L'actionneur doit être léger et robuste pour pouvoir ensuite être adapté à terme dans des situations réelles comme les nacelles de turboréacteur. Il doit évidemment pouvoir générer des niveaux très importants dans la gamme 500-2500 Hz. Le choix d'un actionneur piezo-électrique répond donc aux exigences d'encombrement et d'efficacité acoustique.

### 3.1.2 Généralités sur les céramiques piézo-électriques

La piézo-électricité est la propriété que présentent certains corps de se charger électriquement lorsqu'ils sont soumis à une contrainte mécanique. Elle existe de façon naturelle dans des cristaux comme le quartz ou le sel de seignette où elle est due à la structure cristalline comprenant des charges positives ou négatives : une contrainte mécanique engendre un déplacement électrique et polarise ainsi le cristal. C'est l'effet piézo-électrique direct. Inversement, un champ électrique appliqué sur le cristal provoque une déformation. Les céramiques piézo-électriques possèdent des propriétés similaires mais qui proviennent de leur caractère ferroélectrique : à un champ exciteur  $E$  correspond une polarisation  $P$ , et la courbe liant  $P$  à  $E$  est une courbe fermée montrant un phénomène d'hystérésis et l'existence d'une polarité rémanente.

Les céramiques piézo-électriques sont réalisées par frittage d'oxydes ou de sels de plomb, de zirconium et de titane. Les composés sont de formules générales :  $PbTi_{1-x}Zr_xO_3$   $x$  étant voisin de 0,5.

Les céramiques sont d'abord soumises à un champ électrique intense, qui va susciter une polarisation rémanente considérable : c'est l'opération de polarisation. La céramique devient ferroélectrique, et ainsi piézo-électrique. De façon pratique, la polarisation s'accompagne de contraintes mécaniques dont la libération lente entraîne un retour progressif à l'état désordonné. C'est le vieillissement des céramiques, qui est une fonction logarithmique du temps. Les céramiques piézo-électriques perdent donc leurs propriétés au cours du temps et les coefficients donnés par les fabricants sont des coefficients mesurés après polarisation.

Enfin, une élévation de température tend à détruire l'alignement des dipôles élémentaires apparus sous l'effet du champ électrique et à rompre ainsi la polarisation. On définit une température  $T_c$  dite de Curie, au delà de laquelle intervient la dépolarisation. Pratiquement, on utilise les matériaux piézo-électriques en dessous de  $T_c/2$ . Les céramiques ont notamment pour avantage de posséder une température de Curie nettement plus élevée que la plupart des cristaux piézo-électriques.

### 3.1.3 Caractéristiques des matériaux piézo-électriques

Le comportement des matériaux piézo-électriques peut être modélisé par des relations linéaires entre les grandeurs électriques et mécaniques. En réalité, des phénomènes d'hystérésis interviennent mais il est courant de les négliger dans une première approche. Les relations piézo-électriques lient les déformations  $S_{ij}$ , les contraintes  $T_{ij}$  et le champ électrique  $E_i$  ainsi que le déplacement électrique induit  $D_i$ .

Il est usuel d'utiliser ces relations sous la forme matricielle :

$$S_{ij} = s_{ijkl}^E T_{kl} + d_{ijk} E_k \quad (3.1a)$$

$$D_i = d_{kli} T_{kl} + \epsilon_{ik}^T E_k \quad (3.1b)$$

Cependant, pour les céramiques, de nombreux coefficients sont nuls et une renumérotation des directions permet une écriture simplifiée. Les directions sont numérotées selon les axes suivants (figure 3.1) :

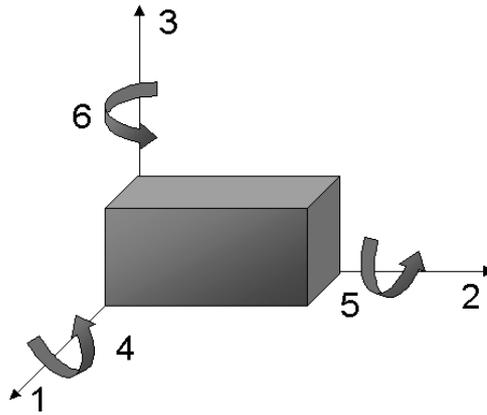


FIG. 3.1 - Axes et définitions des indices

La polarisation du matériau est dans la direction 3, conformément au choix usuel. La matrice des relations constitutives prend alors la forme :

$$\begin{pmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \epsilon_1^T & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & \epsilon_1^T & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_3^T & d_{13} & d_{13} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d_{13} & s_{11} & s_{12} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d_{13} & s_{12} & s_{11} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d_{33} & s_{13} & s_{13} & s_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & d_{15} & 0 & 0 & 0 & 0 & s_4 & 0 & 0 \\ d_{15} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_6 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Les coefficients  $s$  sont nommés «compliance» ou souplesse élastique, rapports des déformations aux contraintes. Les coefficients  $\epsilon$  sont des constantes diélectriques du matériau. Enfin, les coefficients  $d$  sont des coefficients entraînant le couplage électromécanique. Ce sont principalement ces coefficients qui déterminent l'efficacité d'une céramique.

Nous avons présenté les relations usuelles donnant  $D$  et  $S$  en fonction de  $E$  et  $T$  mais d'autres formes sont aussi utilisées. Ainsi, on peut écrire la matrice liant  $D$  et  $T$  à  $E$  et  $S$ , ce qui est plus pratique pour les déformations de la structure. Cette matrice a une forme similaire à la précédente :

$$\begin{pmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \\ T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \epsilon_1^S & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 \\ 0 & \epsilon_1^S & 0 & 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_3^S & e_{13} & e_{13} & e_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e_{13} & c_{11} & c_{12} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e_{13} & c_{12} & c_{11} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e_{33} & c_{13} & c_{13} & c_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e_{15} & 0 & 0 & 0 & 0 & c_4 & 0 & 0 \\ e_{15} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_6 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Il faut choisir selon le cas les couples de grandeurs physiques les plus adaptés.

### 3.1.4 Principe de l'actionneur bimorphe

#### Déplacements induits par une tension électrique

Les céramiques piézo-électriques soumises à une tension engendrent des déplacements très faibles, à moins que l'épaisseur de la céramique ou des couches de céramiques (elles peuvent être empilées et branchées en série) soit importante. Typiquement dans notre application, nous recherchons des actionneurs permettant des déplacements au moins de l'ordre de la dizaine du micron. Or, on peut écrire la déformation libre de la céramique par :

$$\epsilon = d_{33} \times E \quad (3.4)$$

où  $d_{33}$  est une constante électromécanique de la céramique et  $E$  est le champ appliqué. Nous pouvons donc en déduire le déplacement global  $Depl$ , qui dépend de l'épaisseur de la céramique et vaut :

$$depl = e \times \epsilon \quad (3.5)$$

Ainsi, pour obtenir un déplacement d'un micron, en tenant compte de la limitation du champ applicable à la céramique (typiquement inférieur à 500 V/mm) et du coefficient électromécanique

envisageable (de l'ordre de  $100e^{-12}$ ), nous trouvons une épaisseur nécessaire de 20 cm, ce qui est irréalisable dans nos applications. Afin d'obtenir un actionneur dont les déplacements soient suffisants pour un contrôle actif à fort niveau, nous devons donc envisager une action des céramiques piézo-électriques en couplage avec la structure vibrante.

### Flexion d'une plaque par des céramiques piézo-électriques

Un montage classique de céramiques consiste à utiliser la déformation longitudinale d'une céramique fixée à une plaque afin de la contraindre en flexion. En effet, la plaque étant de surface importante, la déformation de la plaque est alors beaucoup plus conséquente. On peut aussi envisager l'utilisation bilatérale de deux céramiques montées de manière à se déformer en opposition sur la membrane. Ce genre de dispositif est couramment désigné par le nom de «bimorphe» (voir figure 3.2). Une plaque est donc excitée sur sa première résonance par deux céramiques piézo-électriques montées de manière à se déformer en opposition sur la plaque. L'action bilatérale de céramiques permet de doubler l'action sur la plaque et donc d'améliorer les déplacements, ce qui se révèle crucial dans notre application pour laquelle les niveaux sonores requis sont élevés.

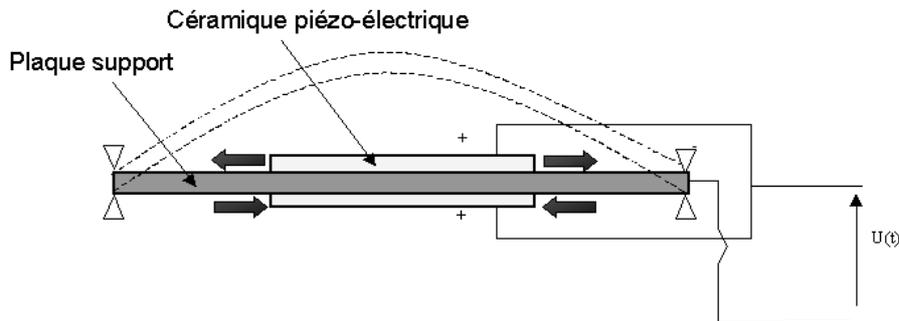


FIG. 3.2 - Montage d'un actionneur bimorphe

#### 3.1.5 Modélisation analytique de l'actionneur bimorphe

Le comportement linéaire des céramiques piézo-électriques est bien décrit par les relations constitutives introduites auparavant. Ces relations invitent à une résolution tridimensionnelle (par éléments finis) du problème dynamique de l'action des céramiques dans la structure bimorphe.

Cependant, dans un souci de modélisation ultérieure du couplage vibroacoustique de l'actionneur avec les cavités acoustiques du montage final, nous avons préféré dimensionner la source par une modélisation analytique du problème grâce aux approximations de plaque traditionnelles (Love-Kirchhoff). La modélisation par éléments finis nous permettra plus tard, voir section 3.2.1, de comparer les deux modèles pour pouvoir valider notre approche analytique.

### Equation dynamique de plaque

Nous utilisons deux hypothèses :

- l'approximation de Love-Kirchhoff pour notre plaque.
- l'action des céramiques est calculée en écrivant l'équilibre statique local de la structure qui implique que le moment dans la plaque et les céramiques est nul.

Le moment exercé par les céramiques est ensuite reporté dans une équation de plaque où la masse et la raideur varient puisque les céramiques, de masse et de raideur non négligeables par rapport à la plaque, ne la couvrent pas entièrement (voir Hansen [38]).

Pour des actionneurs de faible épaisseur, l'allongement  $\Delta L$  produit par une tension appliquée (voir figure 3.3) est normal à la direction de polarisation (ici 3). Dans la formulation analytique, c'est la constante électromécanique de la céramique  $d_{31}$  qui représente la contrainte mécanique produite par le champ électrique appliqué. Sa valeur pour des matériaux piézo-électriques du commerce est de l'ordre de  $166e^{-12}$ . Pour une tension donnée  $V$ , l'allongement  $\Delta L$  est donnée par la formule :

$$\frac{\Delta L}{L} = d_{31} \frac{V}{e} = \Lambda \quad (3.6)$$

où  $e$  est l'épaisseur de la céramique piézo-électrique.

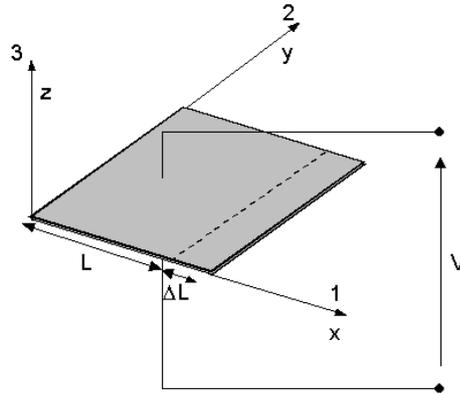


FIG. 3.3 - Extension d'un actionneur piézo-électrique de faible épaisseur pour une tension donnée  $V$

Dans notre cas, la céramique piézo-électrique n'occupe pas toute la surface de la plaque. L'étude se base sur une configuration à deux dimensions ( $x$  et  $y$ ) avec l'hypothèse d'égalité des contraintes dans les directions  $x$  et  $y$ . L'équation du mouvement de la plaque excitée par l'actionneur piézo-électrique s'écrit alors :

$$(D_s + D_{PZT}S(x, y))\nabla^4 w(x, y, t) + (m_s + m_{PZT}S(x, y))\frac{\partial^2 w}{\partial t^2} - p(x, y, t) = M_s \Delta S(x, y) \quad (3.7)$$

où  $S(x, y) = 1$  quand la céramique piézo-électrique (épaisseur  $e$ ) est en contact sur la plaque (épaisseur  $h$ ) et  $S(x, y) = 0$  partout ailleurs.

La rigidité en flexion et la masse surfacique de la plaque valent :

$$D_s = \frac{E_s h^3}{12(1 - \nu_s)} \quad (3.8a)$$

$$m_s = \rho_s h \quad (3.8b)$$

La rigidité en flexion et la masse surfacique des céramiques piézo-électriques valent :

$$D_p = \frac{2}{3} \frac{E_p}{1 - \nu_p^2} [(h/2 + e)^3 - (h/2)^3] \quad (3.9a)$$

$$m_{PZT} = 2\rho_{PZT}e \quad (3.9b)$$

Le moment de flexion de la plaque sur les bords du piézo-électrique  $M_s$  s'écrit :

$$M_s = CD_s(1 + \nu_s) \quad (3.10a)$$

$$C = -\frac{C_p(1 + \nu_p)\epsilon_0}{D_s(1 + \nu_s) + D_p(1 + \nu_p)} \quad (3.10b)$$

$$C_p = \frac{E_p}{1 - \nu_p^2} ((h/2 + e)^2 - (h/2)^2) \quad (3.10c)$$

$$\epsilon_0 = d_{13}E_3 \text{ où } E_3 \text{ est la tension appliquée au piézo-électrique} \quad (3.10d)$$

$\epsilon_0$  est la déformation libre. Dans les approches statiques habituelles, il convient généralement de négliger l'épaisseur des céramiques piézo-électriques, ou plus précisément de négliger leur raideur  $D_p$  devant celle de la plaque  $D_s$  ainsi que leur masse surfacique devant celle de la plaque (donc leur inertie). L'action des céramiques est donc retenue de façon complètement externe en réécrivant la valeur de  $M_s$  avec l'expression  $C$  ci-dessus.

Dans l'hypothèse où la plaque est maintenant finie et la raideur des céramiques négligeables, le moment considéré s'écrit alors :

$$M_s = D_s(1 + \nu_s)(-C) + D_p(1 + \nu_p)(-C) \quad (3.11)$$

L'effet des céramiques dans la situation dynamique générale est donc analysé comme un moment supplémentaire ajouté aux moments de déformation simple de la plaque. Ce moment supplémentaire vaut :

$$M_s = c_0 \epsilon_0 \quad (3.12)$$

La déformation libre et le coefficient de moment des céramiques valent :

$$\epsilon_0 = d_{13}E_3 \text{ où } E_3 \text{ est le champ électrique appliqué au piézo-électrique} \quad (3.13)$$

$$c_0 = \frac{E_p}{1 - \nu_p^2} (1 + \nu_p) [(h/2 + e)^2 - (h/2)^2] \quad (3.14)$$

Et on peut réécrire l'équation du mouvement du système en prenant en compte ces hypothèses simplificatrices :

$$(D_s + D_{PZT}S(x, y)) \nabla^4 w(x, y, t) + (m_s + m_{PZT}S(x, y)) \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} - p(x, y, t) = -c_0 \epsilon_0 \Delta S(x, y) \quad (3.15)$$

Le déplacement  $w(x, y, t)$  du système plaque + céramiques piézo-électriques peut être déduit par expansion modale :

$$w(x, y, t) = e^{j\omega t} \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{m=1}^{+\infty} A_{nm} \phi_{nm}(x, y) \quad (3.16)$$

Les formes propres  $\phi_{nm}(x, y)$  pour la plaque seule (avec l'hypothèse d'appuis simples) s'écrivent :

$$\phi_{nm}(x, y) = \sin\left(\frac{n\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{m\pi y}{b}\right) \quad (3.17a)$$

$$\omega_{nm}^2 = \pi^2 \frac{D_s}{m_s} \left[ \left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2 \right] \quad (3.17b)$$

Si l'on considère l'ensemble plaque + céramiques piézo-électriques, on fait l'hypothèse que les formes propres sont les mêmes ce qui est une bonne approximation si l'on considère que les céramiques piézo-électriques rajoutent peu de masse et de raideur à la plaque. Cette hypothèse est valide si l'épaisseur  $h$  de la plaque est 3 à 4 fois supérieure que celle des céramiques  $e$ . On considère (voir figure 3.4) une céramique piézoélectrique de section rectangulaire (dimensions  $\Delta x \times \Delta y$ ) dont le centre est positionné en  $(x_0, y_0)$  et on obtient donc pour les formes propres et pulsations propres :

$$\phi_{nm}(x, y) = \sin\left(\frac{n\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{m\pi y}{b}\right) \quad (3.18a)$$

$$\omega_{nm}^2 = \pi^2 \frac{D_s ab + D_p \Delta x \Delta y}{m_s ab + m_{PZT} \Delta x \Delta y} \left[ \left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2 \right] \quad (3.18b)$$

En utilisant l'expression 3.18 dans 3.16 et en multipliant l'équation 3.7 par  $\phi_{n'm'}(x, y)$ , le terme de gauche devient :

$$\int_0^a \int_0^b \sin(\gamma_{n'} x) \sin(\gamma_{m'} y) \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{m=1}^{+\infty} A_{nm} \sin(\gamma_n x) \sin(\gamma_m y) [D(\gamma_n^2 + \gamma_m^2) - m\omega^2] dx dy \quad (3.19)$$

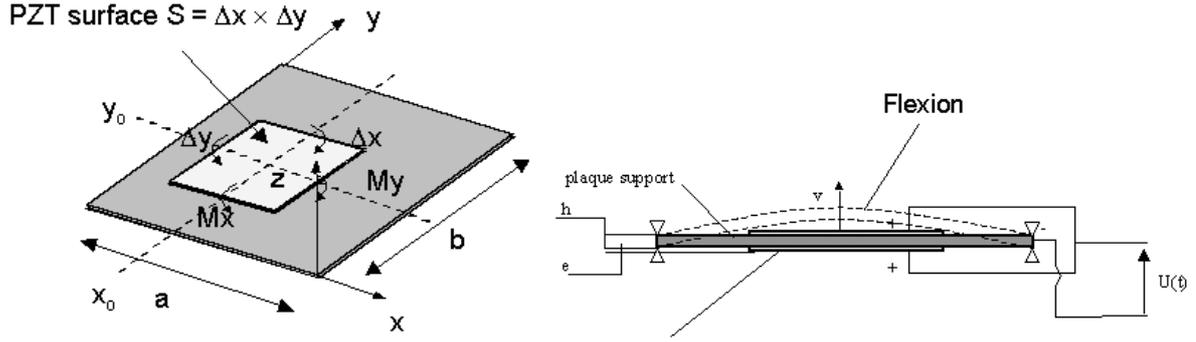


FIG. 3.4 - Plaque rectangulaire excitée par deux céramiques piézo-électriques rectangulaires

Avec  $\gamma_n = n\pi/a$ ,  $\gamma_m = m\pi/b$ ,  $D = D_s ab + D_{PZT} \Delta x \Delta y$  et  $m = m_s ab + m_{PZT} \Delta x \Delta y$ . Après intégration sur la surface  $A_s = ab$  de la plaque et grâce aux propriétés d'orthogonalité des modes, le terme de gauche devient :

$$\frac{A_s}{2} A_{nm} [D(\gamma_n^2 + \gamma_m^2) - m\omega^2] \quad \text{Où } n' = n, m' = m \quad (3.20)$$

Il faut ensuite évaluer le terme source qui représente la force induite par les piézo-électriques, ce qui revient à évaluer l'intégrale suivante I :

$$I = \int_S M_s \Delta S(x, y) \phi_{n'm'} dx dy \quad \text{avec } n'=n \text{ et } m'=m \quad (3.21)$$

pour cela, il faut expliciter  $S(x, y)$  :

$$S(x, y) = [u(x - x_1) - u(x - x_2)][u(y - y_1) - u(y - y_2)] \quad (3.22)$$

avec u fonction Heavyside et :

$$x_1 = x_0 - \frac{\Delta x}{2} \quad (3.23a)$$

$$x_2 = x_0 + \frac{\Delta x}{2} \quad (3.23b)$$

$$y_1 = y_0 - \frac{\Delta y}{2} \quad (3.23c)$$

$$y_2 = y_0 + \frac{\Delta y}{2} \quad (3.23d)$$

par définition du Laplacien en coordonnées cartésiennes, on obtient :

$$\Delta S(x, y) = \frac{\partial^2 S(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 S(x, y)}{\partial y^2} \quad (3.24a)$$

$$\Delta S(x, y) = [\delta'_x(x - x_1) - \delta'_x(x - x_2)][u(y - y_1) - u(y - y_2)] + [u(x - x_1) - u(x - x_2)][\delta'_y(y - y_1) - \delta'_y(y - y_2)] \quad (3.24b)$$

$\delta'_x$  représente une dérivation spatiale par rapport à  $x$  et  $\delta'_y$  par rapport à  $y$ . Cela nous donne finalement :

$$I = -2M_s \frac{\gamma_n^2 + \gamma_m^2}{\gamma_n \gamma_m} (\cos(\gamma_n x_1) - \cos(\gamma_n x_2)) (\cos(\gamma_m y_1) - \cos(\gamma_m y_2)) \quad (3.25)$$

compte-tenu de l'égalité suivante :

$$(\cos(\gamma_n x_1) - \cos(\gamma_n x_2)) = \frac{1}{2} (\sin(\gamma_n x_0) \sin(\gamma_n \Delta x / 2)) \quad (3.26)$$

on peut aussi écrire  $I$  sous la forme :

$$I = -2M_s \frac{\gamma_n^2 + \gamma_m^2}{\gamma_n \gamma_m} \frac{1}{4} (\sin(\gamma_n x_0) \sin(\gamma_n \Delta x / 2)) (\sin(\gamma_m y_0) \sin(\gamma_m \Delta y / 2)) \quad (3.27)$$

les coefficients  $A_{nm}$  sont alors donnés par l'expression :

$$A_{nm} = \frac{M_s (\gamma_n^2 + \gamma_m^2)}{(m_s A_s + m_{PZT} \Delta x \Delta y) (\omega_{nm}^2 - \omega^2) \gamma_n \gamma_m} (\sin(\gamma_n x_0) \sin(\gamma_n \Delta x / 2)) (\sin(\gamma_m y_0) \sin(\gamma_m \Delta y / 2)) \quad (3.28)$$

Un amortissement hystérétique est implémenté simplement en remplaçant  $\omega_{nm}$  par  $\omega_{nm}(1 + j\eta)$  avec  $\eta \simeq 5\%$

L'expression de  $A_{nm}$  est ainsi calculée en intégrant chaque contribution modale sur la surface des céramiques. Son calcul permet d'optimiser la position et la taille des céramiques de manière à :

- augmenter la facteur de participation modale des modes entre 500 et 2500 Hz afin d'augmenter le rendement du transducteur dans cette bande de fréquence,
- diminuer les facteurs de participation modaux des modes au delà de cette dernière afin de minimiser leur contribution néfaste dans la boucle de contrôle («spill over»).

La solution retenue est donc de placer la première résonance du système au milieu de la bande «utile», soit vers 1500 Hz, ou même plus bas si comme les premières expériences ont semblé le montrer (chapitre 1) le contrôle n'est vraiment utile qu'aux fréquences inférieures à 1800 Hz et de rejeter les modes d'ordres supérieurs après 2500 Hz.

La modélisation, l'optimisation et le design de la source secondaire ont été menés en partenariat avec la société Metravib RDS qui possède déjà de l'expérience dans le domaine des transducteurs piézo-électriques. C'est aussi Metravib RDS, par l'intermédiaire de Jocelyn Périsset et Eloi Gaudry [35], qui s'est occupée de l'optimisation vibratoire du transducteur et de la fabrication du prototype. Après avoir adapté le modèle Ansys et montré son inadéquation pour traiter notre cas, j'ai implémenté le modèle analytique de Jocelyn Périsset avec les données optimisées pour simuler le fonctionnement de ce transducteur dans la cellule active, avec la prise en compte du couplage vibroacoustique dans les deux cavités avant et arrière.

## 3.2 Optimisation vibratoire du transducteur piézo-électrique

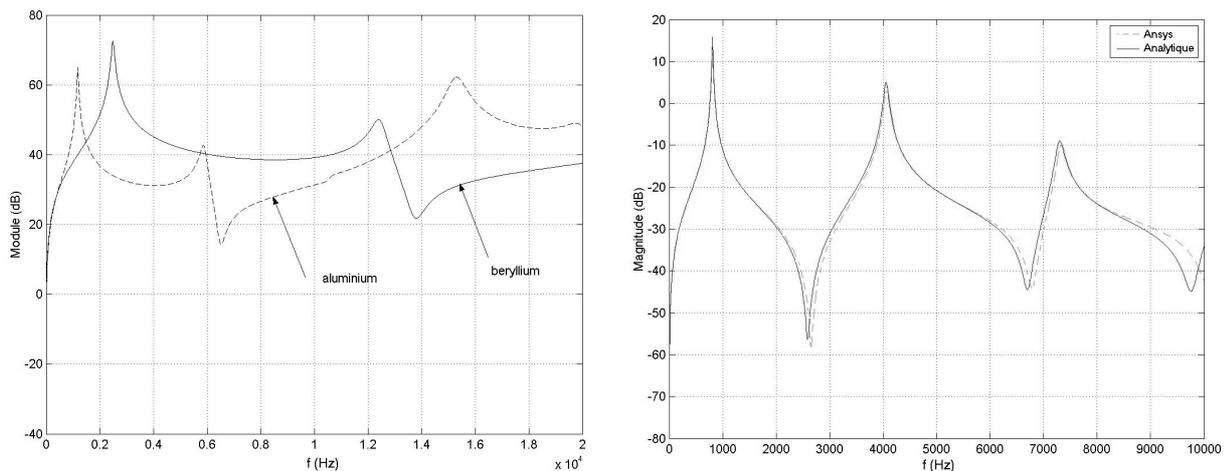
### 3.2.1 Validation de la solution analytique par le logiciel d'éléments finis Ansys

Le logiciel Ansys permet de calculer les réponses de structure mêlant des éléments purement mécaniques et des éléments piézo-électriques. On souhaite valider notre modèle analytique avec une comparaison de la réponse vibratoire du transducteur plaque + céramiques piézo-électriques. Au départ, les céramiques piézo-électriques sont collées au centre de la plaque, permettant ainsi d'utiliser les **propriétés de symétrie** des efforts sur les côtés internes de la plaque. Les conditions **d'appui plan** de la plaque sont simulées en bloquant les déplacements de nœuds sur le bord externe de la plaque. Le maillage plan de la plaque est ensuite extrudé afin d'obtenir un maillage parfaitement régulier. Les éléments de la plaque d'aluminium sont de type PLANE42 (linéaires, mécaniques seulement) et ceux des céramiques des PLANE13 (linéaires, à champs couplés). La céramique est maillée plus finement (10 divisions) que la plaque (5 divisions).

Les résultats que nous donne Ansys sont les déplacements harmoniques en tout point du transducteur et le champ de vitesse surfacique en fonction de la fréquence. Différents types de céramique piézo-électrique ont été testées (PI-88, PI-89 de St Gobain) ainsi que différents matériaux constituant la plaque (aluminium, acier et beryllium). Le meilleur compromis était obtenu pour du Beryllium, avec en particulier un comportement satisfaisant en hautes fréquences pour des applications de contrôle actif, mais son prix et sa toxicité l'ont éliminé de notre choix, voir figure 3.5(a).

De nouveaux programmes d'étude paramétrique automatique (en particulier en fonction des épaisseurs piézo-électrique  $e$  et plaque  $h$ ) permettent la détermination des fréquences modales (fréquences de résonance  $f_r$  et d'antirésonance  $f_a$ ), du coefficient de couplage  $K^2 = (f_r^2 - f_a^2)/f_r^2$ , les contraintes équivalentes maximales  $\sigma_{max}$  dans la plaque support ainsi que la céramique et la tension maximum aux bornes des céramiques en circuit ouvert. Ce programme donne de bons résultats en basse fréquence mais n'est pas assez précis pour les modes supérieurs et il faut donc doubler la précision du maillage : le calcul prend une journée ce qui est trop long à des fins d'optimisation. De plus, l'hypothèse simplificatrice de géométrie ne permet pas d'étudier l'effet d'un décalage de la céramique piézo-électrique, à moins de modéliser le transducteur entièrement.

Le but étant à terme de modéliser les couplages acoustiques induits par les cavités, la stratégie a été de développer un outil analytique complet incluant la modélisation vibratoire du transducteur et des deux cavités arrière (rigide) et avant (comprenant le matériau poreux). La bonne adéquation des modèles éléments finis et analytique pour notre transducteur avant optimisation, voir figure 3.5(b), permet de valider notre modèle analytique vibratoire du transducteur piézo-électrique.



(a) Comparaison de la mobilité au centre du transducteur sous Ansys obtenue avec une plaque d'aluminium et une plaque de Beryllium

(b) Comparaison analytique/éléments finis (Ansys) de la mobilité au centre d'un transducteur composé d'une céramique carrée centrée

FIG. 3.5 - Résultats des modèles Ansys et analytique

### 3.2.2 Paramètres fixés

Le matériau présentant les meilleurs caractéristiques pour la plaque est **l'aluminium** car il n'est pas toxique comme le beryllium par exemple et ses propriétés le rendent très intéressant pour jouer le rôle de membrane dans l'actionneur. Les céramiques fournies par la société Polytec PI ont ensuite été choisies parmi celles présentant le coefficient piézoélectrique  $d_{13}$  le plus important. Il s'agit du principal critère de sélection dans une application de type actionneur puisqu'il conditionne **le rendement vibratoire du montage**. En effet, le déplacement de la plaque est directement proportionnel au produit du champ électrique, auquel sont soumises les céramiques, par ce coefficient de flexion. Si une augmentation du champ électrique dans les céramiques permet d'augmenter le déplacement de la membrane, celle-ci reste limitée par la valeur du champ de dépolarisation des éléments piézo-électriques<sup>1</sup>.

Ce dernier étant proportionnel à l'épaisseur des éléments employés, une céramique plus épaisse peut recevoir une tension d'excitation plus importante et donc se déformer encore plus. Toutefois, le moment de flexion d'un actionneur étant inversement proportionnel à sa masse, le choix d'une céramique très épaisse et par conséquent plus lourde n'est pas toujours le meilleur. Il s'agit plutôt de réaliser le meilleur compromis selon trois critères :

- le coefficient piézo-électrique orthogonal de flexion  $d_{13}$ ,
- la tension d'excitation maximale admissible conditionnée par la tension de dépolarisation et l'épaisseur de la céramique,
- le prix, car une céramique fine est plus fragile donc plus difficilement réalisable et coûteuse.

<sup>1</sup>De l'ordre de 2000 V/mm pour les céramiques choisies

Le tableau 3.6 donne les paramètres du calcul fixés une fois pour toute.

Largeur plaque a (m)	$59e^{-2}$
Longueur plaque b (m)	$59e^{-2}$
Raideur en flexion plaque $D_s$ (N.m)	4,5
Raideur en flexion PZT $D_p$ (N.m)	0,04
Coefficient Poisson PZT $\nu_p$	0,3
Coefficient Poisson plaque $\nu_s$	0,3
Module Young céramique $E_{pzt}$ ( $N/m^2$ )	$6e^{10}$
Module Young plaque $E_s$ ( $N/m^2$ )	$8e^{10}$
Facteur de perte $\eta$	0,07
1/2 largeur céramique $r_c$ (m)	$1,9e^{-2}$
Constante diélectrique relative $\epsilon_{33}$	$7,41e^{-9}$
Coefficient de déformation $d_{13}$ (m/V)	$-1,9e^{-10}$
$e_{13}$ ( $C/m^2$ )	-4,3
$e_{33}$ ( $C/m^2$ )	16,7
U tension alimentation (V)	1

FIG. 3.6 - Paramètres fixés pour la plaque d'aluminium et la céramique piézo-électrique

### 3.2.3 Paramètres variables

Les paramètres que nous pouvons faire varier pour optimiser notre transducteur sont :

- la largeur  $\Delta x$  et la longueur  $\Delta y$  de la céramique et donc sa surface  $S = \Delta x \times \Delta y$ ,
- l'épaisseur de la plaque  $h$ ,
- l'épaisseur de la céramique  $e$ ,
- la position  $(x_0, y_0)$  de la céramique sur la plaque.

### Première validation du modèle par des mesures

Pour une céramique centrée sur la plaque, la largeur  $\Delta x = 40\text{mm}$  et la longueur  $\Delta y = 40\text{mm}$  de la céramique ont été déterminées par optimisation du transducteur piézo-électrique avec les critères précédemment définis. Les figures 3.7(a) et 3.7(b) montrent par exemple la réponse en fréquence au tiers (2/3, 2/3) et au quart (1/4, 1/4) de la plaque calculée et mesurée par un vibromètre laser.

Malgré les quelques différences observées sur la phase, la concordance des résultats est cependant très bonne jusqu'à 5 kHz. Au delà de cette fréquence, on remarque de nombreux accidents qui proviennent, soit de la modification des modes par l'action des céramiques, soit de l'effet de la colle entre la céramique et la plaque ou tout autre type de non-linéarités. On peut remarquer que les accidents de la courbe expérimentale à 3 kHz et 6,2 kHz proviennent d'une cavité arrière présente dans le montage et dont l'effet sera étudiée par la suite.

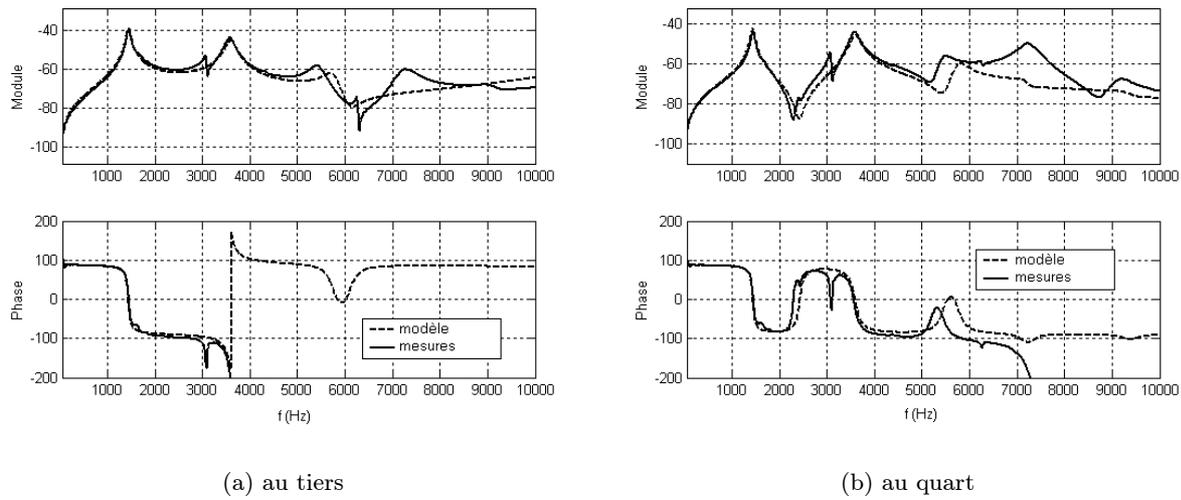


FIG. 3.7 - Réponse en fréquence de la plaque ( $e/h = 0,4$ )

### Optimisation du rapport $e/h$

Pour pouvoir trouver la valeur optimale de ce rapport, il faut revenir à l'expression générale du moment de flexion qui dépend directement de ce rapport. On montre qu'il existe une valeur optimum garantissant un moment appliqué maximum. Le moment de flexion  $M_s$  peut aussi s'écrire comme suit (voir Hansen [38]) :

$$M_s = \frac{\rho_a(2 + \rho_a)}{4(1 + \beta\rho_a(3 + \rho_a^2 + 3\rho_a))} h^2 \gamma \Lambda \quad (3.29)$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \rho_a = \frac{2e}{h} \\ \gamma = \frac{E}{1 - \nu_s} \\ \Lambda = d_{13} E_3 \\ \beta = \frac{(1 - \nu_s) E_{pzt}}{(1 - \nu_p) E} \end{array} \right. \quad (3.30)$$

On montre (figure 3.8) que ce rapport optimum est égal à 0.4.

### Optimisation de la taille et de la position de la céramique

Pour trouver le bon compromis permettant une efficacité maximale autour de la résonance (1500 Hz) et rejeter les modes parasites hautes fréquences, il faut optimiser ces paramètres par filtrage modal. On calcule tout d'abord les facteurs de participation modale de la force piézo-céramique appliquée à la plaque en fonction de la taille et de la position, voir figure 3.9.

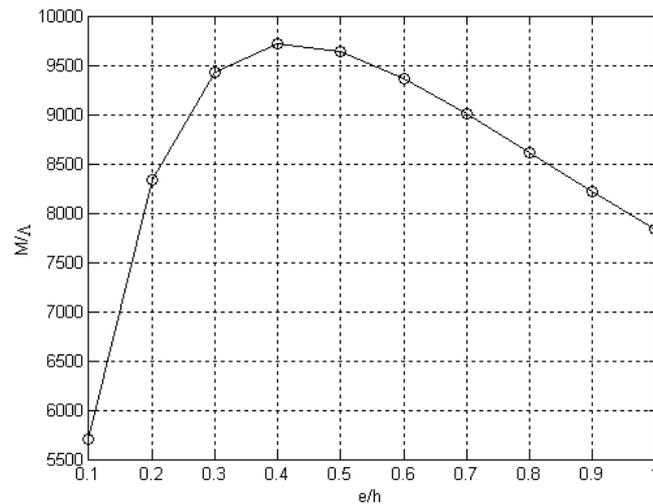


FIG. 3.8 - Moment de flexion normalisé appliqué à la plaque en fonction du rapport  $e/h$

On en déduit les données optimales soit :  $(\Delta x, \Delta y) = (40, 40)$  mm et la position de la céramique est décalée de 6 mm par rapport au centre, d'où la nouvelle fonction transfert optimisée (voir figure 3.10). L'optimisation a permis de diminuer la résonance du mode 33 autour de 7000 Hz de 15 dB environ. La phase reste acceptable malgré ses variations dues à la résonance vers 7000 Hz et l'antirésonance vers 9000 Hz. Ces opérations permettent d'obtenir un gain supplémentaire sur la bande utile [500-2500] Hz et évitent l'émergence de modes hautes fréquences.

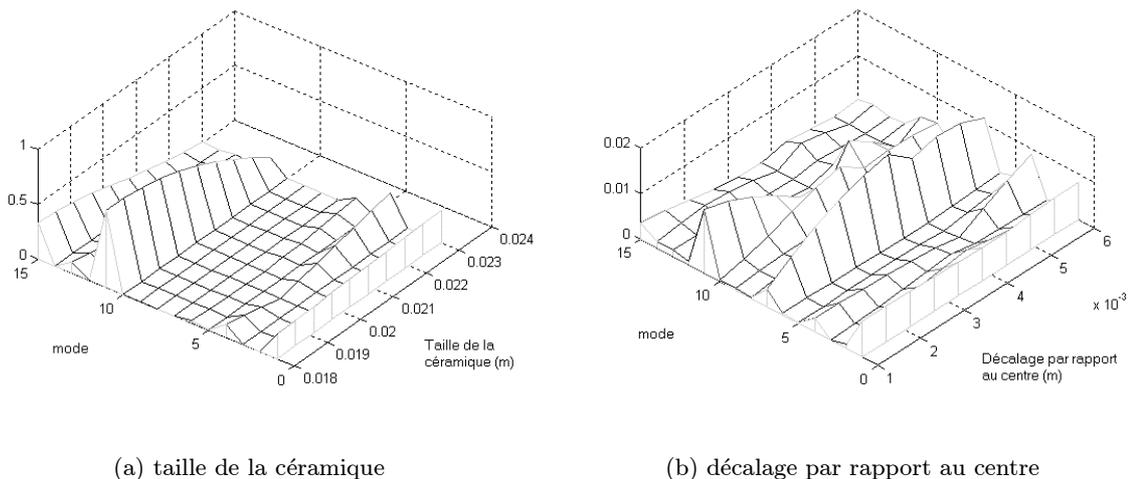


FIG. 3.9 - Facteur de participation modal calculé pour les 15 premiers modes au centre du transducteur

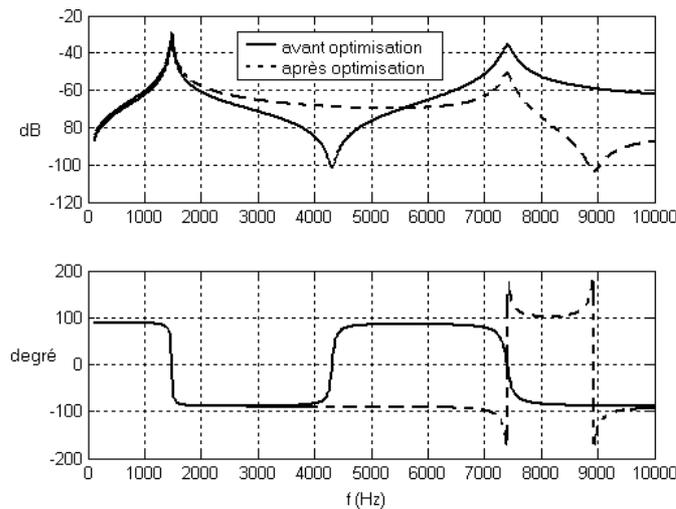


FIG. 3.10 - Fonction de transfert calculée au centre du transducteur (courbe pleine : céramique centrée  $30 \times 30$  mm, courbe pointillée : céramique  $40 \times 40$  mm décalée de 6 mm selon les directions  $x$  et  $y$ )

### 3.3 Modélisation de la cavité arrière

Dans la réalisation de notre absorbant acoustique actif, nous utilisons un actionneur piézo-électrique en guise de source secondaire. Ce dernier est intégré dans une cellule «active» comprenant deux parties distinctes (voir figure 3.11) qui doivent être prises en compte pour étudier le comportement vibroacoustique global. Il s'agit de la cavité arrière (A) traitée dans ce paragraphe et la cavité avant (B) contenant le matériau résistif. Il est cependant très difficile d'appliquer des méthodes éléments finis quand il faut connaître les réponses jusqu'à 10 kHz. La méthode de résolution est donc basée essentiellement sur la méthode du couplage modal développée dans la thèse d'Olivier Lacour [54].

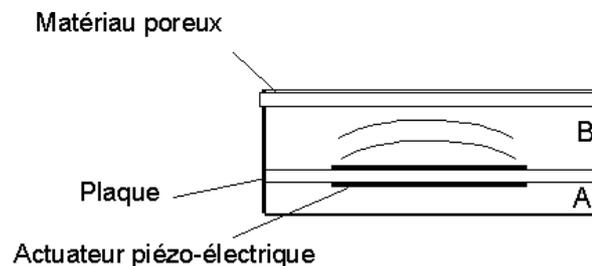


FIG. 3.11 - Cellule active

#### 3.3.1 Méthode du couplage modal

La formulation du couplage modal pour la cavité arrière est écrite pour une cavité parallélépipédique dont une paroi, flexible, est réalisée par une plaque en appui simple. C'est l'une

des configurations vibroacoustiques les plus étudiées dans la littérature car d'une part elle constitue l'un des systèmes tri-dimensionnels les plus simples qui fournit des situations de couplage assez complexes, et d'autre part elle admet, comme nous le verrons dans ce paragraphe, des développements analytiques.

Il est possible, en utilisant les modes de chaque sous-système isolé, de formuler le problème vibroacoustique complet par la méthode de couplage modal. Nous présentons d'ailleurs cette technique dans un contexte général et quelques éléments, utiles à la résolution du problème vibroacoustique, sont également exposés. La méthode est ensuite appliquée à la cavité arrière couplée à l'actionneur piézo-électrique pour laquelle la formulation globale est plus explicite.

Les premières études sur l'analyse du système cavité-plaque reviennent à Lyon [60] (1963) et Dowell & Voss [15] (1963). La séparation du problème en deux sous systèmes (Pretlove [73], 1966; Kihlman [49], 1967; Bhattacharaya & Crocker [7], 1969 et Guy & Bahttacharaya [36], 1966) a permis une meilleure compréhension des mécanismes physiques impliqués dans la transmission du son.

Le travail de référence dans le domaine de l'interaction fluide-structure est la méthode du couplage modal, appliquée à des cavités avec des parois flexibles et des impédances pariétales, dans la publication de Dowell *et al.* [14] (1977). Des nombreux cas analytiques avec des simplifications possibles sont traités et c'est avec cette méthode que nous allons décrire le comportement de la cavité arrière.

Des configurations plus complexes sont traitées, par exemple la réponse vibroacoustique d'une plaque composite multi-couches couplée à une cavité rectangulaire et excitée par du bruit blanc et une couche limite turbulente par Lesueur *et al.* [58] (1995) ainsi que d'autres exemples dans le livre de référence sur les interactions fluide-structure de Lesueur [57] (1988). Signalons également que les méthodes d'éléments finis permettent d'étudier des configurations géométriques plus compliquées mais dans notre cas, une solution analytique est développable et exploitable facilement.

### Formulation matricielle du système couplé

Pour pouvoir formuler un système d'équations matriciel, on doit donc décomposer notre système en deux sous-systèmes. Il faut tout d'abord poser les équations du champ acoustique dans un espace confiné quelconque et expliciter le champ vibratoire dans la structure.

Dans cette optique, supposons qu'une cavité délimite un volume  $V$  dont la frontière possède une surface totale  $A$ , voir figure 3.12. On décompose  $A$  en une partie rigide  $A_r$ , une partie absorbante  $A_a$  caractérisée par son impédance normale  $Z_a$  vue de l'intérieur et d'une paroi flexible  $A_f$ . La transmission du son dans la cavité ne peut être réalisée qu'au travers de la partie vibrante  $A_f$ . Par ailleurs, la frontière flexible  $A_f$  est supposée répondre aux conditions de

la théorie des plaques ou coques minces : l'envergure est grande comparée à l'épaisseur de la structure. Seule l'acoustique interne du système est envisagée dans cette analyse et les excitations sont considérées externes : l'excitation ne dépend pas du problème vibroacoustique interne.

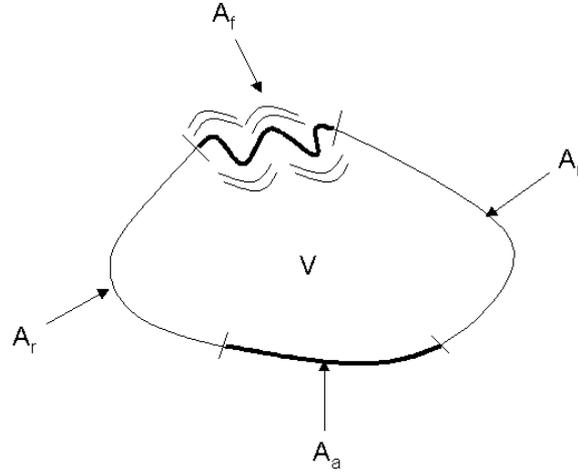


FIG. 3.12 - Présentation classique d'un système fluide-structure :  $A = A_r \cup A_f \cup A_a$

La dépendance temporelle, qui est omise dans tout ce qui suit, est en  $e^{j\omega t}$  et seules les variables complexes spatiales sont explicitées. On se place donc à la fréquence  $f = \omega/(2\pi)$  et on en déduit le nombre d'onde acoustique associé  $k = \omega/c_0$ . On appelle toujours  $h$  l'épaisseur de la plaque et  $\rho_0$  la masse volumique de l'air.

On appelle  $p$  le champ de pression acoustique développé sur la base des fonctions propres acoustiques  $\phi_N$  de la cavité :

$$p = \sum_{N=1}^{\infty} P_N \phi_N \quad (3.31)$$

$P_N$  étant les coordonnées généralisées de la pression acoustique.

Les fonctions  $\phi_N$ , solutions du problème avec condition limite homogène, sont réelles s'il n'y a pas de surface absorbante (modes propres de la cavité rigide) et possèdent des propriétés d'orthogonalité ; la norme associée à chacune d'entre elles est :

$$\Lambda_N^a = \frac{1}{V} \int_V \phi_N \phi_N dV \quad (3.32)$$

On appelle alors  $M_N^a = \rho_0 V \Lambda_N^a$  les masses modales acoustiques.  $f_N = \omega_N/(2\pi)$  est la fréquence propre du N-ième mode de cavité et  $k_N = \omega_N/c_0$  son nombre d'onde associé.

On appelle  $w$  les déplacements développés sur les fonctions propres  $S_M$  des vibrations libres non-amorties de la structure qui respectent l'ensemble des conditions aux limites imposées à la structure :

$$w = \sum_{M=1}^{\infty} W_M S_M \quad (3.33)$$

$W_M$  étant les coordonnées généralisées des déplacements de la structure.

Les fonctions  $S_M$ , solutions du problème avec condition limite homogène, sont réelles, non amorties et orthogonales entre-elles, leur norme s'exprime sous la forme :

$$\Lambda_M^f = \frac{1}{A_f} \int_{A_f} S_M S_M dS \quad (3.34)$$

Les masses modales de la structure sont exprimées par  $M_M^f = \rho_p h A_f \Lambda_M^f$ .

On appelle  $f_M = \omega_M / (2\pi)$  la fréquence naturelle du M-ième mode normal de la structure. On définit aussi le nombre d'onde acoustique du mode de structure M par  $k_M = \omega_M / c_0$ .

On définit la matrice  $B_{N,M}$  traduisant l'effet du couplage spatial entre les modes acoustiques et structuraux par la formule :

$$B_{N,M} = \frac{1}{A_f} \int_{A_f} S_M \phi_N dS \quad (3.35)$$

De même, on définit la matrice  $C_{N,R}$  du couplage intermodal acoustique en considérant une forme propre  $\phi_R$  d'ordre R :

$$C_{N,R_{R=1\dots\infty}} = \frac{1}{A_a} \int_{A_a} \frac{\phi_N \phi_R}{Z_a} dS \quad (3.36)$$

On montre alors (voir [54]) que le système d'équation peut s'écrire sous la forme :

$$(k^2 \mathcal{M} - jk\mathcal{C} - \mathcal{K})(\mathcal{X}) = (\mathcal{F}) \quad (3.37)$$

avec

$$\mathcal{M} = \begin{pmatrix} \mathcal{I}_{N_t} & \rho_0^2 c_0^2 A_f (\mathcal{M}_{N_t}^a)^{-1} \mathcal{B}_{N_t, M_t} \\ \mathcal{O}_{M_t, N_t} & \mathcal{I}_{M_t} \end{pmatrix} \quad (3.38)$$

$$\mathcal{C} = \begin{pmatrix} \rho_0^2 c_0 A_a (\mathcal{M}_{N_t}^a)^{-1} \mathcal{C}_{N_t, N_t} & \mathcal{O}_{N_t, M_t} \\ \mathcal{O}_{M_t, N_t} & \mathcal{O}_{M_t, M_t} \end{pmatrix} \quad (3.39)$$

$$\mathcal{K} = \begin{pmatrix} \mathcal{K}_{N_t}^2 & \mathcal{O}_{N_t, M_t} \\ -\frac{A_f}{c_0^2} (\mathcal{M}_{M_t}^f)^{-1} \mathcal{B}_{N_t, M_t} & \mathcal{K}_{M_t}^2 \end{pmatrix} \quad (3.40)$$

Dans ces expressions :

- $\mathcal{M}$ ,  $\mathcal{K}$  et  $\mathcal{C}$  sont nommées matrices de masse, de raideur et d'amortissement du système,
- $\mathcal{X}$  est le vecteur colonne des coordonnées généralisées :  $\mathcal{X}^t = (P_1, \dots, P_{N_t}, W_1, \dots, W_{M_t})$ ,
- $\mathcal{F}$  est le vecteur colonne des forces généralisées :  $\mathcal{F}^t = (\underbrace{0, \dots, 0}_{N_t}, \dots, \frac{1}{M_M^f c_0^2} \int_{A_f} p^e S_M dS, \dots)$

avec  $p^e$  la charge extérieure.

- $\mathcal{I}_{N_t}$  (respectivement  $\mathcal{I}_{M_t}$ ) est la matrice identité de rang  $N_t$  (resp.  $M_t$ ),
- $\mathcal{O}_{N_t, M_t}$  est la matrice ( $N_t \times M_t$ ) ne comportant que des zéros,
- $\mathcal{M}_{N_t}^a$  et  $\mathcal{M}_{M_t}^f$  sont les matrices diagonales comportant les masses modales acoustiques  $M_N^a$  et structurales  $M_M^f$  comme éléments diagonaux,
- $\mathcal{K}_{N_t}^2$  et  $\mathcal{K}_{M_t}^2$  sont les matrices diagonales comportant les  $k_N^2$  et  $k_M^2$  comme éléments diagonaux,
- $\mathcal{B}_{N_t, M_t}$  est la matrice comportant les termes du couplage fluide-structure  $B_{N, M}$ ,
- $\mathcal{C}_{N_t, N_t}$  est la matrice comportant les termes du couplage fluide-fluide  $C_{N, R}$  dus à l'impédance,

Les coordonnées modales sont alors données directement par :

$$(\mathcal{X}) = (k^2 \mathcal{M} - jk\mathcal{C} - \mathcal{K})^{-1} (\mathcal{F}) \quad (3.41)$$

La détermination de  $(\mathcal{X})$ , qui correspond aux coordonnées généralisées de chaque sous-système, permet de remonter aux champs vibratoires de la structure et de la cavité en utilisant les séries 3.31 et 3.33.

### 3.3.2 Application au système actionneur-cavité rectangulaire

L'étude précédente propose une description générale d'un problème vibroacoustique interne en utilisant la méthode de l'expansion modale. Cette technique s'adresse particulièrement aux systèmes où les modes propres acoustiques et structuraux peuvent être déterminés préalablement en supposant chaque sous-système découplé de l'autre. Dans notre cas, la structure vibrante est représentée par la formulation analytique de l'actionneur piézo-électrique. Il suffit d'utiliser l'équation 3.15 du mouvement de la plaque complétée de l'action bimorphe des céramiques.

### Configuration d'étude

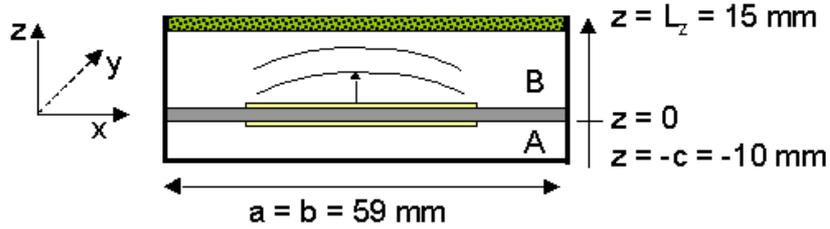


FIG. 3.13 - Cavités avant (B) et arrière (A) de la cellule

On considère le champ confiné vibroacoustique de la cavité arrière A (voir figure 3.13). Il est constitué d'une cavité parallélépipédique dont les parois sont acoustiquement rigides. C'est un cas particulier (où  $\mathcal{C} = 0$ ) de l'étude précédente puisque l'on prend  $A_a = 0$  (pas de paroi absorbante). On peut remarquer que si l'on voulait traiter un cas  $A_a$  non nul, il ne faudrait pas que cette surface soit trop importante en raison des formes propres de la cavité acoustique rigide : il faudrait alors prendre un grand nombre de modes acoustiques pour décrire correctement la condition aux limites.

Les dimensions de la cavité sont  $V = a \times b \times c$  et la surface de la plaque  $A_s = a \times b$ . On envisage que le charge extérieure (l'action des céramiques sur la plaque d'aluminium) est une répartition de forces  $F$ .

### Calcul de la force généralisée $\mathcal{F}$

On réutilise les expressions des formes propres et valeurs propres (équation 3.18) obtenues pour l'actionneur bimorphe. Les masses modales structurales (la masse des céramiques étant négligée devant celle de la plaque) sont données par :

$$M_M^p = \frac{1}{4} \rho_s h A_s \quad (3.42)$$

Il faut donc calculer le terme non-nul de  $\mathcal{F}$  :

$$\mathcal{F}^t = \underbrace{(0, \dots, 0, \dots)}_{N_t}, \dots, \overbrace{\left( \frac{1}{M_M^f c_0^2} \int_{A_f} p^e S_M dS, \dots \right)}^{\text{terme non nul}} \quad (3.43)$$

Ce terme source, qui représente la force induite par les céramiques piézo-électriques, a déjà été évalué dans le premier paragraphe, il s'agit à peu de chose près de l'intégrale I :

$$\frac{1}{M_M^f c_0^2} \int_{A_f} p^e S_M dS = -\frac{2M_s}{M_M^f c_0^2} \frac{\gamma_n^2 + \gamma_m^2}{\gamma_n \gamma_m} \frac{1}{4} (\sin(\gamma_n x_0) \sin(\gamma_n \Delta x / 2) (\sin(\gamma_m y_0) \sin(\gamma_m \Delta y / 2))) \quad (3.44)$$

### Caractéristiques modales de la cavité

La cavité est un parallélépipède rectangle. En supposant toutes les conditions aux limites parfaitement réfléchissantes, le champ acoustique en tout point de celle-ci est écrit sous la forme :

$$p(x, y, z) = \sum_{N=1}^{\infty} P_N \phi_N(x, y, z) \quad (3.45)$$

avec :

$$\phi_N(x, y, z) = \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{t\pi z}{c}\right) \quad (3.46)$$

où  $m$ ,  $n$  et  $t$  sont les indices modaux du  $N$ -ième mode de cavité variant de 0 à  $\infty$ . Les nombres d'onde associés aux fréquences propres  $f_N = k_N c_0 / (2\pi)$  sont donnés par :

$$k_N = \left[ \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{t\pi}{c}\right)^2 \right]^{1/2} \quad (3.47)$$

Les masses modales acoustiques sont données par :

$$M_N^a = \rho_0 V \left(\frac{1}{2}\right)^{(1-\delta_{n0})+(1-\delta_{m0})+(1-\delta_{t0})} \quad (3.48)$$

où  $\delta$  est le symbole de Kronecker  $\delta_{ij} = 1$  si  $i = j$ , 0 sinon.

### Coefficient de couplage plaque cavité

Nous cherchons maintenant à calculer les termes  $B_{N,M}$  définis par l'équation 3.35, l'actionneur piézo-électrique étant situé dans le plan  $z = 0$ . On trouve :

$$B_{N,M} = (-1)^t \frac{pq}{\pi^2} \frac{[1 - (-1)^{(p-m)}][1 - (-1)^{(q-n)}]}{(p^2 - m^2)(q^2 - n^2)} \text{ si } m \neq q \text{ et } n \neq q \quad (3.49a)$$

$$B_{N,M} = 0 \text{ si l'une au moins des deux conditions n'est pas respectée} \quad (3.49b)$$

On connaît donc tous les termes intervenant dans la résolution de l'équation matricielle 3.41. J'ai donc programmé cette méthode sous Matlab. On peut obtenir le champ de vitesse acoustique partout dans la cavité et en particulier dans le plan de l'actionneur piézo-électrique. Pour quantifier réellement l'effet de la cavité arrière sur la réponse vibroacoustique, des comparaisons entre le modèle vibratoire et le modèle couplé sont présentées par la suite.

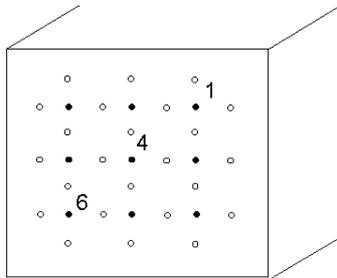
### 3.3.3 Influence de la cavité arrière sur le comportement vibroacoustique global de la cellule

On a tracé sur les figures 3.14(b), 3.14(c) et 3.14(d) les spectres théoriquement obtenus du champ de vitesse dans la cavité arrière. On remarque la bonne concordance des pics même si, en l'absence d'amortissement, leur valeur est bien supérieure à la normale. La position des points

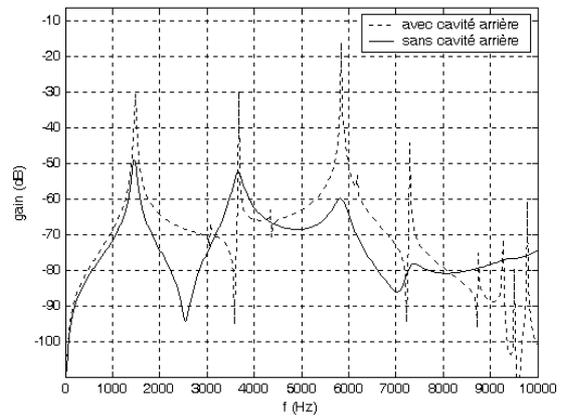
de calcul est donnée figure 3.14(a), sur la plaque d'aluminium ( $z = 0$ ). Les premiers modes de la cavité sont à :

- 3000 Hz pour les modes (1,0,0) et (0,1,0).
- 4242 Hz pour le mode (1,1,0).
- 6000 Hz pour les modes (2,0,0) et (0,2,0).

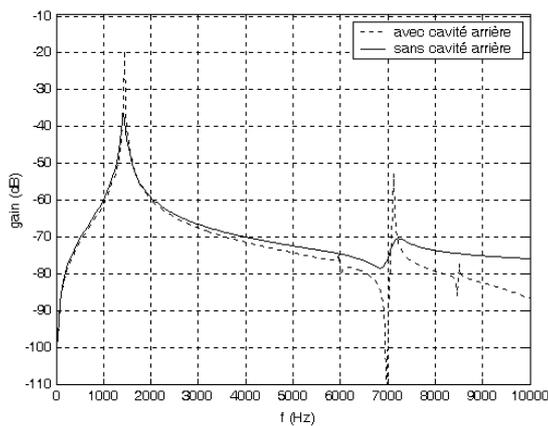
Ce sont les petits «accidents» que l'on peut apercevoir sur les figures 3.14(b), 3.14(c) et 3.14(d). Les modes selon  $z$  apparaissent dans les hautes fréquences au delà de 10 kHz. On voit donc bien que la cavité arrière n'ajoute que très peu de couplage au montage.



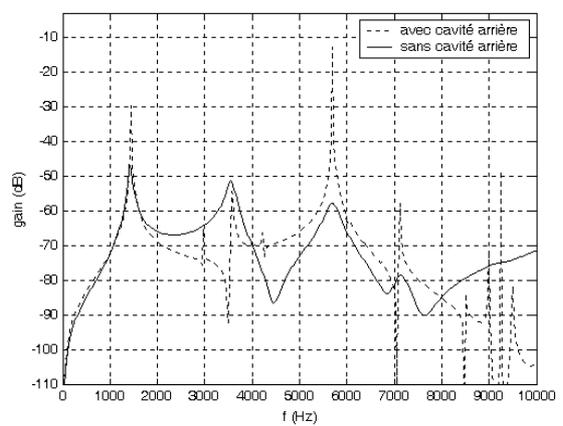
(a) Position des points de calcul



(b) Position 1



(c) Position 4



(d) Position 6

FIG. 3.14 - Effet de la cavité arrière

## Conclusion sur l'implémentation du modèle

La méthode du couplage modal a été implémentée sous Matlab avec un nombre de modes égal à 40, une résolution fréquentielle égale à 50 Hz et un temps de calcul pour une condition limite donnée d'environ 2 minutes sur un PC équipé d'un microprocesseur Pentium III 1 GHz avec une bonne convergence. Nous incluons donc l'influence de la cavité arrière dans nos calculs car la puissance de calcul demandée est raisonnable.

### 3.4 Prise en compte de l'impédance terminale sur la cavité avant

Pour que la modélisation vibroacoustique de la cellule soit complète, il faut aussi considérer la face avant contenant le tissu résistif. Cette modélisation est primordiale pour le design final des actionneurs ainsi que pour évaluer le meilleur endroit où placer le microphone d'erreur. On n'utilise cependant pas la méthode précédente car elle est mal adaptée si l'on considère une condition limite de type impédance. En effet, il n'existe pas d'expression analytique des modes de cavité avec paroi absorbante et l'utilisation des modes de cavité rigide ne permet pas de décrire correctement le comportement vibroacoustique de la cavité, à moins de prendre un nombre très élevé de modes.

L'étude qui va être présentée par la suite se base essentiellement sur l'article de Roure [80] (1977) qui décrit la propagation du son dans des conduits à section continûment variable par expansion modale. La décomposition se fait par séparation des variables et décomposition selon des modes transverses dans les plans  $(x, y)$ . Pour calculer complètement le champ acoustique dans la cavité, on utilise un transfert d'impédance généralisé pour imposer différentes impédances terminales en  $z = L_z$ , censées modéliser un des tissus résistifs, un conduit infini ou une paroi rigide. La connaissance du champ de vitesse de l'actionneur piézo-électrique en  $z = 0$  (avec ou sans couplage de cavité arrière) est en outre indispensable pour pouvoir calculer le champ de pression partout dans la cavité avant. Remarquons enfin que cette méthode ne permet pas de prendre en compte totalement le couplage vibroacoustique existant dans la cellule.

#### 3.4.1 Fondement théorique

##### Propagation dans un guide rectiligne

On considère un guide rectiligne d'axe  $z$  et de coordonnées transverses  $(x, y)$ . On suppose que l'équation des ondes est séparable et que les parois latérales sont rigides.

En l'absence de sources et d'écoulement et en régime harmonique (pulsation  $\omega$ , facteur temporel  $e^{j\omega t}$ ), le champ vérifie le système d'équations suivant :

$$\Delta\Phi + k_0^2\Phi = 0 \quad (3.50a)$$

$$\frac{\partial\Phi}{\partial n} = 0 \quad (3.50b)$$

avec  $k_0 = \omega/c_0$  et  $\partial/\partial n$  dérivée par rapport à la normale à la paroi orientée vers l'extérieur du guide et  $\Phi$  potentiel des vitesses duquel se déduisent la pression  $p$  et la vitesse  $\mathbf{v}$  par les formules :

$$p = j\omega\rho_0\Phi \quad (3.51a)$$

$$\mathbf{v} = -\nabla\Phi \quad (3.51b)$$

La solution la plus générale de ce système d'équations peut se mettre sous la forme :

$$\Phi = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (A_{mn}e^{-jk_{mn}z} + B_{mn}e^{jk_{mn}z})\psi_{mn}(x, y) \quad (3.52)$$

Les fonctions  $\psi_{mn}(x, y)$  sont les fonctions propres du guide, elles vérifient :

$$\Delta\psi_{mn}(x, y) + \lambda_{mn}^2\psi_{mn}(x, y) = 0 \text{ dans le guide} \quad (3.53a)$$

$$\frac{\partial\psi_{mn}}{\partial n} = 0 \text{ sur les parois} \quad (3.53b)$$

$\lambda_{mn}$  est la valeur propre associée à  $\psi_{mn}$ .

$k_{mn}^2 = k_0^2 - \lambda_{mn}^2$  est le nombre d'onde axial.

Les  $\psi_{mn}$  forment une base orthonormée dans la section droite du guide. Dans le cas qui nous intéresse la section est rectangulaire ( $a \times b$ ). Les fonctions propres et valeurs propres sont respectivement :

$$\psi_{mn}(x, y) = \frac{4}{ab(1 + \delta_{0m})(1 + \delta_{0n})} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (3.54a)$$

$$\lambda_{mn}^2 = \frac{m^2\pi^2}{a^2} + \frac{n^2\pi^2}{b^2} \quad (3.54b)$$

### Matrice d'impédance généralisée

Définissons les vecteurs colonnes  $P(z)$  et  $V(z)$  dont les éléments sont respectivement :

$$P(z) \longrightarrow (A_{mn}e^{-jk_{mn}z} + B_{mn}e^{jk_{mn}z}) \quad (3.55a)$$

$$\text{et } V(z) \longrightarrow -jk_{mn}(A_{mn}e^{-jk_{mn}z} - B_{mn}e^{jk_{mn}z}) \quad (3.55b)$$

On démontre que s'il existe entre les vecteurs  $P(z)$  et  $V(z)$  la relation  $P(z) = Z(z)V(z)$  alors au point d'abscisse  $z - l$ , on a entre  $P(z - l)$  et  $V(z)$  la relation :  $P(z - l) = Z(z - l)V(z)$  avec :

$$Z(z - l) = D_1 - D_2[Z(z) + D_1]^{-1}D_2 \quad (3.56)$$

$D_1$  et  $D_2$  sont deux matrices diagonales dont les éléments sont respectivement :

$$D_1 = \frac{1}{k_{mn} \tan(k_{mn}l)} \quad (3.57a)$$

$$D_2 = \frac{1}{k_{mn} \sin(k_{mn}l)} \quad (3.57b)$$

Remarquons aussi que l'on pourrait obtenir :

$$V(z) = D_2^{-1}[-Z(z-l) + D_1]V(z-l) \quad (3.58)$$

### 3.4.2 Formulation des conditions aux limites

Pour pouvoir déterminer complètement toutes les amplitudes modales  $A_{mn}$  et  $B_{mn}$  du problème, il faut poser deux conditions aux limites matricielles sur la vitesse ou l'impédance. La première condition aux limites provient du champ de vitesse structural du transducteur piézo-électrique  $V_{transducteur}(z=0)$  donné par le modèle avec ou sans couplage de cavité arrière. La deuxième condition limite est formulée en terme d'impédance censée représenter le tissu résistif en face avant ainsi que d'autres cas simples (conduit infini et paroi réfléchissante) à la cote  $z = L_z$ .

#### Condition aux limites en vitesse

Afin de pouvoir utiliser la condition en vitesse sur le transducteur piézo-électrique, il faut projeter cette condition aux limites sur les formes propres du conduit. Cela revient donc à calculer une intégrale double d'une fonction numérique. J'ai programmé une méthode d'intégration numérique adaptée à notre problème. Il s'agit d'une méthode trapèze 2D utilisant la rapidité de calcul matriciel du logiciel Matlab, voir annexe D.

Dans notre cas, la matrice  $F$  à intégrer est carrée, dépend de la fréquence d'étude et s'exprime symboliquement ainsi :

$$F(f) = \cos(l\pi Y/(2b))V(f) \cos(m\pi X/(2a)) \quad (3.59)$$

où le doublet  $(l, m)$  représente le  $l^{ieme}$  mode selon  $y$  et  $m^{ieme}$  mode selon  $x$ . Le doublet  $(X, Y)$  étant la discrétisation de la surface d'intégration coïncidant avec la vitesse structurale  $V(f)$  calculée :

- soit pour le transducteur seul.
- soit pour le transducteur couplé à la cavité arrière.

#### Détermination de la condition aux limites pour l'impédance terminale

Nous allons préciser comment on peut simplement exprimer l'impédance terminale dans la formulation de Roure en employant les notations de ce formalisme. Rappelons l'expression, dans

la direction  $x$ , de la pression  $p$  et la vitesse acoustique  $v_x$  en fonction du potentiel des vitesses  $\Phi$  :

$$p = j\omega\rho_0\Phi \quad (3.60a)$$

$$v_x = -\frac{\partial\Phi}{\partial x} \quad (3.60b)$$

Par définition, l'impédance «vraie» est donnée par la formule suivante :

$$Z_{vraie} = \frac{p}{v} = \frac{j\omega\rho_0\Phi}{-\frac{\partial\Phi}{\partial x}} \quad (3.61)$$

D'après les notations de Roure, on a :

$$P_R = \Phi \quad (3.62a)$$

$$V_R = \frac{\partial\Phi}{\partial x} \quad (3.62b)$$

On en déduit  $p$  et  $v_x$  en fonction de  $P_R$  et  $V_R$  :

$$p = j\omega\rho_0 P_R \quad (3.63a)$$

$$v_x = -V_R \quad (3.63b)$$

L'impédance généralisée en notation de Roure  $Z_R$  est alors donnée par l'expression suivante :

$$Z_R = \frac{P_R}{V_R} = \frac{-1}{j\omega\rho_0} \frac{p}{v_x} = \frac{Z_{vraie}}{-j\omega\rho_0} \quad (3.64)$$

L'impédance généralisée  $Z_R$  est donc une matrice diagonale de dimensions  $(N \times N)$  si  $N$  est le nombre de modes. La condition aux limites pour l'impédance terminale est déterminée par l'impédance «vraie» que l'on souhaite imposer (mur rigide, tissu résistif...) multipliée par la matrice unité de terme diagonal  $1/(-j\omega\rho_0)$ .

### Conclusion sur l'implémentation du modèle

Le modèle de Roure a été implémenté sous Matlab et le nombre de modes transverses choisis pour les simulations est de 40. La résolution du maillage pour le calcul de la projection de la vitesse est de 25 selon  $x$  et  $y$  et la résolution fréquentielle est égale à 50 Hz. Le temps de calcul pour une condition limite donnée est environ de 3 minutes sur un PC équipé d'un microprocesseur Pentium III 1 GHz avec une bonne convergence.

### 3.5 Comparaison du modèle à des mesures sur une grille microphonique

Afin de pouvoir valider ces résultats théoriques, un prototype a été fabriqué par Metravib RDS en tenant compte des améliorations apportées, suite à l'optimisation vibratoire de l'actionneur. Il fallait donc trouver un dispositif expérimental adéquat et le choix d'une grille microphonique adaptable à l'extrémité d'un conduit (montage type tube de Kundt) a été retenu. Il s'agit de pouvoir comparer en plusieurs points stratégiques des fonctions de transfert et de déterminer la position optimum du capteur d'erreur pour la bonne marche du contrôle. C'est ce dispositif qui est présenté par la suite.

#### 3.5.1 Description du prototype

Les caractéristiques géométriques sont représentées sur la figure 3.15 ainsi que des photographies du prototype, voir figure 3.16.

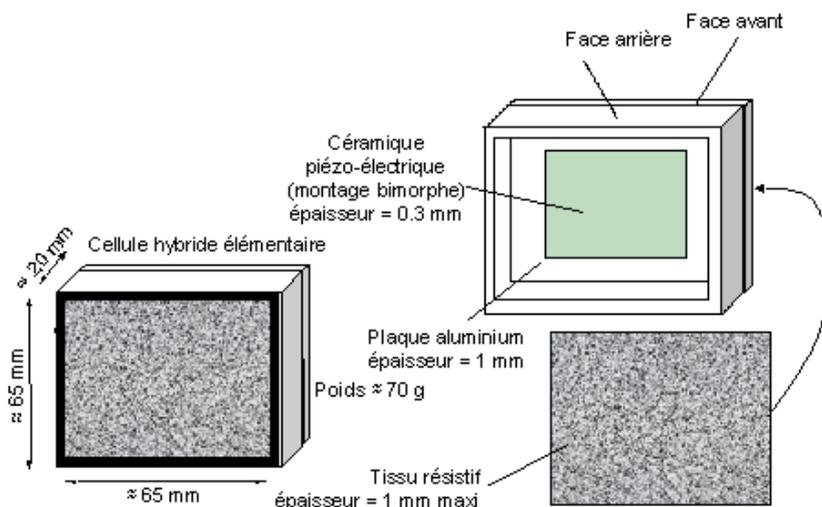
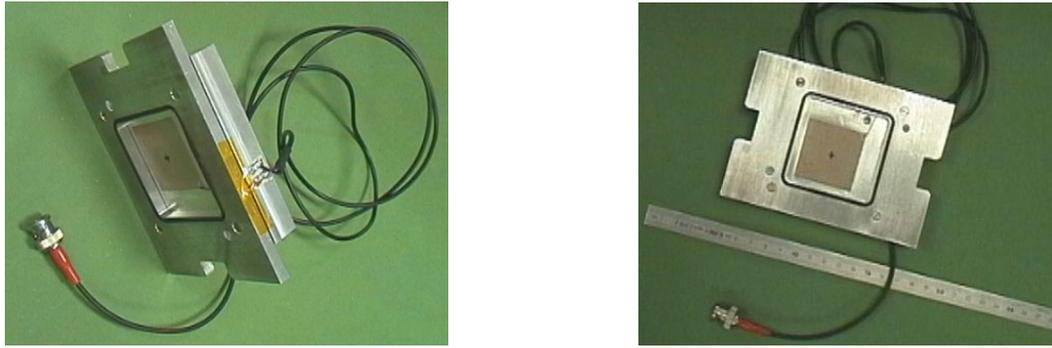
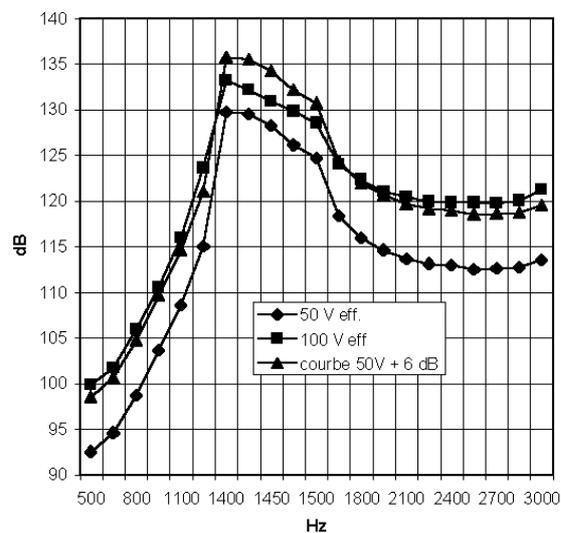


FIG. 3.15 - Caractéristiques techniques d'un actuateur pour cellule hybride

Des mesures du niveau acoustique produit en champ libre par ce prototype sont données figure 3.17. Le microphone de mesure est placé à 1 cm de la plaque. A la résonance, on obtient un niveau maximum de 134 dB pour une tension d'alimentation de 100 V efficace.

On peut remarquer que la réponse du transducteur n'est cependant pas linéaire (surtout aux alentours de 130 dB), la courbe «100 V» n'est pas superposée à la courbe «50 V + 6 dB» qui correspond à la courbe «50 V» avec 6 dB de gain. C'est un phénomène classique de saturation des céramiques pour de telles tensions. Néanmoins, le niveau sonore est suffisant pour des expériences en laboratoire.

FIG. 3.16 - *Prototype de l'actuateur pour une cellule*FIG. 3.17 - *Niveau sonore en champ libre du prototype*

### Réalisation de la condition d'appui simple

La plaque vibrante est maintenue serrée dans un châssis entre deux joints de façon à reproduire des conditions aux limites aux interfaces châssis/actionneur de type «appui simple». Le serrage du système plaque support et céramiques, qui repose sur le châssis du transducteur par l'intermédiaire de joints toriques, influe directement sur les conditions aux limites de la plaque. En effet, l'hypothèse «appui simple» entre le châssis et l'actionneur, si elle est vérifiée pour un serrage limité, n'est plus viable pour un couple de serrage trop important puisque les joints faisant office d'interface sont alors très écrasés. La condition aux limites se rapproche d'une condition d'encastrement, ce qui modifie la raideur et l'amortissement de la plaque et par conséquent change le comportement vibratoire du transducteur. C'est pourquoi les valeurs théoriques des fréquences de résonance peuvent également être légèrement différentes suivant le serrage de la plaque d'aluminium dans la cellule.

### 3.5.2 Banc d'essai

Afin de pouvoir mesurer en plusieurs points la pression acoustique produite par le transducteur et valider le modèle théorique développé auparavant, une antenne microphonique a été spécialement développée par Metravib RDS pour cette application, voir figures 3.18 et 3.19. Il s'agit d'un circuit imprimé sur lequel 9 microphones Knowles FG 3329 sont fixés. Ce sont les mêmes capteurs d'erreur qui sont utilisés dans les expériences de contrôle actif. Ils sont très peu encombrants, supportent des niveaux acoustiques plus forts et disposent surtout d'une réponse plate en fréquence. Les étages de préamplification et d'amplification sont déjà compris sur la carte qui est alimentée symétriquement par un générateur continu  $[-15 + 15]$  V. On récupère les signaux des 9 microphones via les BNC sur la carte. Le montage complet est présenté figure 3.20.

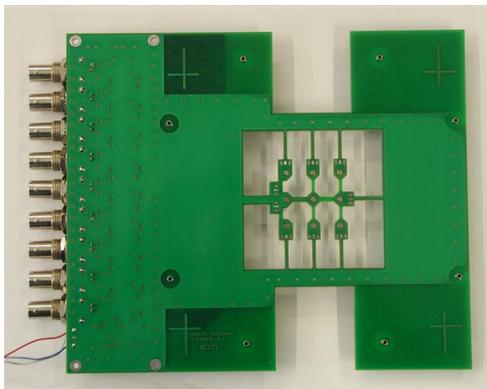


FIG. 3.18 - Grille microphonique

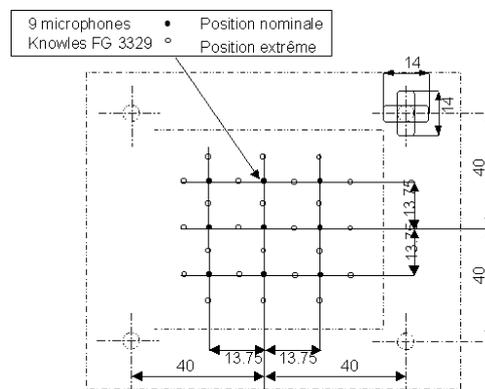


FIG. 3.19 - Ecartement entre les microphones, positions nominales et extrêmes

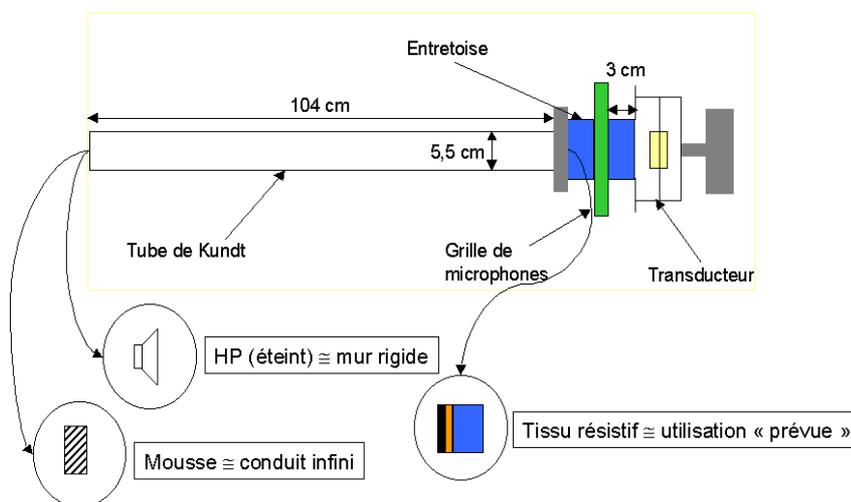


FIG. 3.20 - Montage expérimental

### Étalonnage de la grille microphonique

L'étalonnage de la grille microphonique est une étape indispensable de la mesure. Comme les différents étages de préamplification et d'amplification sont déjà inclus dans la carte, il faut déterminer les réponses complètes en phase et module des microphones avec cette amplification.

La solution envisagée consiste à placer un microphone 1/8" B&K, dont la sensibilité a été mesurée auparavant avec un pistonphone, à proximité de chaque microphone, voir figure 3.21. Dans la petite chambre sourde du laboratoire (voir figure 3.22), j'ai placé à un mètre de la grille microphonique un haut parleur générant un bruit blanc sur la gamme de fréquences [0-10000] Hz. On peut alors considérer que les ondes atteignant la grille sont planes. J'ai tracé pour les 9 microphones les réponses en fréquence, voir figure 3.23 par exemple, entre le microphone  $i$  à caractériser et le microphone 1/8" B&K. L'amplitude de la fonction de transfert des microphones est relativement plate comme on l'avait prévu et la phase reste relativement constante, égale à  $-180^\circ$ . On dispose ainsi des réponses en fréquence pour les 9 microphones de la grille.

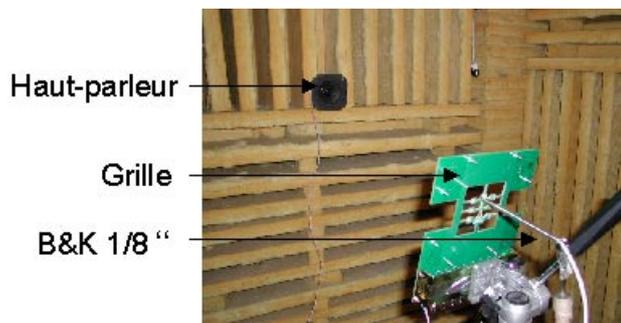


FIG. 3.21 - *Étalonnage par un microphone B&K 1/8"*

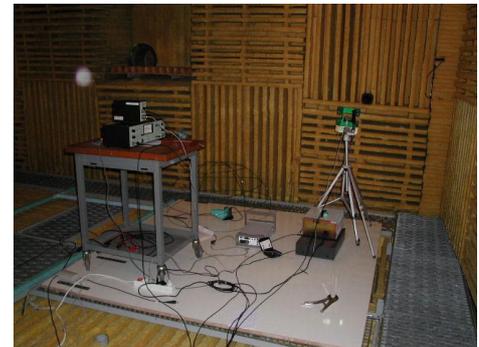


FIG. 3.22 - *Montage général pour l'étalonnage*

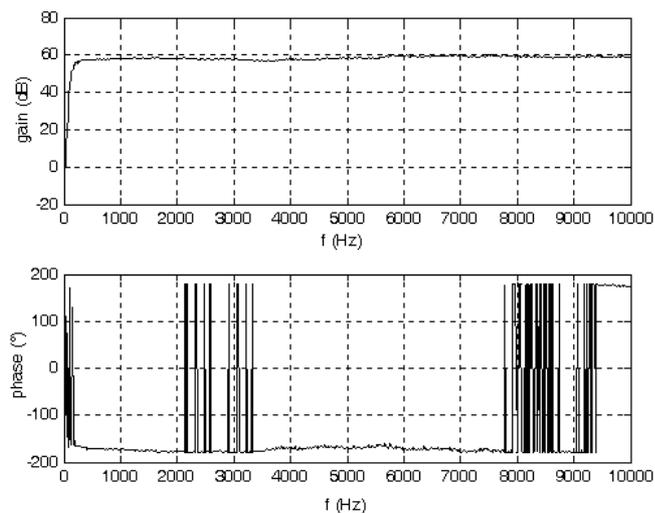


FIG. 3.23 - *Fonction de transfert du microphone 4 (au centre)*

## Interface conviviale

Les différents programmes ont été rassemblés dans une interface conviviale Matlab (voir figure 3.24) par Eloi Gaudry [35] afin que la prise en main puisse être possible par des personnes non-initiées. Elle permet en outre de charger et comparer les essais expérimentaux. Nous avons donc un outil **complet** de conception de la cellule active jusqu'à la confrontation expérimentale.

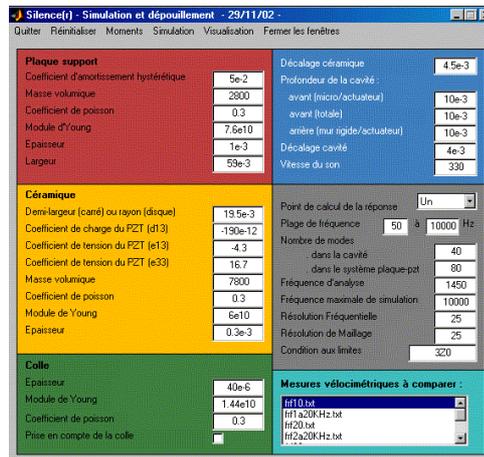


FIG. 3.24 - Interface conviviale de conception de la cellule active

### 3.5.3 Confrontation théorie-expérience

Afin de confronter notre modélisation de la cellule active à des mesures avec la grille microphonique, nous utilisons les différentes configurations, illustrées par la figure 3.20, soit :

1. Comparaison théorie/expérience avec une condition aux limites du type conduit «infini».
2. Comparaison théorie/expérience avec une condition aux limites du type paroi rigide.
3. Comparaison théorie/expérience avec une condition aux limites avec les trois tissus résistifs.

Des comparaisons de spectre permettent de vérifier la bonne disposition des résonances et anti-résonances et on en profitera pour effectuer des cartographies à certaines fréquences intéressantes. Notons que la taille de la cavité avant varie grâce aux entretoises que l'on peut rajouter et est différente suivant les configurations.

#### Comparaisons avec la condition aux limites conduit infini

Aucune toile résistive n'est insérée dans ce cas et on place, à l'extrémité du tube, un matériau poreux en grande quantité, de manière à réaliser une terminaison anéchoïque. La longueur de la cavité avant est de 110 cm, le point de mesure est placé à 3 cm du transducteur et la bande de fréquences considérée est [0 5000] Hz. Trois positions «intéressantes», représentées par les numéros 1, 4 et 6, sont étudiées, voir figure 3.14(a).

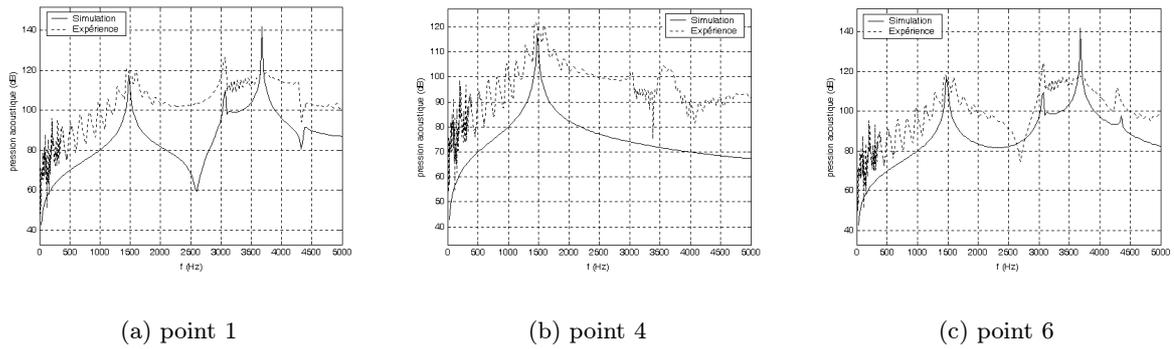


FIG. 3.25 - *Comparaison modélisation et expérience de la cellule active : conduit infini*

Les spectres sont représentés sur la figure 3.25. Les résonances et anti-résonances sont globalement respectées (malgré des légers décalages dus au serrage de la plaque d'aluminium dans la cellule). Le modèle ne possède pas d'amortissement acoustique propre ce qui explique la différence de dynamique entre les deux courbes. On voit en outre des modes longitudinaux de conduit en basses fréquences où la condition d'anéchoïcité n'est pas parfaitement réalisée.

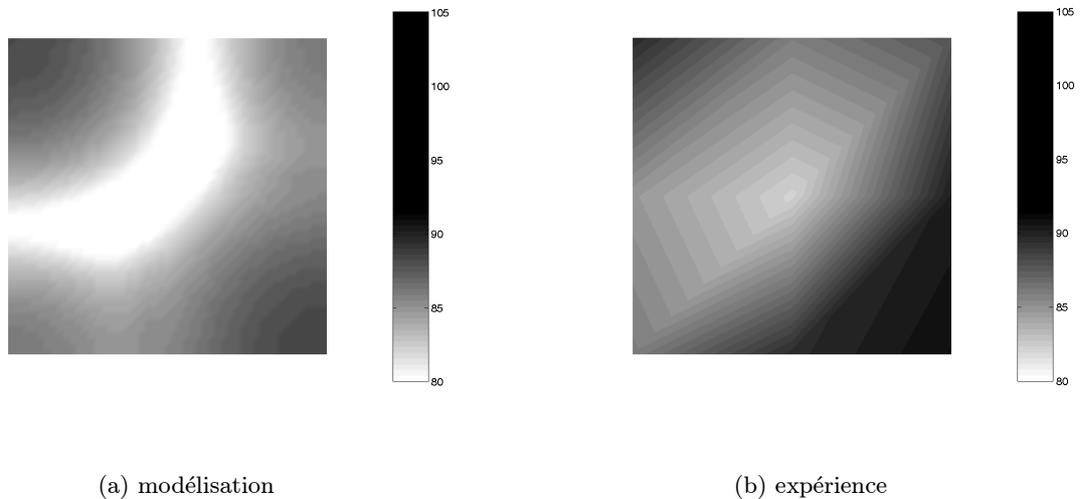


FIG. 3.26 - *Cartographie à 4330 Hz : conduit infini*

Les cartographies sont représentées sur la figure 3.26 et s'effectuent sur 9 points de mesure avec une interpolation bilinéaire (Gouraud) effectuée par la logiciel Matlab. Le critère habituel de discrétisation en  $\lambda/6$  montre que les cartographies sont raisonnablement exploitables jusqu'à 5000 Hz.

La fréquence choisie (4330 Hz) correspond à un «accident» que l'on repère sur les courbes de réponse en fréquence, aux points 1 et 6. On retrouve ici les différences d'amplitude car le modèle ne possède pas d'amortissement. Il est important de préciser que, vu ce nombre limité

de points, la cartographie est bien moins précise que celle obtenue par le modèle théorique mais les tendances sont relativement bien respectées.

### Comparaisons avec la condition limite mur rigide

Un haut-parleur éteint, fixé à l'extrémité du tube pour d'autres types d'expériences, est assimilé à un piston rigide. Le point de mesure est placé à 3 cm du transducteur, la gamme de fréquence est [0 5000] Hz et le conduit a une longueur de 122 cm. On considère toujours les trois points de mesure (1, 4 et 6), voir figure 3.14(a).

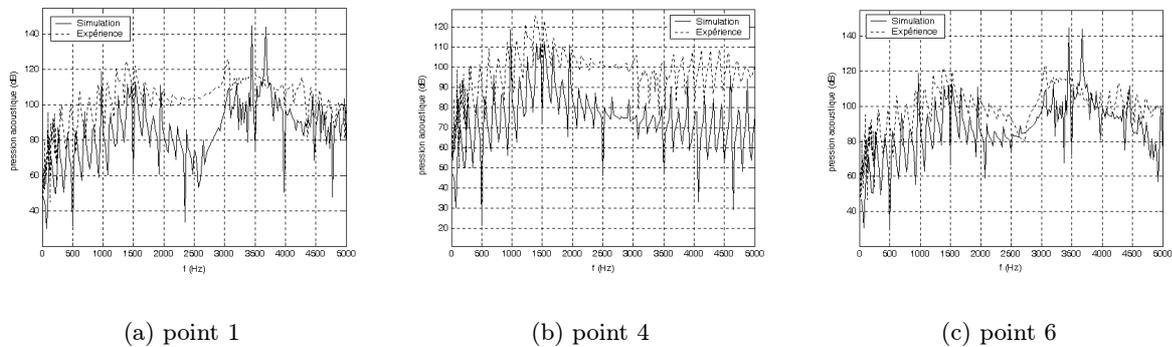
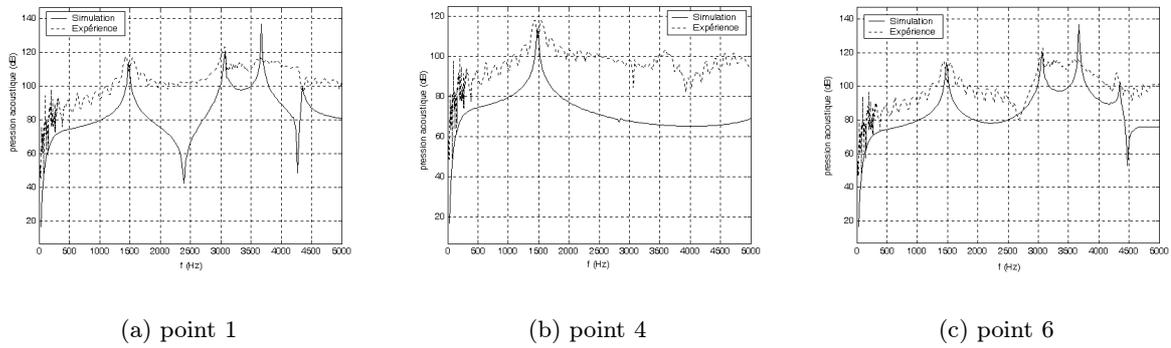


FIG. 3.27 - Comparaison modélisation et expérience de la cellule active : conduit rigide

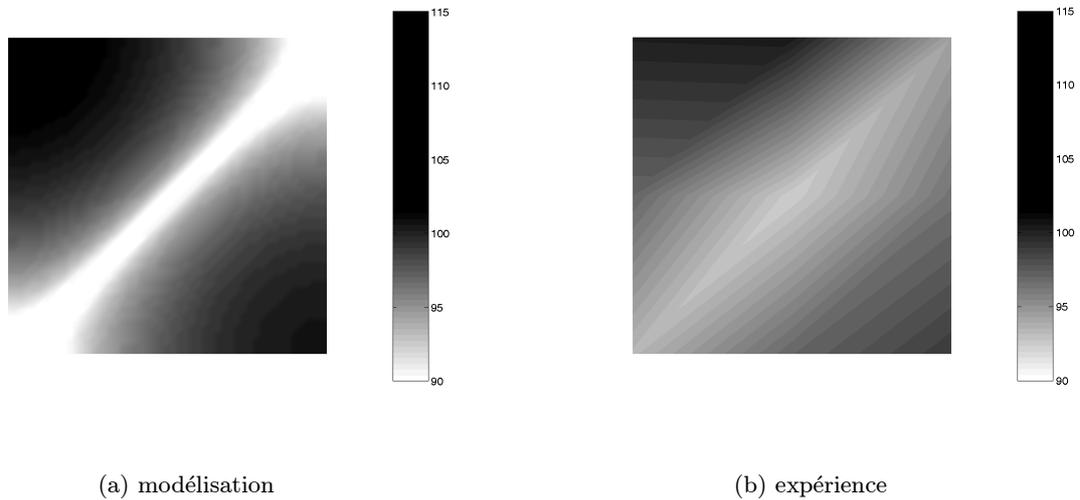
Les spectres sont représentés sur la figure 3.27. Les résonances et anti-résonances sont globalement respectées. On remarque la présence des modes de tube longitudinaux amplifiés par rapport au cas précédent.

### Comparaisons avec les trois tissus métalliques

Le tissu résistif est placé à 6 cm de l'actionneur afin de se rapprocher des dimensions de notre cellule active. La condition aux limites théorique est en première approximation égale à la résistance du tissu et le point de mesure est placé à 3 cm du transducteur, la gamme de fréquences étant [0 5000] Hz. Les spectres aux points de mesure 1, 4 et 6, voir figure 3.14(a), sont représentés figure 3.28.

**Tissu résistif H320 ( $0,3Z_0$ )**FIG. 3.28 - *Comparaison modélisation et expérience de la cellule active : tissu résistif h320*

Le tissu résistif permet de «stabiliser» les mesures en atténuant les résonances longitudinales et on retrouve les modes classiques au centre (point 4) et au quart (points 1 et 6). Comme la céramique est décalée par rapport au centre, on ne trouve pas la même réponse en fréquence de la pression pour les points de mesure 1 et 6. Remarquons aussi que le tube à l'arrière du tissu résistif n'a pas été pris en compte dans la modélisation. Son effet se caractérise par une partie imaginaire supplémentaire sur l'impédance terminale et peut expliquer le décalage observé sur certaines résonances.

FIG. 3.29 - *Cartographie à 3100 Hz : tissu résistif h320*

Les cartographies sont représentées sur la figure 3.29. La comparaison de la première résonance présente peu d'intérêt car on se trouve dans la configuration mode plan mais à la fréquence 3100 Hz, une résonance se produit aux points de mesure 1 et 6.

On retrouve toujours ici les différences d'amplitude car le modèle ne possède pas d'amortissement. Néanmoins, on arrive à comparer les tendances générales ainsi que leurs évolutions.

### Tissu résistif I130 ( $Z_0$ )

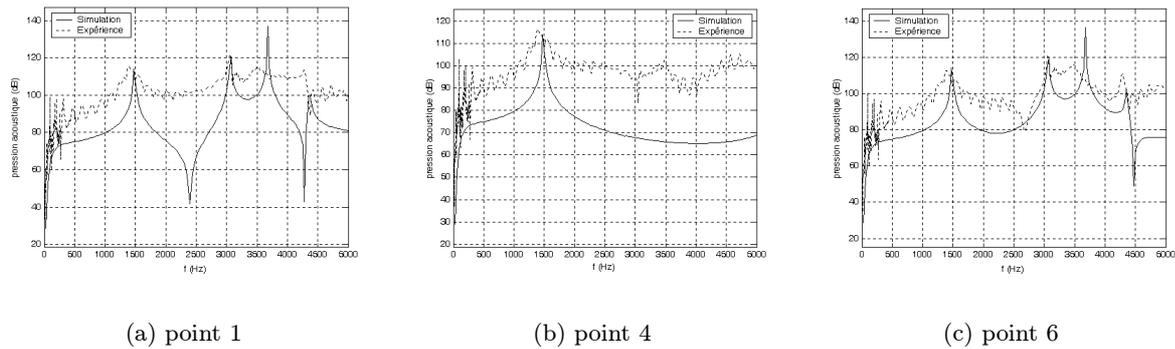


FIG. 3.30 - Comparaison modélisation et expérience de la cellule active : tissu résistif i130

Les spectres sont représentés sur la figure 3.30. On remarque l'atténuation des modes longitudinaux du tube induite par la résistance plus élevée du i130. Les résonances et anti-résonances sont encore respectées.

### Tissu résistif J330 ( $3Z_0$ )

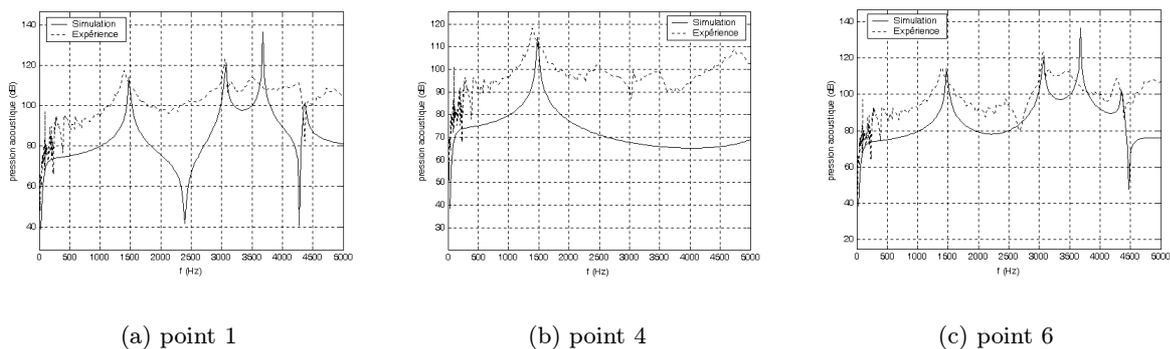


FIG. 3.31 - Comparaison modélisation et expérience de la cellule active : tissu résistif j330

Les spectres sont représentés sur la figure 3.31. La disparition des modes de tube est due à la résistance beaucoup plus élevée du j330. Là encore, les résonances et anti-résonances sont bien respectées.

## Conclusion

La comparaison des spectres pour les différents points de mesure montre que la meilleure position du capteur d'erreur pour le contrôle est au centre de la cellule, point 4. Grâce à la position non symétrique de la céramique, les résonances et anti-résonances sont moins visibles en ce point. L'efficacité du transducteur est en outre maximale au centre et l'influence des hautes fréquences est minimisée.

Les comparaisons modèle-mesures sont satisfaisantes dans le sens où les tendances générales sont vérifiées, sur les spectres et les cartographies. Cependant des améliorations sont nécessaires, en particulier l'ajout d'un amortissement acoustique modal de manière à obtenir des amplitudes plus réalistes. Dans la formulation de Roure, on ne peut que fixer l'impédance terminale, représentée par une simple résistance dans le cas de la présence de la toile résistive. La prise en compte complète du tube à l'arrière du matériau permettrait certainement d'affiner le modèle. De même, l'utilisation de toutes les possibilités de décalage de la grille microphonique, avec au total 45 points de mesure, apporterait plus de précisions pour les cartographies.

Concernant la modélisation vibratoire même du transducteur, le domaine fréquentiel d'étude est limité à 10 kHz car les calculs modaux deviennent ensuite beaucoup plus lourds. On ne peut pas se fier à cette modélisation pour prévoir le comportement très haute fréquence du transducteur. Mais les essais avec le prototype laissent présager des performances acoustiques accrues pour notre application.



## Chapitre 4

# Contrôle feedback numérique multi-voies : l'algorithme IMC MDFXLMS

Pour notre application, l'augmentation la surface d'absorption revient à multiplier le nombre de cellules actives et donc à utiliser un algorithme de contrôle actif multi-voies. Les précédentes expériences, utilisant une méthode feedforward, ont montré que les performances en absorption augmentent quand on multiplie le nombre de cellules actives. Cependant, on le sait, cet algorithme devient vite très conséquent en temps de calcul et place mémoire si le nombre de voies est trop élevé. Le choix d'un contrôle prédictif est, lui aussi, remis en question car on ne dispose pas toujours dans les conduits avec écoulement d'une détection suffisamment cohérente de la perturbation amont. La solution était donc de combiner l'adaptabilité des filtres numériques et la structure en boucle fermée d'un contrôleur feedback. C'est pourquoi nous avons étudié et implémenté l'algorithme à structure IMC mono-voie au chapitre 2.

Il est donc question maintenant d'utiliser une configuration multi-voies MIMO de l'algorithme IMC. Peu d'articles traitent de ce sujet car la mise en oeuvre d'un tel système est complexe : influence du contre-bruit des cellules entre elles, problème de stabilité...

Dans ce chapitre, on se propose donc de faire un état de l'art sur les quelques articles traitant de cette application. Ensuite, on présentera l'algorithme du contrôle feedback numérique multi-voies à structure IMC d'après le livre de Kuo et Morgan [51]. Une étude paramétrique sous Matlab nous donnera des conditions pratiques de stabilité et nous permettra de définir les conditions pour une diagonalisation de l'algorithme. Une nouvelle architecture que nous appellerons IMC-MDFXLMS (IMC MIMO Diagonalised FXLMS) permettra de paralléliser la structure MIMO en multiples structures SISO indépendantes. Cette approche novatrice va nous permettre de simplifier le procédé et ainsi de pouvoir augmenter la surface de traitement.

Pour clore ce chapitre, l'implémentation de cet algorithme sur la carte dSPACE sera présentée avec quelques résultats de contrôle utilisant deux cellules actives dans un conduit.

## 4.1 Approche théorique

### 4.1.1 Structure $K \times K$ IMC-FXLMS

La figure 4.1 donne la représentation classique d'une architecture multi-voies  $K \times K$  ( $K$  sources secondaires et  $K$  microphones d'erreur). Les références  $(x_i)_{i=1\dots K}$  sont estimées en enlevant les contributions propres  $(\hat{G}_{ii})_{i=1\dots K}$  et croisées  $(\hat{G}_{ij})_{i=1\dots K, j=1\dots K, i \neq j}$  de chaque source aux signaux d'erreurs.

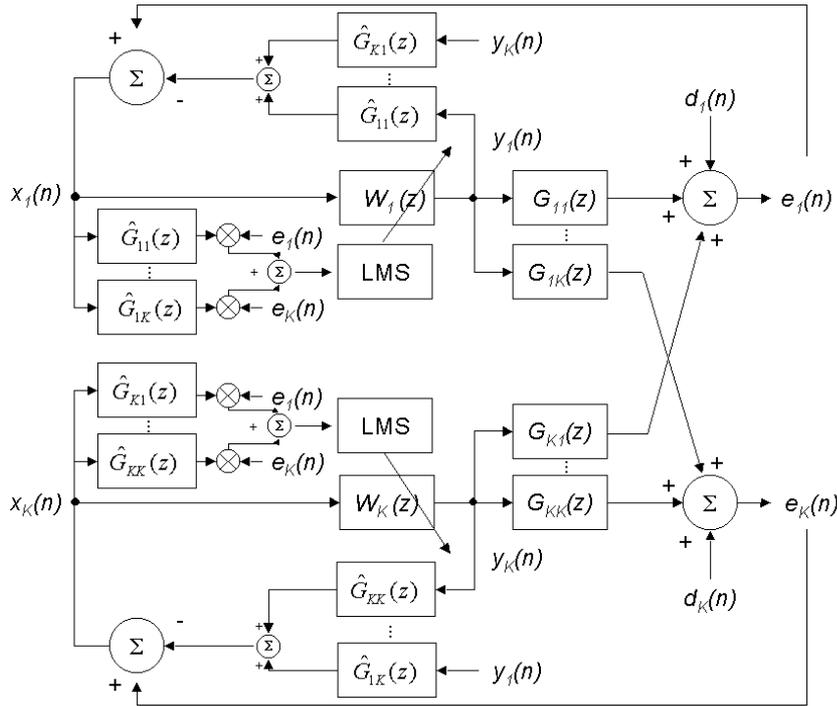


FIG. 4.1 - Schéma bloc de l'algorithme  $K \times K$  IMC-FXLMS

L'expression de la référence  $(x_i)_{i=1\dots K}$  au temps  $n$  s'exprime alors par la formule :

$$x_i^{(n)} = e_i^{(n)} - \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{M-1} \hat{g}_{kim} y_k(n-m) \quad (4.1)$$

où  $(\hat{g}_{kim})_{k=1\dots K, i=1\dots K, m=1\dots M-1}$  sont les coefficients du filtre d'ordre  $M$  représentant le chemin secondaire entre la  $k^{\text{ième}}$  source secondaire et le  $i^{\text{ième}}$  microphone d'erreur.

Quand aux coefficients des filtres de contrôle (d'ordre  $L$ ), ils sont toujours déterminés par l'algorithme FXLMS normalisé :

$$w_{li}^{(n+1)} = w_{li}^{(n)} - \mu \sum_{k=1}^K \frac{[\hat{g}_{ik} * x_i](n_l)}{(\sigma_{ik}^2)^{(n)}} e_k^{(n)} \quad (4.2)$$

où  $(\sigma_{ik}^2)^{(n)}$  est l'estimation de la puissance de la référence filtrée  $v_{ik}^{(n)} = [\hat{g}_{ik} x_i]^{(n)}$ .

### 4.1.2 Etat de l'art

Les premières expériences dans ce domaine reviennent à Rubenstein *et al.* [83] (1992) qui ont appliqué cet algorithme dans un conduit à large dimension.

De même, Kuo et Vijayan [53] 1994 ont simulé l'algorithme en utilisant des chemins secondaires réels mesurés sur un banc d'essai. Un contrôleur feedback deux voies a ensuite été fabriqué avec un DSP TMS320C30 (Texas Instruments) pour traiter une perturbation sinusoïdale et un bruit de tracteur. Cependant, il n'y a pas d'analyse concernant la convergence ou la robustesse de l'algorithme.

#### Travaux au Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique de Marseille

Dans l'article de Friot *et al.* [26] (1999), l'extension de la structure IMC mono-voie au cas MIMO est traitée avec la conclusion que le signal de référence peut être reconstruit en sommant la sortie des capteurs d'erreur si l'on considère que la contribution des actionneurs sur ce signal de référence est indépendante. On parallélise alors les chemins feedback. Des calculs en conduit donnent de bons résultats malgré la différence entre les chemins feedback réels et créés, sous-entendu que la contrainte classique de stabilité robuste est introduite. Cependant, il n'y a pas d'expérience pouvant étayer ces hypothèses.

#### Travaux du Technical Research Laboratory de Saitama

Dans l'article de Tanaka [90] (2002), l'algorithme feedback multivoies à structure IMC est appliqué pour l'insonorisation des conduits d'air conditionné. On obtient seulement 5 dB de réduction maximum pour un système mono-voie tandis que pour 4 sources secondaires actives, l'atténuation maximum est de 20 dB. Cependant, cet article ne précise pas les problèmes de stabilité qu'il peut y avoir dans cette configuration.

#### Travaux de l'Institute of Technical Acoustics de l'université de Berlin

L'article de Jakob et Möser [43] (2002) est une application de l'algorithme à structure IMC aux double-vitrages. Les sources secondaires sont des haut-parleurs longilignes s'adaptant parfaitement à l'espace disponible entre les vitres. On en compte 12 situés aux quatre coins de la vitre mais seulement 9 sont utilisés pour l'expérience dont 3 appartenant respectivement à chaque coin, pilotés en parallèle par un contrôleur. Quatre microphones d'erreur sont installés dans la cavité, deux sont sommés ce qui donne 3 signaux d'erreur. L'architecture du contrôleur est alors composée de 3 entrées et 3 sorties. La fréquence d'échantillonnage est fixée à 800 Hz, le nombre de points de filtre du chemin secondaire modélisé est de 100. Pour des raisons techniques, les 9 filtres adaptatifs utilisent un nombre maximum de 62 points et les mesures se font en tiers

d'octave jusqu'à 6000 Hz environ. Les atténuations sonores obtenues dépendent fortement de la nature de la source primaire, plusieurs cas différents sont envisagés : bruit du trafic sur une autoroute, d'avions, de trains, de tramway... L'algorithme se comporte bien pour des signaux périodiques et avec des variations lentes : 10-16 dB(A) d'atténuation pour un bruit d'hélicoptère par exemple. Mais il est mis en défaut pour des signaux variant rapidement dans le temps. Par exemple, pour un bruit aléatoire large bande (trafic sur l'autoroute), on arrive à des atténuations de l'ordre de 3-5 dB(A) (et 7-9 dB pour les atténuations maximum). Cet article n'est aussi pas très précis sur les difficultés rencontrées lors de l'implémentation de l'algorithme pour cette application et ne fournit que des mesures en tiers d'octave peu précises pour une bonne exploitation.

On le voit donc bien, les atténuations obtenues peuvent ainsi être plus fortes au prix de calculs beaucoup plus lourds. Dans notre cas, on veut faire fonctionner notre système avec une cinquantaine de cellules ce qui nous donne environ  $50^2 = 2500$  filtres pour modéliser les chemins secondaires. Nous allons donc essayer de développer un algorithme sans prendre en compte les chemins croisés pour ne retenir que les chemins directs. Ainsi, le fonctionnement de chaque cellule active pourra réellement être considéré comme indépendant. On peut bien évidemment s'attendre à un comportement instable dû aux couplages acoustiques inter-cellules, ce qui va causer des instabilités à certaines fréquences du bruit primaire.

Le filtre optimal ne dépend que du chemin secondaire direct et ces instabilités peuvent très bien se produire même si ce filtre optimal est réalisé dans chaque cellule. Pour mieux comprendre et ainsi trouver des solutions à ce phénomène d'instabilité, nous allons considérer un montage composé de deux cellules (avec couplage acoustique inter-cellule) et trouver des conditions *suffisantes* assurant la stabilité.

### 4.1.3 Etude théorique du couplage acoustique entre deux cellules

#### Introduction de la matrice résiduelle $M$

Considérons donc un système simplifié constitué de deux cellules (voir figure 4.2). Le but de cette étude réduite est de trouver des conditions *suffisantes* de stabilité. La généralisation de ce système permettra alors d'appliquer ces conditions à notre application.

L'estimation «tronquée» des deux signaux de référence  $X_1$  et  $X_2$  est donnée par les expressions suivantes :

$$X_1(z) = E_1(z) - W_1(z)\hat{G}_{11}(z)X_1(z) \quad (4.3a)$$

$$X_2(z) = E_2(z) - W_2(z)\hat{G}_{22}(z)X_2(z) \quad (4.3b)$$

On se place ici dans des conditions optimales, soit :  $\hat{G}_{11} = G_{11}$  et  $\hat{G}_{22} = G_{22}$ . Les signaux d'erreurs mesurés  $E_1$  et  $E_2$  s'écrivent alors :

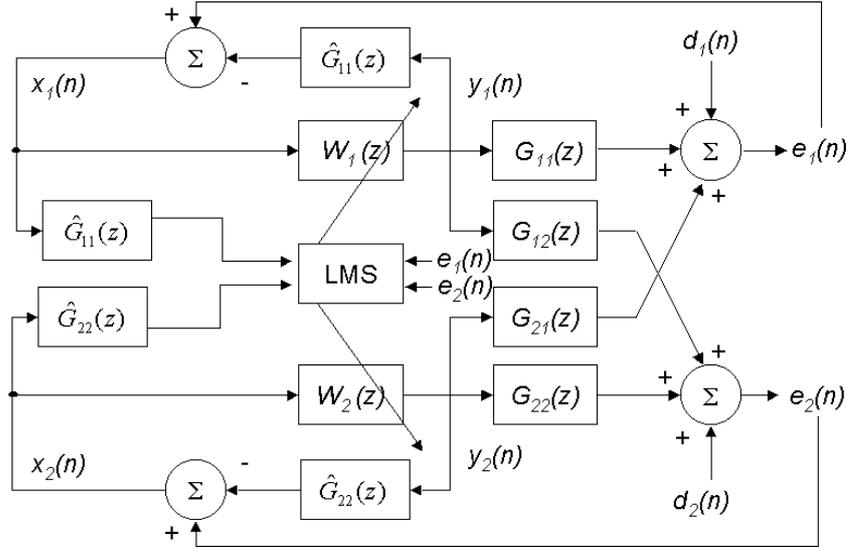


FIG. 4.2 - Architecture IMC-FXLMS pour deux cellules

$$E_1(z) = D_1(z) + W_1(z)G_{11}(z)X_1(z) + W_2(z)G_{21}(z)X_2(z) \quad (4.4a)$$

$$E_2(z) = D_2(z) + W_1(z)G_{12}(z)X_1(z) + W_2(z)G_{22}(z)X_2(z) \quad (4.4b)$$

Les équations 4.3a et 4.3b peuvent alors se réécrire ainsi :

$$X_1(z) = D_1(z) + W_2(z)G_{21}(z)X_2(z) \quad (4.5a)$$

$$X_2(z) = D_2(z) + W_1(z)G_{12}(z)X_1(z) \quad (4.5b)$$

En notation matricielle et après  $n$  itérations, la matrice des signaux de référence s'écrit alors :

$$X = D + M^{n+1}X \quad (4.6)$$

où la matrice résiduelle  $M$  s'écrit :

$$M = \begin{pmatrix} 0 & W_2G_{21} \\ W_1G_{12} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

La stabilité du système dépend alors des valeurs propres de la matrice  $M$  et donc intrinsèquement des valeurs des chemins secondaires croisés. On peut exprimer analytiquement la condition de stabilité en écrivant que les modules des valeurs propres  $(\lambda_i)_{i=0\dots L-1}$  doivent être strictement inférieures à 1 ce qui nous donne :

$$|\lambda|^2 = |(W_1G_{12})(W_2G_{21})| < 1 \quad (4.8)$$

Pour calculer les valeurs propres, il nous faut donc connaître les chemins secondaires croisés  $G_{12}$  et  $G_{21}$  ainsi que les filtres de contrôle optimaux  $W_1^{opt}$  et  $W_2^{opt}$ . Pour étayer ces propos, nous présentons des simulations de Benoit Mazeaud [62] pour l'algorithme à structure IMC-FXLMS deux voies.

### Simulation de l'algorithme deux voies

Considérons donc la configuration de la figure 4.3. On utilise les réponses en fréquence des chemins secondaires obtenues lors d'expériences avec deux cellules dans une cavité rigide. Les valeurs des filtres de contrôle optimaux sont données par l'équation 2.19. Par ailleurs, il n'est pas nécessaire de faire tourner l'algorithme pour observer l'effet de l'instabilité, il suffit de fixer les valeurs initiales des filtres de contrôle égales aux chemins optimaux et d'annuler le coefficient de convergence.

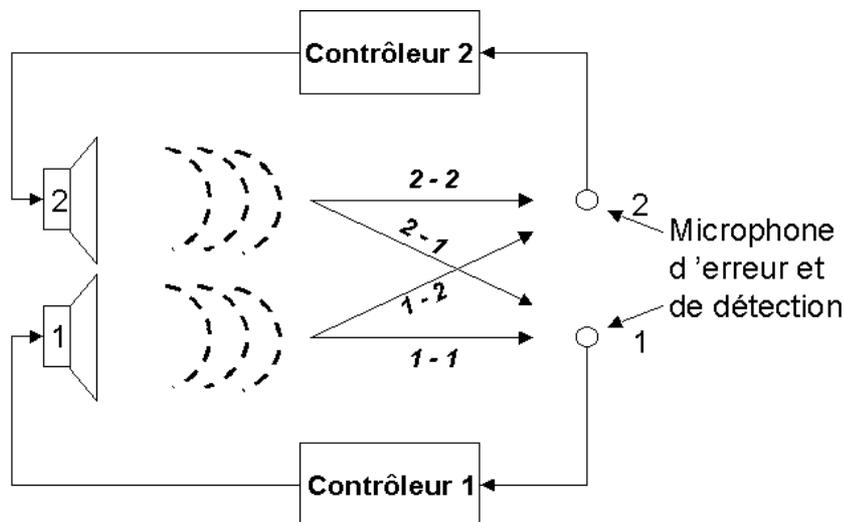


FIG. 4.3 - Simulation de l'algorithme à structure IMC-FXLMS deux voies

Sur la figure 4.4(a) sont représentées des valeurs propres de  $M$  pour un bruit primaire constitué d'un sinus de fréquence 1600 Hz. La plus grosse instabilité se situe autour de 1100 Hz, première résonance de l'actionneur. On observe, par ailleurs, la divergence attendue du contrôle sur le spectre du microphone d'erreur, voir figure 4.4(b). Le nombre de points de filtre de contrôle est dans ce cas égal à 2.

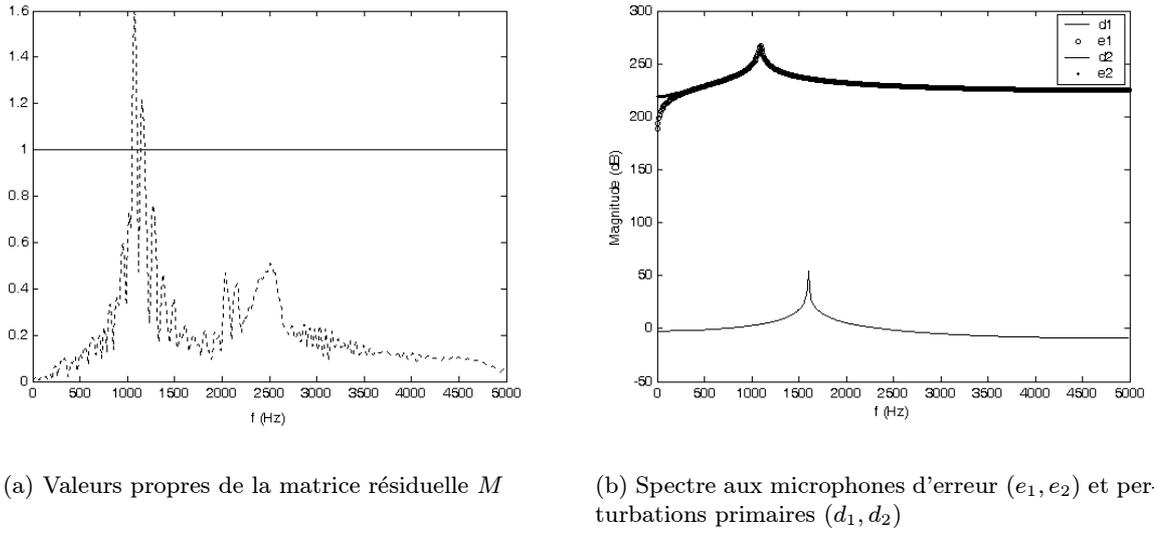


FIG. 4.4 - Instabilité due au couplage acoustique entre les deux cellules (500 itérations)

Cette étude nous a donc permis de mettre en évidence l'apparition d'instabilités mais ne permet pas *a priori* de les prévenir. Cependant le critère de stabilité, défini par l'équation 4.8, va nous permettre de trouver une solution robuste pour y remédier.

#### 4.1.4 Conditions de stabilité

Si l'on force les amplitudes des filtres de contrôle  $W_1$  et  $W_2$  à être strictement inférieures à l'inverse des chemins secondaires croisés correspondants, alors la condition de stabilité définie par l'équation 4.8 est respectée soit :

$$|W_1(z)| < \frac{1}{|G_{12}(z)|} \quad (4.9a)$$

$$|W_2(z)| < \frac{1}{|G_{21}(z)|} \quad (4.9b)$$

Cette condition est logique : les filtres optimaux, définis dans le chapitre 2 par l'équation 2.19, s'expriment ainsi :

$$W_1^{opt}(z) = -\frac{1}{G_{11}(z)} \quad (4.10a)$$

$$W_2^{opt}(z) = -\frac{1}{G_{22}(z)} \quad (4.10b)$$

Cela revient à dire que  $|G_{ii}| > |G_{ij}|$  pour  $i \neq j$  et donc que les contributions propres sont plus importantes que les contributions croisées. Si l'on trace  $|W_1(z)|$  et  $1/|G_{12}(z)|$  (ainsi que

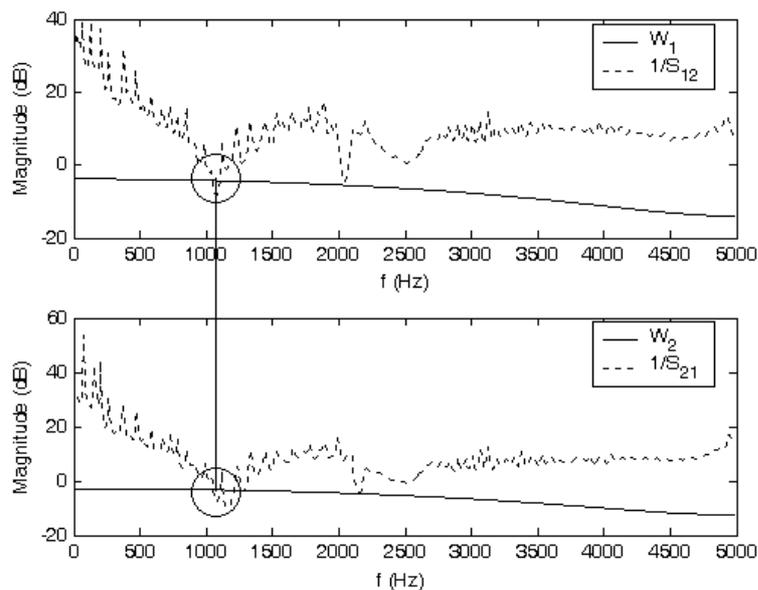


FIG. 4.5 - Amplitudes des filtres de contrôle (2 points) et de l'inverse des chemins secondaires croisés

$|W_2(z)|$  et  $1/|G_{21}(z)|$ ) sur une même figure, on voit bien que ces deux conditions ne sont pas respectées, voir figure 4.5.

Pour pouvoir respecter les deux conditions énoncées précédemment, on peut augmenter le nombre de points de filtre des contrôleurs. Ceci a pour effet de créer un filtre passe-bande autour de la fréquence primaire à traiter en ajoutant des zéros dans le filtre déjà existant. Pour les deux filtres de contrôle avec 20 coefficients chacun, les conditions de stabilité sont respectées, voir figures 4.6(a) et 4.6(b).

Cependant on se doute que le problème réémergera si l'on multiplie le nombre de cellules, il faudra alors augmenter le nombre de points de filtre de contrôle sans être vraiment certain de la robustesse dans les cas les plus critiques. Néanmoins cette méthode montre l'intérêt d'isoler la fréquence à traiter afin d'éviter que des fréquences d'instabilité mettent en péril le contrôle. C'est précisément l'encadrement de cette fréquence par un filtre passe-bande adaptatif qui va être présenté et utilisé par la suite pour s'affranchir de ces instabilités.

## 4.2 Diagonalisation de l'algorithme

### 4.2.1 Utilisation d'un filtre passe-bande adaptatif sur la fréquence à traiter

#### Méthode générale

Les simulations précédentes montrent que des instabilités peuvent se produire dans la boucle de contrôle si les contributions croisées sont plus importantes que les contributions directes. Même si l'augmentation du nombre de points du filtre de contrôle évite parfois le déclenchement

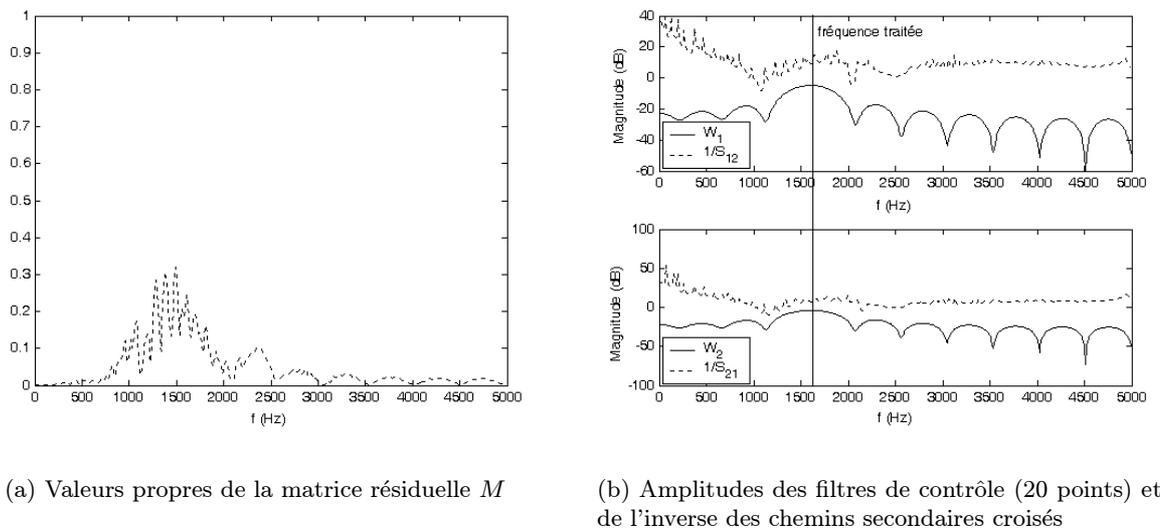


FIG. 4.6 - Instabilité due au couplage acoustique entre les deux cellules (500 itérations)

de l'instabilité, on ne peut garantir le bon fonctionnement de l'algorithme à chaque essai. Le calcul du couplage inter-cellule nécessite la connaissance des fonctions de transfert croisées, ce dont nous ne disposons pas, par hypothèse.

L'idée est donc d'isoler la raie à traiter, grâce à un filtre passe-bande adaptatif centré autour de la fréquence du sinus primaire, pour que la cellule ne traite que le bruit primaire, voir figure 4.7. Une telle manipulation revient à diagonaliser l'algorithme. La structure MIMO est ainsi parallélisée en de multiples structures SISO indépendantes. On espère simplement que le filtre passe-bande suffira pour assurer l'équation de stabilité 4.8, la condition de stabilité robuste étant toujours valable (équation 2.9).

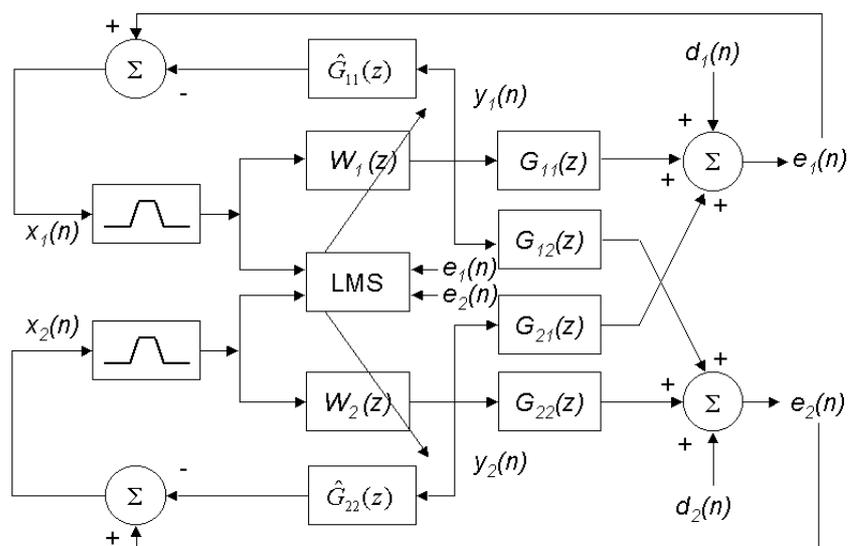


FIG. 4.7 - L'architecture IMC-MDFXLMS

## Effet d'un filtre passe-bande dans la boucle de contrôle

Il faut tout d'abord prendre des précautions quant au choix du type de filtre passe-bande que l'on souhaite utiliser dans ce montage. L'adjonction d'un filtre va ajouter du déphasage à la boucle de contrôle ce qui peut être critique pour une commande feedback en large bande.

Cependant notre algorithme diagonalisé à structure IMC nous permet d'avoir des retards plus conséquents. Une expérience a été menée sur l'algorithme mono-voie : pour une période d'échantillonnage  $t_e$  de 100  $\mu s$  et une raie à traiter de fréquence 1400 Hz, un retard sur la sortie du filtre de contrôle de 1 à 2 ms ( $10t_e$  à  $20t_e$ ) donne 25 dB de réduction contre 40 dB sans retard, le contrôle restant stable. Notons pour information que le temps de passage  $\tau_{DS1103}$  de la carte (correspondant aux temps de conversion du DAC et de l'ADC) est égale à  $4t_e$  pour  $f_e = 10$  kHz. Cette valeur a été mesurée en estimant le déphasage entre le signal d'entrée et le signal de sortie.

### 4.2.2 Synthèse du filtre passe-bande

#### Première solution : calcul des coefficients des filtres pour chaque fréquence de traitement

La première solution, qui est utilisée pour les premières expériences, consiste à trouver une fois pour toutes les coefficients des filtres passe-bande aux fréquences  $f_i$  à éliminer (par l'outil `fdatool` de Matlab par exemple). Les caractéristiques de ces filtres sont de type Butterworth, RII et d'ordre 2. Pour chaque fréquence, ces données sont stockées dans le contrôleur.

#### Solution pour le banc MATISSE : les filtres NOTCH adaptatif

Il peut être néanmoins pratique de développer un filtre adaptatif connaissant la fréquence à filtrer sans que l'on ait besoin de connaître pour chaque fréquence à traiter le filtre passe-bande correspondant. Dans nos expériences avec la carte DS1103, Benoit Mazeaud [62] s'est donc chargé de développer un filtre adaptatif dans notre schéma Simulink. C'est ce que nous allons exposer brièvement par la suite. Le design d'un tel filtre se base sur les filtres «notch» adaptatifs (ANF : Adaptive Notch Filters) développés dans l'article de Nehorai [66] (1985). Le principe étant exposé entièrement dans le DEA de Benoit Mazeaud [62], je ne ferai que citer les idées essentielles à la compréhension de cet algorithme.

Classiquement, les filtres notch sont utilisés pour enlever des composantes bien précises (bruit sur une bande de fréquence étroite ou composante sinusoïdale). Dans le cas qui nous intéresse, on souhaite plutôt **extraire** une composante sinusoïdale, de fréquence connue  $\omega_0$ , du signal de référence. C'est tout simplement le complémentaire du filtre ANF. On montre alors que ce type de filtre s'écrit (transformée en  $z$ ) :

$$H(z) = 1 - \frac{A_0(z)}{A_0(\rho z)} = \frac{a_0(\rho - 1)z^{-1} + (\rho^2 - 1)z^2}{1 + \rho a_0 z^{-1} + \rho^2 z^{-2}} \quad (4.11)$$

avec :

$$A_0(z) = 1 + a_0 z^{-1} + z^{-2} \quad (4.12a)$$

$$a_0 = -2 \cos(\omega_0) \quad (4.12b)$$

$$\rho \in [0, 1] \quad (4.12c)$$

$\rho$  est un facteur de largeur de bande : plus il s'approche de 1, plus la bande passante devient petite à la fréquence  $\omega_0$  et inversement. C'est d'ailleurs la seule valeur initiale nécessaire. Dans les simulations et les expériences,  $\rho$  est pris égal à 0,97.

Notons que ce filtre possède les mêmes propriétés que les filtres Butterworth. L'utilisation de filtres RII permet de gagner du temps de calcul et couplé à un système de détection de fréquence (comme un tachymètre ou un algorithme de détection de fréquence RPE-ANF, voir Nehorai [66]), le fonctionnement du contrôleur devient complètement indépendant.

Nous présentons à titre d'exemple sur la figure 4.8 la fonction de transfert d'un tel filtre pour une fréquence  $f_0 = 1500$  Hz :

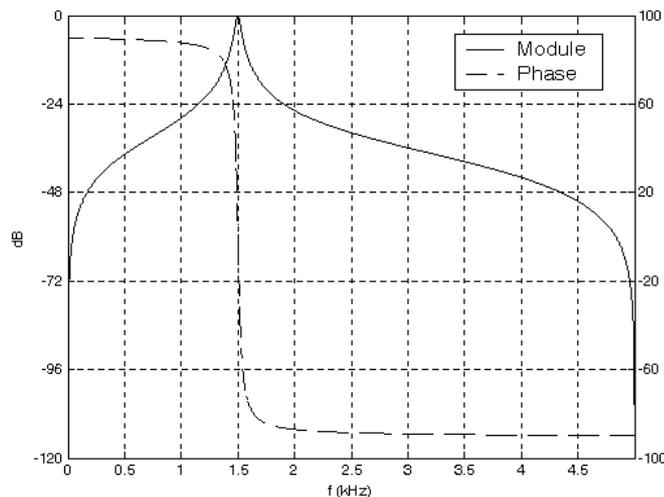


FIG. 4.8 - *Filtre ALE passe-bande adaptatif pour  $f_0 = 1500$  Hz*

### Simulation de l'algorithme avec le filtre passe-bande adaptatif

Si on fait tourner la simulation en intégrant ce filtre adaptatif pour un contrôleur 2 voies, l'instabilité ne se produit plus et les réductions au niveau des microphones d'erreur sont très importantes, voir figure 4.9(a). Par ailleurs, le filtre passe-bande permet de minimiser l'effet du bruit parasite large bande sur le contrôleur. La figure 4.9(b) donne les spectres correspon-

dant quand on n'utilise pas de filtre passe-bande et l'instabilité se déclenche comme prévu aux alentours de 1100 Hz.

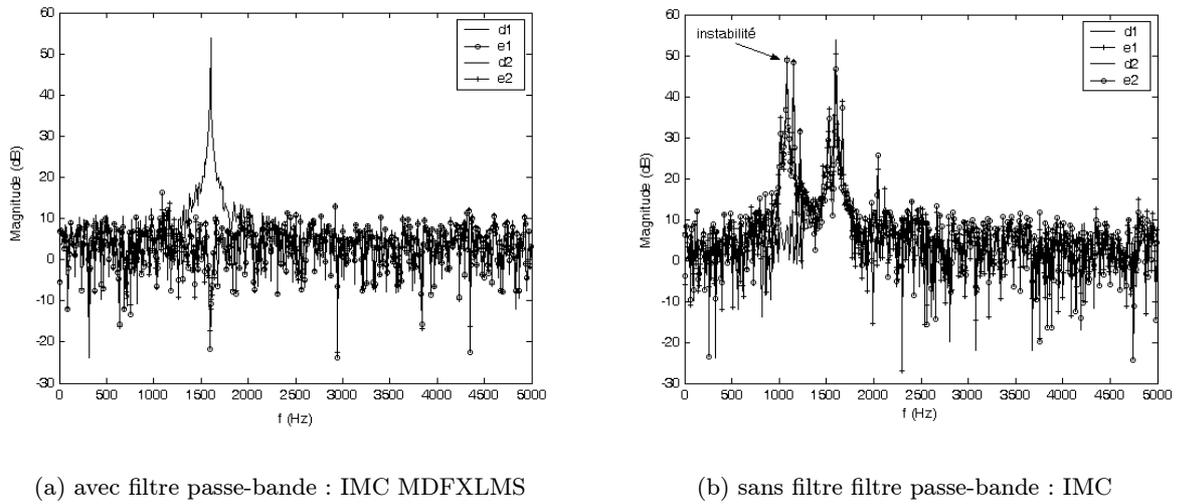


FIG. 4.9 - Simulation de l'algorithme IMC pour une raie dans un bruit blanc

### 4.3 Banc d'essai pour deux cellules actives

#### 4.3.1 Implémentation de l'algorithme IMC-MDFXLMS 2 voies sur la carte dSPACE

L'implémentation de l'algorithme IMC-MDFXLMS deux voies sur la carte dSPACE a consisté à mettre en parallèle deux schémas identiques d'un contrôleur IMC une voie mais en rajoutant le filtre passe-bande adaptatif sur la référence interne. La figure 4.10 représente le schéma bloc de l'algorithme deux voies programmé sous Simulink.

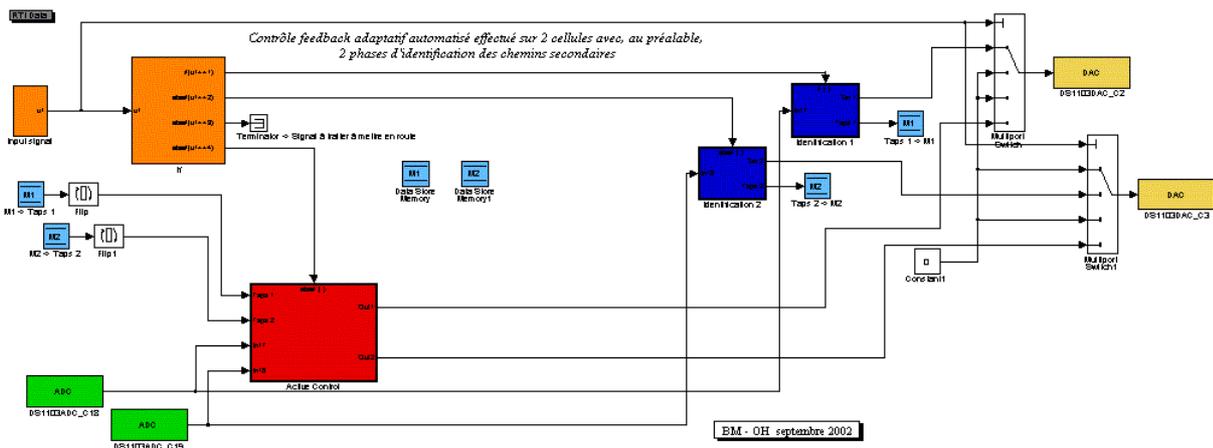


FIG. 4.10 - Schéma bloc Simulink de l'algorithme IMC-MDFXLMS 2 voies

Les signaux des microphones d'erreurs sont donc échantillonnés et convertis par les blocs

ADC en vert. Les identifications des chemins secondaires se font dans les sous-routines en bleu foncé. Les matrices des filtres représentant ces fonctions de transfert sont alors mises dans des mémoires tampons (bloc bleu clair) qui sont réutilisées dans le processus de contrôle (bloc rouge).

Pour que ces opérations soient temporisées, on a utilisé des blocs «if» (orange) déclenchés par une horloge que nous avons réglée pour chaque étape :

1. Identification chemin secondaire cellule 1.
2. Identification chemin secondaire cellule 2.
3. Temporisation de 10 secondes pour mettre en marche la source primaire externe.
4. Mise en route du contrôle

Les figures 4.11(a) et 4.11(b) représentent le détail d'un contrôleur pour une voie incluant le filtre passe-bande adaptatif. Les procédures d'identification restent les mêmes que celles décrites au chapitre 2 (figure 2.31).

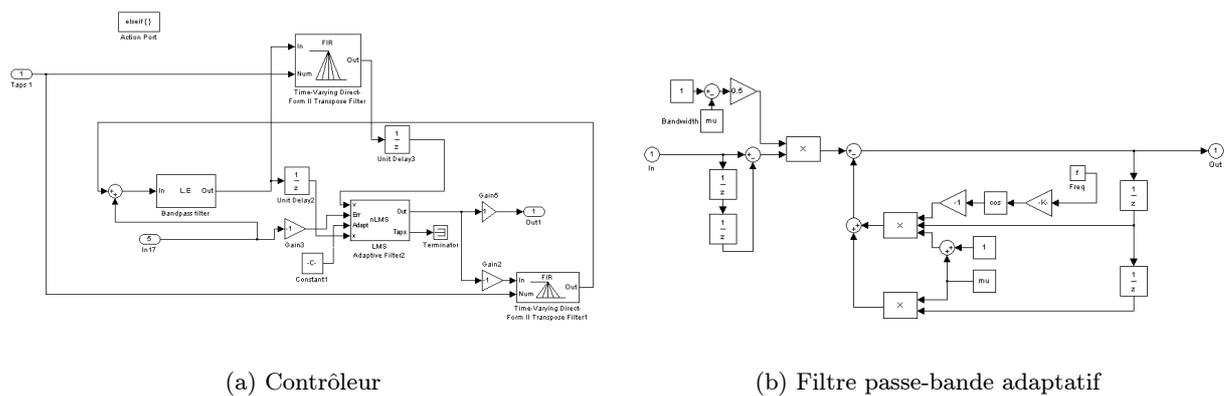


FIG. 4.11 - Détail d'un contrôleur avec le filtre passe-bande adaptatif

Les paramètres sont directement rentrés via un programme Matlab exécutable ce qui permet de les changer facilement sans intervenir sur le schéma bloc. Les variables d'entrée sont :

- la fréquence  $f$  que l'on souhaite contrôler,
- la fréquence d'échantillonnage du système (fixée, pour toutes les expériences, à 10 kHz),
- les gains pour l'identification (dSPACE génère le sinus pendant la phase d'identification sur les sources secondaires),
- le nombre de coefficients pour les filtres d'identification des deux cellules,
- les valeurs des coefficients de convergence pour les filtres d'identification des deux cellules,
- le nombre de coefficients pour les filtres de contrôle des deux cellules,
- les valeurs des coefficients de convergence pour les filtres de contrôle des deux cellules,
- les valeurs  $\rho_i$  des bandes passantes pour les filtres passe-bande adaptatif (fixées, pour toutes les expériences, à 0.97).

Par la suite, le schéma Simulink est compilé et la manipulation de l'algorithme se fait par l'interface conviviale dSPACE.

### 4.3.2 Banc d'essai et résultats expérimentaux

Afin de pouvoir tester notre algorithme dans des conditions réalistes, nous avons considéré un conduit en bois (voir figure 4.12) composé d'une source primaire (haut-parleur) à son extrémité et de mousse absorbante de l'autre côté. Les cellules utilisées sont d'anciens prototypes développés pour les projets européens RANNTAC et RESOUND. Il n'y a pas de toile résistive en face avant des cellules, ce sont donc des conditions particulièrement défavorables pour la mise en œuvre du contrôle actif vu les multiples réflexions qui règnent dans ce conduit : un couplage acoustique fort existe entre les deux cellules.

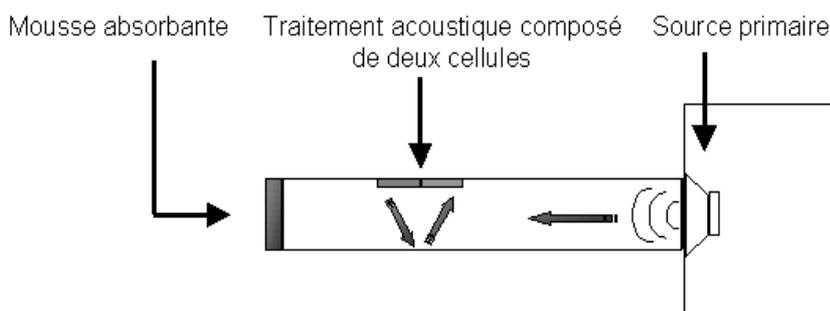


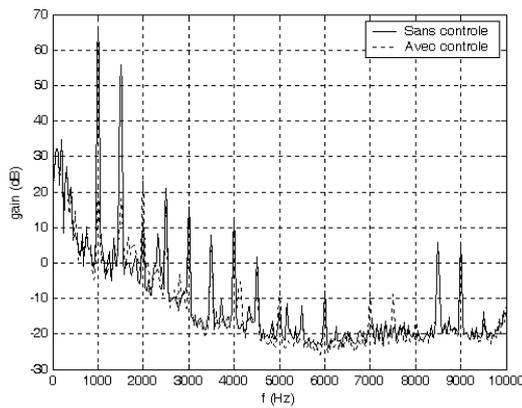
FIG. 4.12 - Banc d'essai pour tester l'algorithme IMC-MDFXLMS sur 2 voies

Néanmoins l'algorithme se comporte comme sur la simulation, les raies spectrales sont facilement éliminées. Nous présentons ici une expérience avec un bruit primaire composé de deux raies à 1000 et 1500 Hz. L'algorithme de contrôle se comporte comme attendu, permettant une réduction forte (40 dB en moyenne) et rapide (1 seconde) : voir figures 4.13(a), 4.13(b), 4.13(c) et 4.13(d), le nombre de points pour le filtre d'identification et de contrôle étant égal à 16. On peut en outre très bien augmenter le nombre de raies à traiter en mettant un filtre passe-bande sur chacune d'entre-elles.

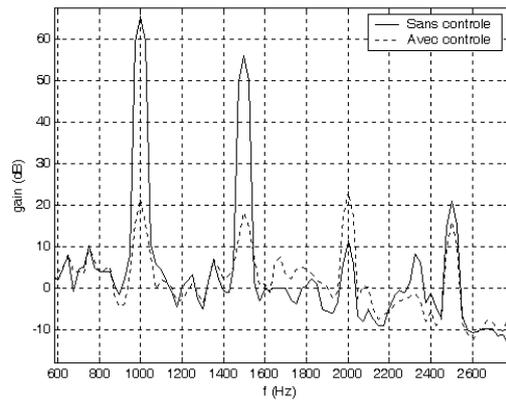
L'algorithme a été testé pour différentes fréquences et a bien fonctionné de 800 jusqu'à 2000 Hz. Les niveaux acoustiques obtenus dans le conduit sont modérés (90 dB) mais cette expérience simple a permis de valider l'algorithme IMC-MDFXLMS pour un cas concret où le couplage acoustique entre cellules était bien présent.

### 4.3.3 Conclusion

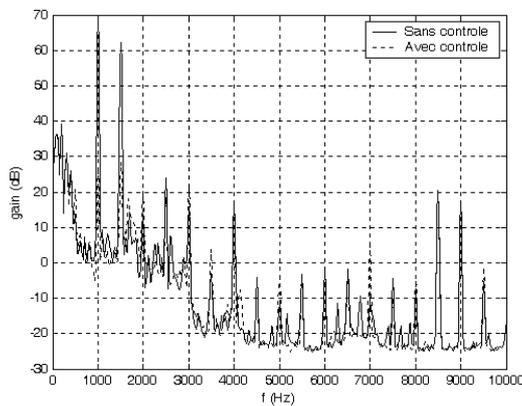
Dans ce chapitre, on a donc introduit une méthode permettant d'utiliser l'algorithme IMC pour plusieurs voies en parallèle, sans considérer les chemins secondaires croisés, ce qui aurait alourdi le calcul et compromis un usage dans des conditions plus réelles. La diagonalisation de



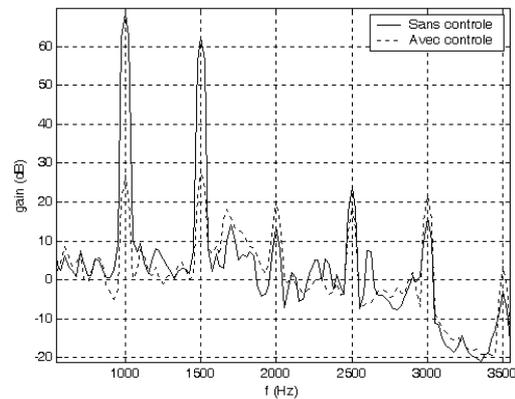
(a) Microphone 1



(b) Microphone 1 (zoom)



(c) Microphone 2



(d) Microphone 2 (zoom)

FIG. 4.13 - Spectre aux microphones d'erreur de la réduction d'un bruit primaire, composé de deux raies, dans un conduit rigide pour deux cellules

cet algorithme au moyen de filtres passe-bande, centrés sur la ou les fréquences à traiter, permet alors d'éviter les couplages acoustiques inhérents à une telle situation.

Des simulations ont montré l'intérêt d'un tel système et des expériences avec deux cellules en conduit ont validé les résultats théoriques précédemment obtenus. Néanmoins, il faut pouvoir adapter un tel système à une démarche expérimentale de plus grande envergure. Le développement d'un banc d'essai spécialement dédié à ce type d'étude doit être pris en compte pour mesurer quantitativement des réductions de bruit amenées par ce système dans une veine. C'est pour cela qu'un banc spécialement dédié à la mesure de l'efficacité d'absorption des matériaux a été développé et utilisé dans le cadre de ma thèse pour valider mon travail d'optimisation de la partie active de l'absorbant hybride.



## Chapitre 5

# Validation finale de l'efficacité de l'absorbant hybride dans le banc MATISSE

### 5.1 Description du banc d'essai MATISSE

#### 5.1.1 La veine d'essai

Pour tester la robustesse et l'efficacité d'un système d'absorption hybride, le laboratoire a développé une plate-forme de mesure spécialement adaptée à ce type de traitement. Il s'agit en fait d'une veine d'essai de section carrée  $66 \times 66 \text{ mm}^2$ , ce qui permet une analyse en terme d'ondes planes jusqu'à la fréquence de coupure du conduit à 2500 Hz, voir figures 5.1 et 5.3. Généralement, on mesure la performance acoustique d'un matériau grâce aux deux indicateurs :

- la perte par transmission, ou encore Transmission Loss (TL) en anglais.
- la perte par insertion, ou encore Insertion Loss (IL) en anglais.

La première solution est seulement applicable pour des ondes planes et nécessite une terminaison anéchoïque. C'est une mesure utilisée essentiellement en laboratoire car elle autorise des comparaisons avec des modèles.

La deuxième solution s'applique pour des configurations plus compliquées et nécessite la mesure de puissances acoustiques. Il faut donc souvent disposer d'une chambre anéchoïque ou au contraire d'une chambre réverbérante pour pouvoir déterminer les différentes puissances avec et sans traitement.

Dans notre cas, la mesure du TL suffit donc amplement et c'est pour cela que l'on utilise un pavillon anéchoïque à l'extrémité de la veine. Il faut aussi noter qu'en ondes planes, on a l'égalité  $TL=IL$ . Des mesures d'IL ont été menées et elles vérifient cette égalité. Par soucis de clarté et pour éviter toute confusion, nous ne présenterons que les mesures de TL, mis à part quelques résultats des simulations de Nadine Sellen dans sa thèse [86].

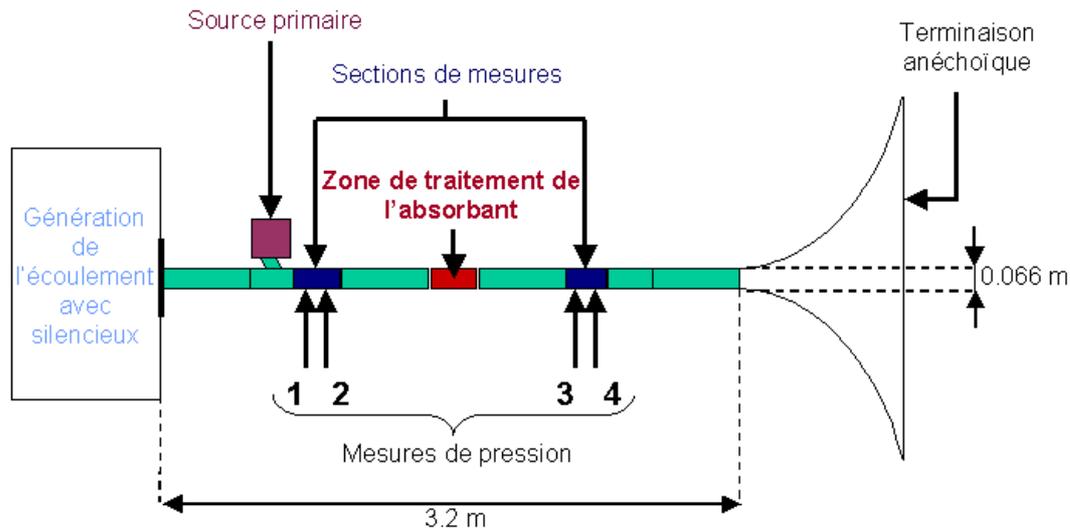


FIG. 5.1 - Représentation schématique du banc d'essai MATISSE

La source primaire, voir figure 5.2, est placée dans une enceinte parfaitement isolée, au dessus de la veine et en aval du ventilateur «silencieux» générant l'écoulement ; elle peut émettre des excitations sonores sur la bande de fréquence [500 – 2500 Hz], la pression résultant dans la veine est composée d'une ou plusieurs raies, supposées représenter les fréquences de passage des pales et du bruit aléatoire généré par l'écoulement.

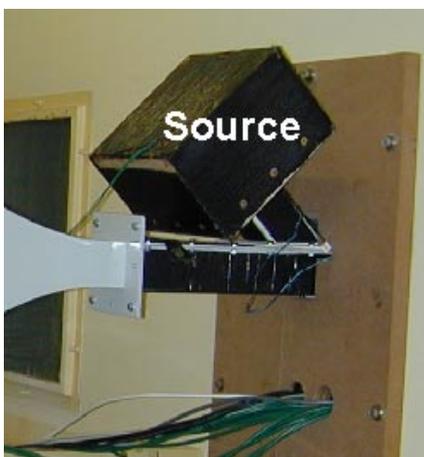


FIG. 5.2 - Source primaire

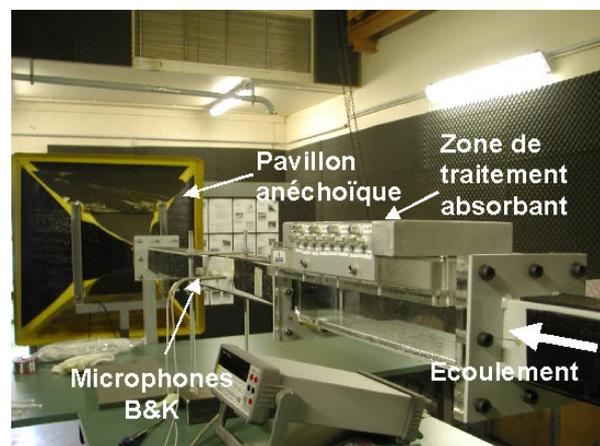


FIG. 5.3 - Banc d'essai MATISSE

Un microphone de référence à électret est placé devant la source primaire et cinq microphones 1/4" B&K sont placés en amont et en aval du traitement pour déduire les paramètres nécessaires au calcul du TL. Les données sont ensuite enregistrées via l'interface Ideas et post-traitées par différents programmes Matlab pour le calcul du TL. Quelques mesures de spectres aux microphones d'erreur permettent d'évaluer les performances du contrôle. Le caractère anéchoïque du

pavillon a été vérifié par une mesure préalable du coefficient de réflexion de 500 à 2500 Hz sans traitement. La vitesse maximale que peut atteindre l'écoulement est environ 50 m/s.

### 5.1.2 Le traitement absorbant

La section comprenant le traitement hybride est composée de quatre cellules, de longueur totale égale à 220 mm (voir figures 5.4 et 5.5).

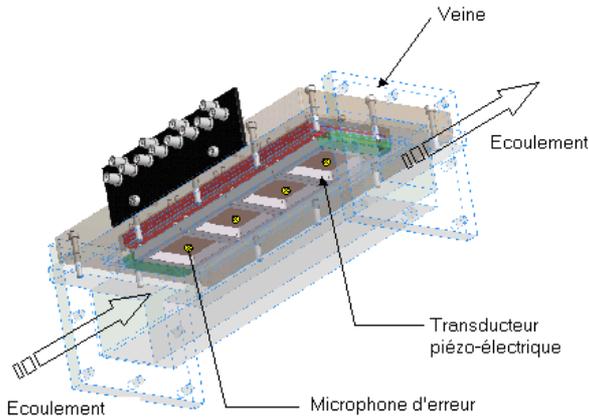


FIG. 5.4 - Représentation schématique du prototype 4 cellules (tissu résistif non représenté)

FIG. 5.5 - Prototype 4 cellules et connexions

### Caractéristiques des microphones d'erreur

Les microphones d'erreur sont des Knowles FG 3329 : ils possèdent une réponse plate sur toute la gamme [0 10 kHz], voir figure 5.6. Ils sont d'habitude utilisés dans les implants cochléaires et présentent donc un très faible encombrement, voir figure 5.7. Les chaînes de conditionnement ne présentent pas toutes les mêmes amplifications du signal utile, l'efficacité des capteurs est reportée sur le tableau 5.8. Cela n'affecte cependant pas les performances du contrôleur qui adapte automatiquement l'amplitude des signaux de sortie.

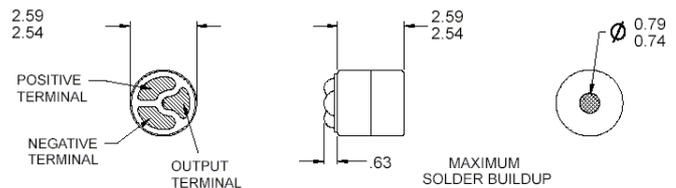
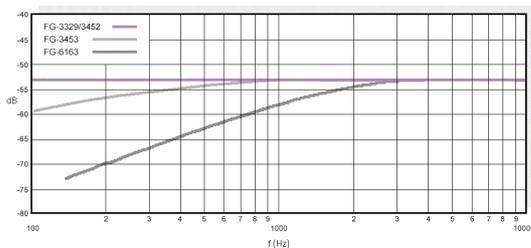


FIG. 5.6 - Fonction de transfert pour le microphone Knowles FG 3329 (courbe plate), données techniques Knowles

FIG. 5.7 - Dimensions et connexions pour le microphone Knowles FG 3329 (mesures en mm), données techniques Knowles

Numéro voie	Efficacité capteur (mV/Pa)	Efficacité totale (mV/Pa)
1	18	150
2	20	260
3	24	312
4	22	286

FIG. 5.8 - Caractéristiques mesurées des microphones de contrôle Knowles FG 3329

La pression acoustique mesurée sans distorsion du signal est de 12,5 Pa environ (soit 116 dB) et c'est la limitation en terme de niveau acoustique pour les expériences sur le contrôle actif, les transferts devant être linéaires pour la bonne marche du contrôle.

Afin de s'affranchir, à terme, de la solution microphonique pour le capteur d'erreur, des essais avec des capteurs PVDF (fluorure de polyvinylidène) ont été effectués par Eloi Gaudry [35] lors de son stage de TFE à Metravib RDS. Les avantages de ce type de capteur sont doubles :

- ils sont particulièrement résistants et s'adaptent mieux à un environnement réel et donc hostile pour des capteurs d'erreur classiques.
- contrairement à un microphone qui mesure la pression ponctuellement, la solution PVDF permet une extension de la surface de mesure et ainsi effectue une moyenne spatiale sur le signal d'erreur. Les modes parasites du transducteur peuvent ainsi être moyennés et ainsi atténués pour ne garder que la première résonance qui nous intéresse.

Malgré le faible encombrement, la robustesse, la résistance aux hauts niveaux acoustiques, sa facilité d'utilisation et son coût, il manque encore un certain savoir-faire pour pouvoir utiliser ces capteurs dans de telles applications car ils sont très sensibles aux perturbations de toute sorte. La partie utile du signal est souvent noyée dans le bruit de fond. Compte-tenu des impératifs de temps et du développement supplémentaire que cela supposait, nous sommes restés sur la solution du microphone d'erreur.

### Amplification du signal de contrôle

Pour amplifier le signal de contrôle provenant du contrôleur, on utilise des amplificateurs Polytec PI E-663 3 voies dédiés aux sources piézo-électriques (voir figure 5.9 et 5.10). Chaque canal a une puissance en crête de 14 W (6 W RMS), un courant de 140 mA en crête (60 mA RMS) avec une amplitude en tension de -20 à +120 V. Le facteur d'amplification du signal de contre-bruit est de 100.



FIG. 5.9 - Amplificateur piézo-électrique Polytec PI E-663

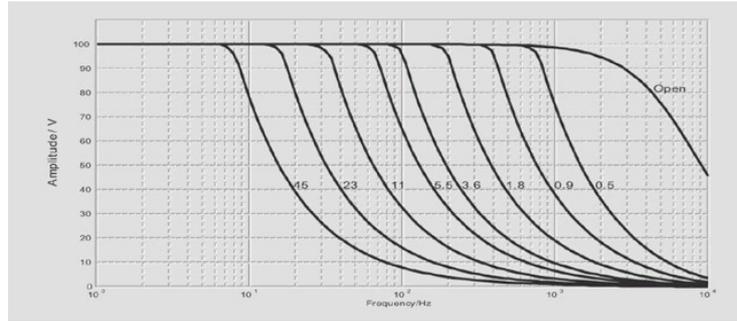


FIG. 5.10 - Fonction de transfert pour différentes charges de PZT (les valeurs sont en  $\mu F$ ), données techniques Polytec

### Niveau sonore maximal dans la veine

Afin de pouvoir mesurer les niveaux sonores que l'on peut obtenir avec les transducteurs piézo-électriques, j'ai placé un microphone 1/4" B&K, de sensibilité connue, à 1 cm en face de la cellule 1, sans tissu résistif. Le signal est envoyé par un générateur de tension 5V RMS pour les fréquences [700 900 1100 1300 1500 1700 1900 2100]. La figure 5.11 représente les niveaux acoustiques absolus obtenus. On arrive à des valeurs proches de 133 dB à la résonance (1100 Hz) ce qui montre qu'il faut faire attention de ne pas dépasser les valeurs maximales admissibles par les microphones Knowles (116 dB).

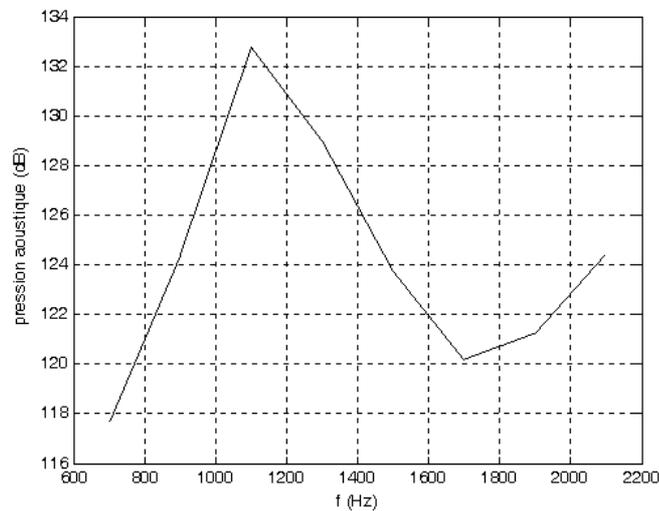


FIG. 5.11 - Niveaux maximum obtenus avec la cellule 1 dans la veine Matisse

### 5.1.3 Méthodologie

Pour le calcul de l'IL, la configuration de référence correspondante est la veine sans traitement. Pour valider les mesures de TL, l'anéchoïcité de la terminaison est vérifiée expérimentalement.

L'efficacité de plusieurs matériaux passifs et hybrides est comparée pour différentes configurations de mesure. Nous ne présenterons pas tous les résultats concernant les matériaux passifs seulement ceux obtenus avec les matériaux actifs. La mesure de spectres d'erreur permettra d'apprécier la bonne marche du contrôle. L'optimisation passive des matériaux utilisés et des mesures conventionnelles de traitement passif sont développées dans la thèse de Nadine Sellen [86].

## 5.2 Estimation de l'impédance optimale et du matériau adéquat

Cette partie résume les résultats obtenus par Nadine Sellen dans sa thèse et par Maria Cuesta pendant son postdoctorat, les calculs et raisonnements pouvant y être consultés. Pour pouvoir interpréter les résultats sur notre absorbant hybride, le lecteur doit connaître les principaux résultats et choix retenus pour l'optimisation de la partie passive. Nous allons donc exposer brièvement la méthode pour calculer l'impédance optimale du banc Matisse. Des simulations permettent de prédire les performances des matériaux en comparant l'absorption effectivement atteinte.

### 5.2.1 Impédance optimale du banc Matisse

#### Calcul de l'impédance optimale

Pour déterminer l'impédance optimale du banc Matisse, il a fallu le modéliser et avoir un indice de performance pour évaluer l'atténuation maximale qu'engendrait une impédance donnée. La méthode de calcul est basée sur une décomposition modale avec l'utilisation de matrices de transfert généralisées selon la formulation de Roure [80], déjà développée au chapitre 3. La représentation du domaine de calcul, séparé en trois parties, est donnée figure 5.12 : dans les zones (I) et (III), les modes transversaux sont déterminés analytiquement (parois rigides) et dans la zone (II), ils sont déterminés numériquement par une méthode de différences finies, prenant en compte la condition aux limites d'impédance  $Z$  donnée sur la paroi supérieure.

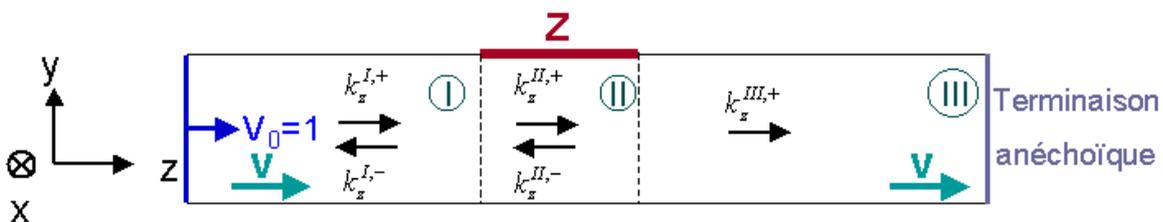


FIG. 5.12 - Configuration de calcul pour l'impédance optimale du banc d'essai Matisse

- La zone de la source (I) est représentée par un piston de vitesse uniforme  $V_0 = 1$  avec deux séries de nombres d'onde aller  $k_z^{I,+}$  et retour  $k_z^{I,-}$ .

- La zone du traitement hybride (II) est représentée par une impédance  $Z$  avec deux séries de nombres d'onde aller  $k_z^{II,+}$  et retour  $k_z^{II,-}$ .
- La zone anéchoïque (III) est représentée par une condition limite de type non-réflexion et une série de nombre d'onde aller  $k_z^{III,+}$ .

La bande fréquentielle considérée pour l'étude est [800–5000] Hz et le champ de pression dans le conduit est déduit par transport d'impédance et de pression selon l'axe des  $z$ . On considère un écoulement uniforme de vitesse maximale 50 m/s, la configuration «sans écoulement» étant prise comme référence.

Pour chaque valeur d'impédance  $Z$ , l'indice de performance en terme d'absorption est l'Insertion Loss. Cela permet de calculer, à chaque fréquence, pour quelle impédance l'IL est maximum et d'en déduire une impédance optimale sur toute la bande de fréquence, voir figure 5.13 :

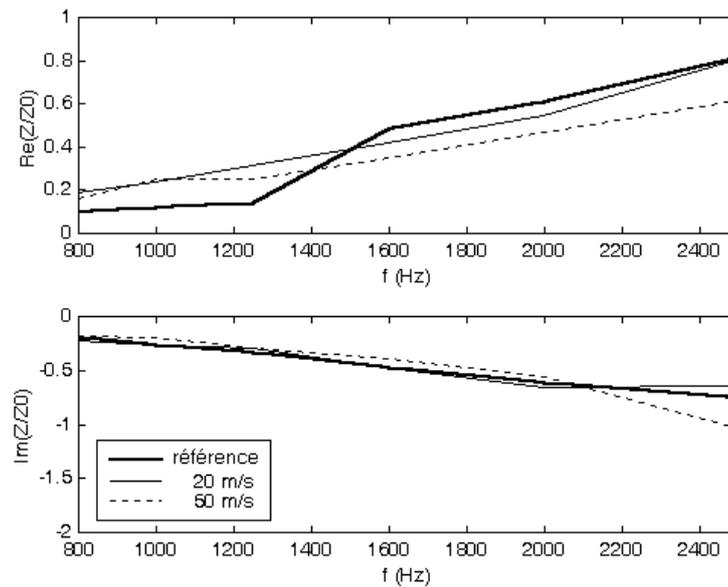


FIG. 5.13 - Impédance optimale pour le banc d'essai Matisse

On remarque bien évidemment la dépendance fréquentielle de cette impédance optimale et le comportement décroissant dans les valeurs négatives de la réactance. On ne constate en outre pas d'influence notable de l'écoulement, du moins dans cette gamme de fréquences et avec de faibles vitesses de celui-ci, sur les courbes de résistance et de réactance optimale.

### Etude de sensibilité

Il est intéressant de tracer les zones d'atténuation pour le Transmission Loss en fonction des valeurs de l'impédance afin de délimiter une zone de tolérance qui conditionnera la réalisation de l'impédance en pratique. La figure 5.14 montre la cartographie de l'Insertion Loss pour deux fréquences.

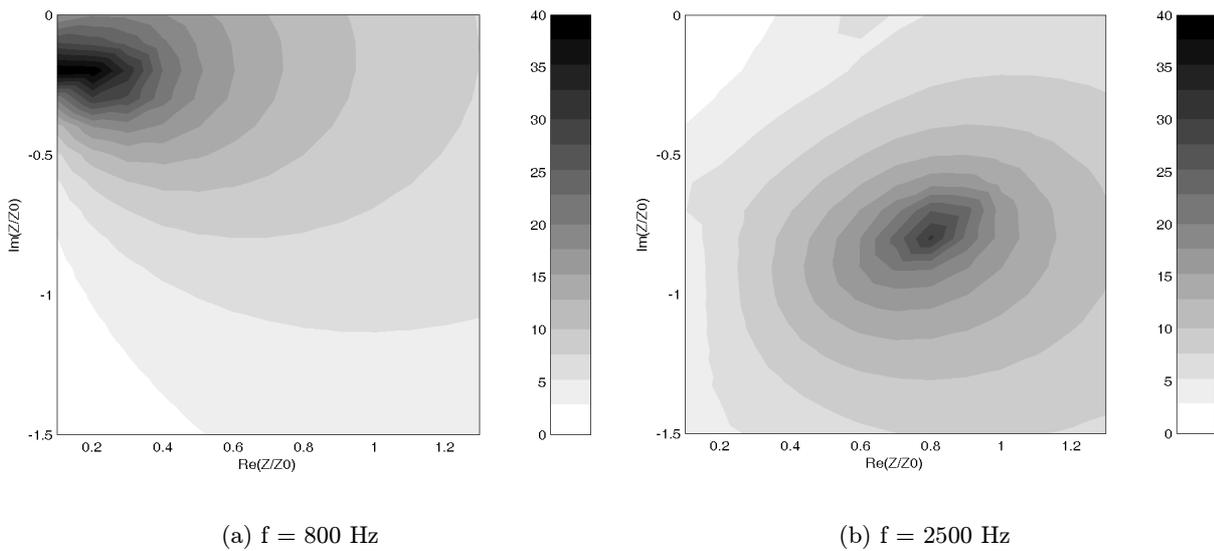


FIG. 5.14 - *Etude de sensibilité pour plusieurs fréquences (sans écoulement)*

La délimitation de la zone optimale dépend fortement de la fréquence, l'atténuation pouvant être très bonne même si l'impédance est éloignée de la valeur optimale, surtout en basse fréquence. En hautes fréquences, les zones deviennent plus resserrées ce qui peut conduire parfois à l'apparition de deux zones optimales d'atténuation, que ce soit avec ou sans écoulement.

## 5.2.2 Réalisation de l'impédance optimale

### Matériau fictif

Il faut donc définir maintenant les paramètres physiques des matériaux correspondant le mieux aux impédances que l'on veut réaliser en ayant une condition aux limites adéquate en face arrière du matériau. La première phase de ce travail est de considérer un matériau fictif de résistivité  $\sigma$  et d'épaisseur  $e$ . On suppose que dans les basses fréquences jusqu'à 2500 Hz, la condition de pression nulle en face arrière du matériau est obtenue par contrôle actif (figure 5.15).

Dans les hautes fréquences de 2500 à 5000 Hz, le contrôle actif ne marche pas et on considère une lame d'air d'épaisseur  $d$  (figure 5.16). Il est à noter ici que l'indicateur de l'efficacité du traitement ne peut rester le TL mais devient l'IL.

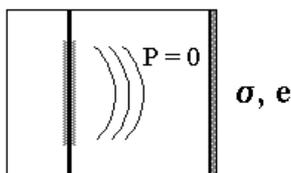


FIG. 5.15 - *Contrôle actif en marche*

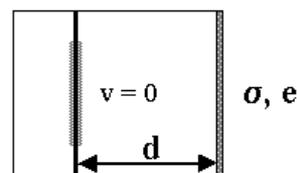


FIG. 5.16 - *Contrôle actif éteint*

La détermination du triplet  $(\sigma, e, d)$  optimal est réalisée par ajustement de l'impédance de surface obtenue par le modèle de Lafarge-Allard (voir annexe B) sur les valeurs cibles définies pour le banc MATISSE. Une condition supplémentaire, qui traduit l'encombrement limité autorisé pour la cellule hybride, a été introduite dans le calcul : la partie avant doit présenter une épaisseur maximale  $e + d$  de l'ordre de 0,02 m. Les trois ajustements ont été réalisés alternativement afin de sélectionner ultérieurement la configuration de couche passive fictive la plus adaptée.

La configuration optimale ainsi déterminée se révèle être constituée par la toile métallique h320 posée à 2 cm de l'actionneur. L'épaisseur de la toile est de l'ordre de 200  $\mu\text{m}$  donc le montage répond parfaitement aux exigences d'encombrement.

### Validation par mesure d'impédance en tube de Kundt

Deux sortes de matériaux poreux ont été étudiés : deux tissus métalliques WM1 (i130) et WM2 (h320) ainsi que de la laine de roche. Leur comportement est prédit par le modèle de Johnson-Allard et la validation expérimentale se fait en tube de Kundt (voir annexe A).

Nous ne présenterons pas tous les résultats relatifs à ces matériaux mais on montre qu'il est possible d'atteindre soit la résistance optimale soit la réactance optimale avec un matériau simple couche (voir figure 5.17 pour le matériau WM2 par exemple).

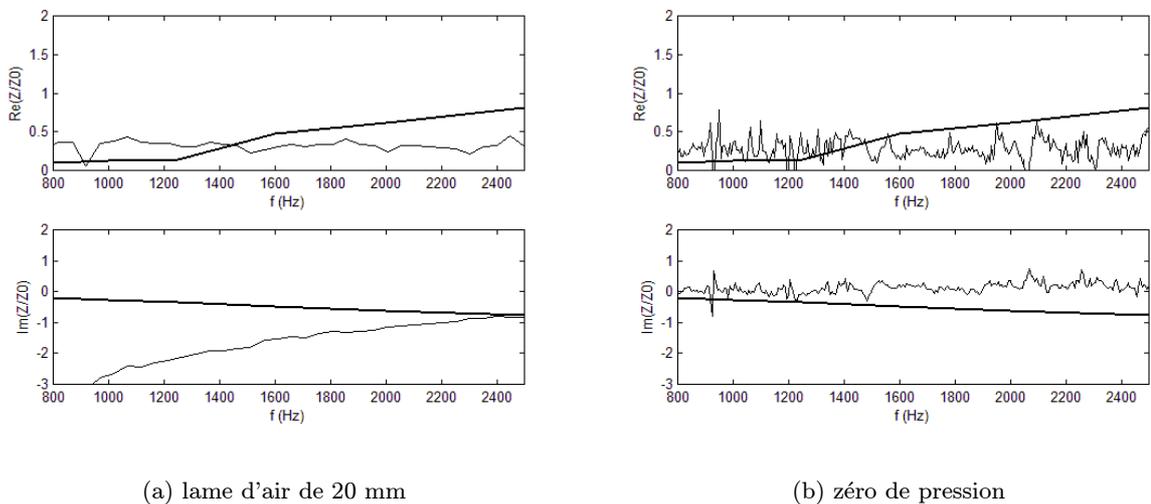


FIG. 5.17 - Ajustement sur le tissu métallique WM2 (h320 avec  $Z = 0, 3Z_0$  : en trait gras la référence et en trait fin l'impédance mesurée)

Des études complémentaires montrent qu'il est plus important de privilégier la résistance avec une réactance proche de zéro, la réalisation précise de la réactance n'étant pas intéressante car elle mène à des valeurs trop grandes pour la résistance.

### 5.2.3 Simulations de l'atténuation sur le banc Matisse avec les matériaux choisis

Des calculs d'Insertion Loss permettent d'évaluer l'atténuation théorique que l'on peut obtenir avec les matériaux. Pour notre application, c'est le tissu métallique WM2 (matériau h320 de résistance  $0,3Z_0$ ) qui correspond le mieux au compromis que l'on s'est fixé. On retrouve donc les meilleurs niveaux d'atténuation avec ce matériau plutôt qu'avec le tissu métallique WM1 (matériau i130 de résistance  $Z_0$ ), la laine de roche ou une combinaison des deux, voir figure 5.18.

Les tissus métalliques sont particulièrement bien adaptés au cas basses fréquences tandis que la configuration multi-couche (tissu métallique WM2 + 17 mm de lame d'air + 4 mm de laine de verre) semble être plus performante en hautes fréquences. On montre que l'augmentation de la surface de traitement et du nombre de faces traitées permettent d'améliorer considérablement l'atténuation théorique.

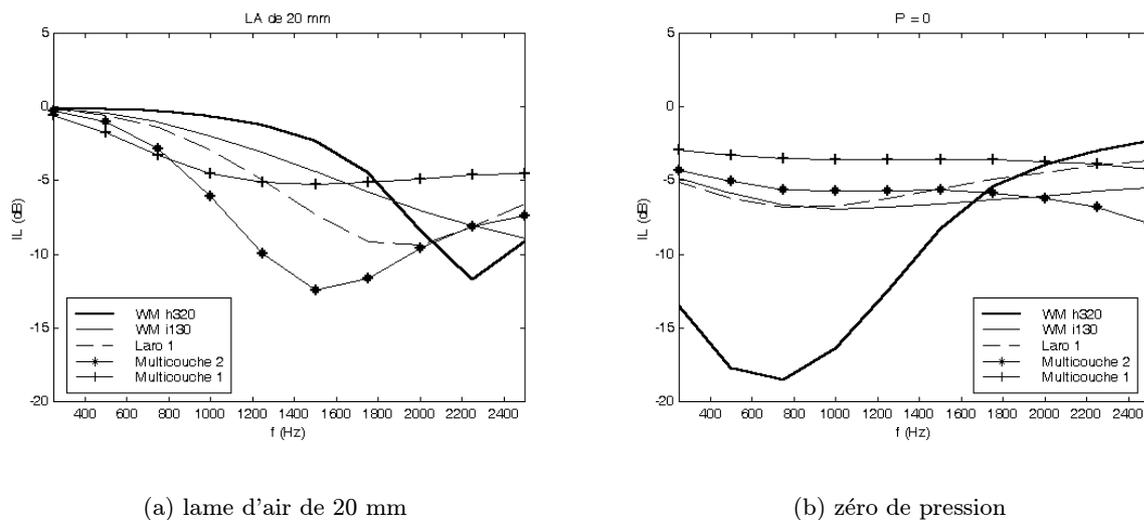


FIG. 5.18 -  $IL$  calculé avec et sans contrôle actif pour l'absorbant hybride et comparaison avec des traitements passifs mono et multi-couches

Pour notre fonctionnement hybride, si nous prenons le tissu métallique WM2, il faut déterminer la lame d'air correspondant au mieux à notre fonctionnement hybride. On voit sur la figure 5.19 que le contrôle peut être éteint à partir de 1800 Hz si on prend une lame d'air de 20 mm. Bien entendu, cette fréquence de commutation est dictée par la taille autorisée pour le traitement.

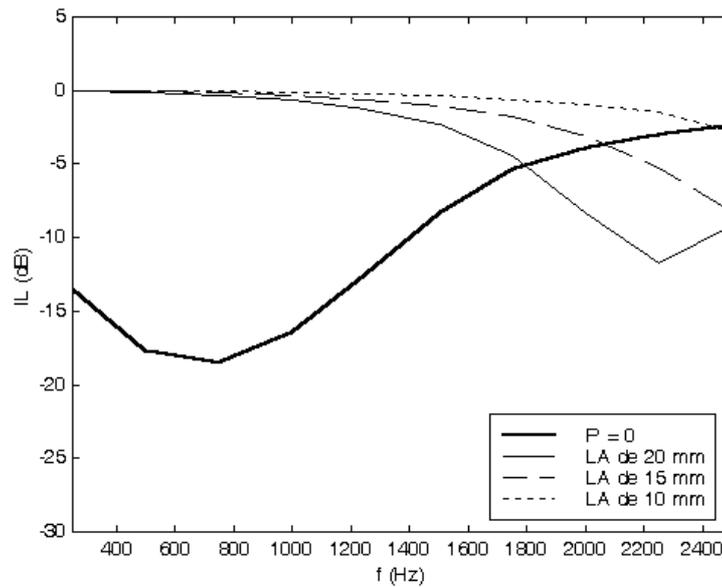


FIG. 5.19 - Fonctionnement hybride de l'absorbant dans le banc d'essai Matisse avec le tissu métallique WM2

Après cette synthèse sur l'optimisation de la partie passive, nous voyons bien que le tissu métallique WM2 est censé donner les meilleurs résultats en terme d'atténuation. Afin de confronter ces résultats théoriques à l'expérience, plusieurs configurations d'étude vont être envisagées pour la campagne d'essais sur le banc Matisse. Le paragraphe suivant va décrire les choix retenus pour les configurations expérimentales ainsi que les résultats et comparaisons avec des traitements acoustiques classiques.

### 5.3 Configurations d'étude et résultats

Après avoir vérifié l'anéchoïcité du pavillon, des mesures d'absorption avec des matériaux passifs «classiques» vont permettre de comparer leurs performances à celles de notre absorbant hybride. De nombreuses configurations sont étudiées : plusieurs vitesses d'écoulement, différents matériaux résistifs et une combinaison de ceux-ci, contrôle éteint ou en marche, réduction du nombre de cellules actives...

#### 5.3.1 Préambule

##### Fonctions de transfert des cellules dans le conduit

Nous présentons dans ce paragraphe quelques fonctions de transfert directes et croisées de 2 cellules, voir figure 5.20. Les nombreux «accidents» que l'on peut voir sur les fonctions de transfert proviennent de la réponse du conduit d'autant qu'il n'y a pas de tissu résistif pour atténuer cet effet.

Suivant les cellules, la forme et l'amplitude de la première résonance est différente. Par exemple, pour la cellule 1, la première résonance est assez plate ce qui n'est pas le cas pour la cellule 2. Une des raisons possibles est que le serrage de la plaque dans la cellule peut véritablement changer les caractéristiques de la résonance.

En ce qui concerne l'amplitude de la première résonance, elle diffère sensiblement entre la première et la deuxième cellule. On peut remarquer que la sensibilité du microphone d'erreur de la première cellule est presque deux fois plus faible que la deuxième cellule (voir tableau 5.8) et donc cela influe bien évidemment sur l'amplitude de la fonction de transfert.

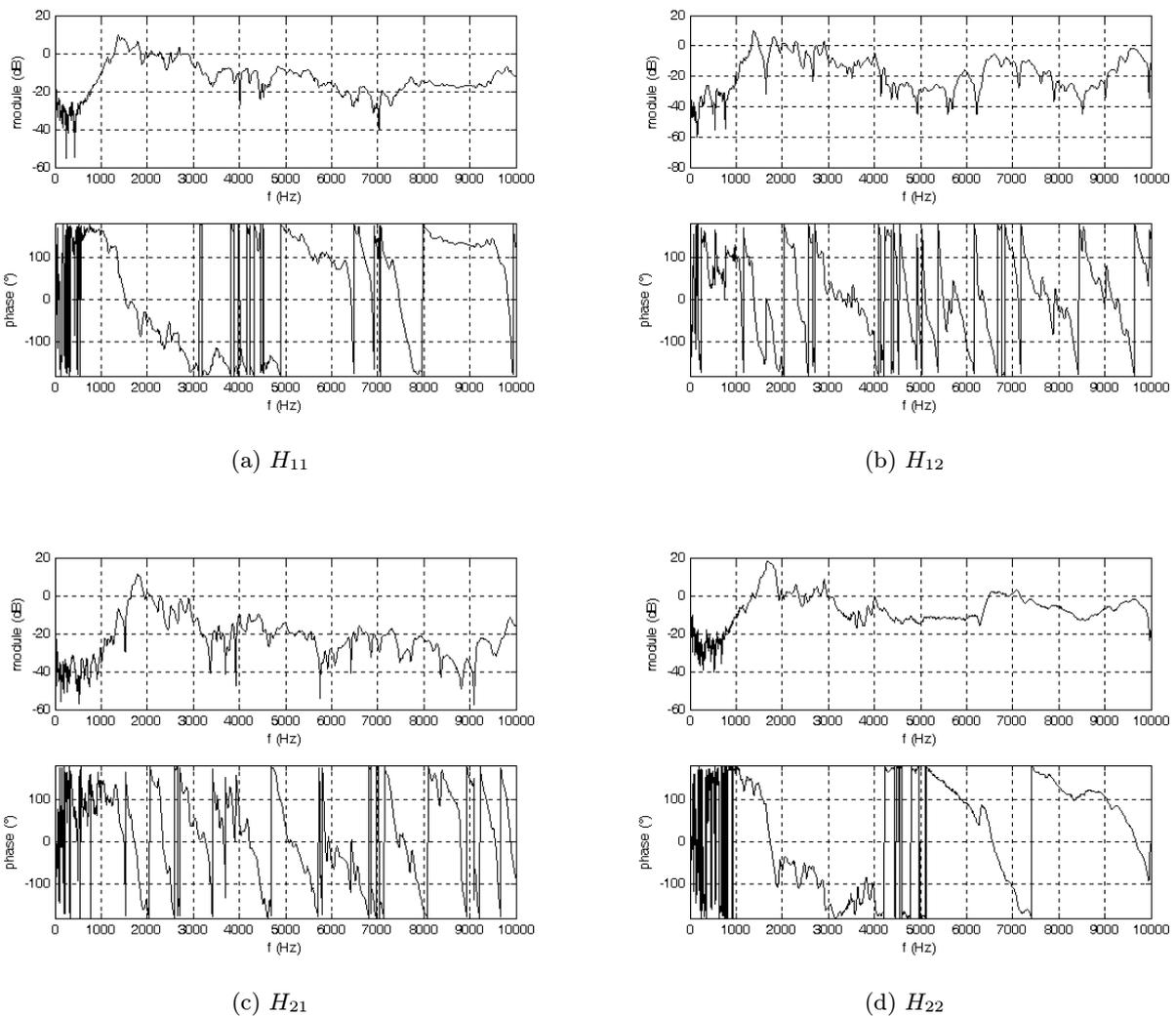


FIG. 5.20 - Fonctions de transfert directes et croisées pour les deux premières cellules dans le tronçon de veine Matisse, sans écoulement

Ces fonctions de transfert très «accidentées» montrent qu'un contrôleur feedback analogique serait très difficile à mettre en œuvre même si l'ajout du tissu résistif permet d'atténuer un peu ces variations. Le choix d'un contrôleur feedback numérique est donc pleinement justifié

pour cette application qui nécessite en outre une bonne adaptabilité. Remarquons enfin que l'écoulement aura pour effet de rajouter des composantes basses fréquences qui vont encore complexifier la forme des fonctions de transfert rendant le contrôle encore plus difficile à ces fréquences.

### Algorithme de contrôle IMC-MDFXLMS 4 voies

Les signaux des microphones d'erreurs sont donc échantillonnés et convertis par les blocs ADC en vert. Les identifications des chemins secondaires se font dans les sous-routines en bleu foncé. Les matrices des filtres représentant ces fonctions de transfert sont alors mises dans des mémoires tampons (bloc bleu clair) qui sont réutilisées dans le processus de contrôle (bloc rouge), voir figure 5.21.

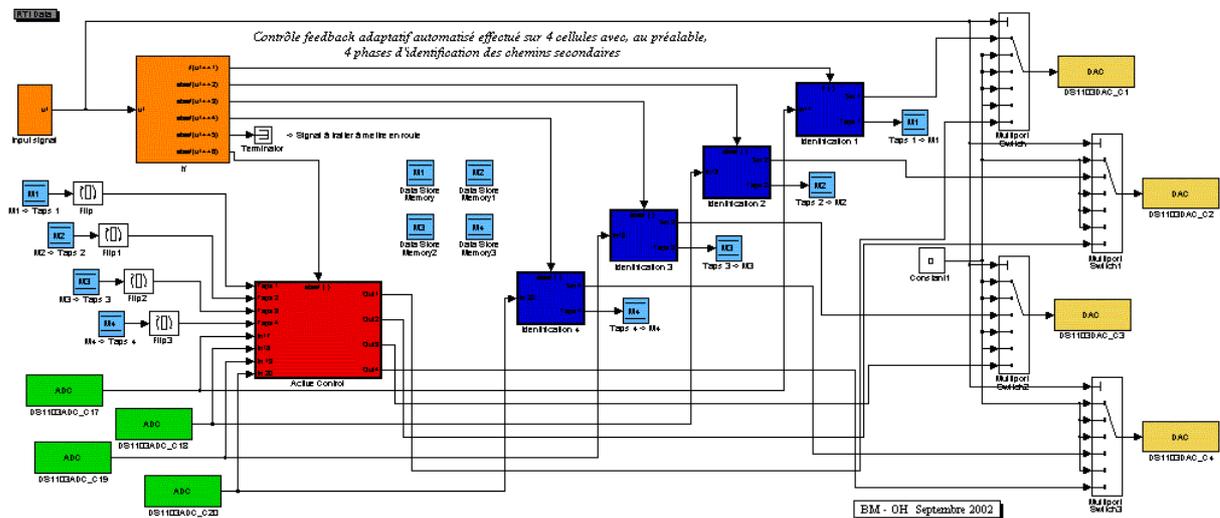


FIG. 5.21 - Schéma bloc Simulink de l'algorithme IMC-MDFXLMS 4 voies

Pour que ces opérations soient temporisées, on a utilisé des blocs «if» (orange) déclenchés par une horloge que nous avons réglée pour chaque étape :

1. Identification chemin secondaire cellule 1.
2. Identification chemin secondaire cellule 2.
3. Identification chemin secondaire cellule 3.
4. Identification chemin secondaire cellule 4.
5. Temporisation de 10 secondes pour mettre en marche la source primaire externe.
6. Mise en route du contrôle

Les schémas du contrôleur et du filtre passe-bande adaptatif sont les mêmes que ceux présentés dans le chapitre 4, voir figures 4.11(a) et 4.11(b). Les procédures d'identification demeurent inchangées, voir figure 2.31.

Les paramètres sont directement rentrés via un programme Matlab executable ce qui permet de changer facilement toutes les valeurs de ces paramètres sans changer le schéma bloc. Les paramètres d'entrée sont :

- la fréquence  $f$  que l'on souhaite contrôler,
- la fréquence d'échantillonnage du système (fixée, pour toutes les expériences, à 10 kHz),
- les gains pour l'identification (dSPACE génère le sinus à identifier sur les sources secondaires),
- le nombre de coefficients pour les filtres d'identification des quatre cellules,
- les valeurs des coefficients de convergence pour les filtres d'identification des quatre cellules,
- le nombre de coefficients pour les filtres de contrôle des quatre cellules,
- les valeurs des coefficients de convergence pour les filtres de contrôle des quatre cellules,
- les valeurs  $\rho_i$  des bandes passantes pour les filtres passe-bande adaptatif (fixées, pour toutes les expériences, à 0.97).

Par la suite, le schéma Simulink est compilé et la manipulation de l'algorithme se fait par l'interface conviviale dSPACE.

### Réglages des filtres de lissage

Les filtres analogiques de lissage sont des Butterworth d'ordre 8 (déphasage de  $360^\circ$  à la fréquence de coupure) comme en atteste la figure 5.22 et la fréquence de coupure est fixée à 5000 Hz. Malgré l'ordre assez élevé de ces filtres (un ordre 2 ou 4 suffirait amplement), le contrôle fonctionne très bien jusqu'à 3000 Hz comme nous le verrons par la suite.

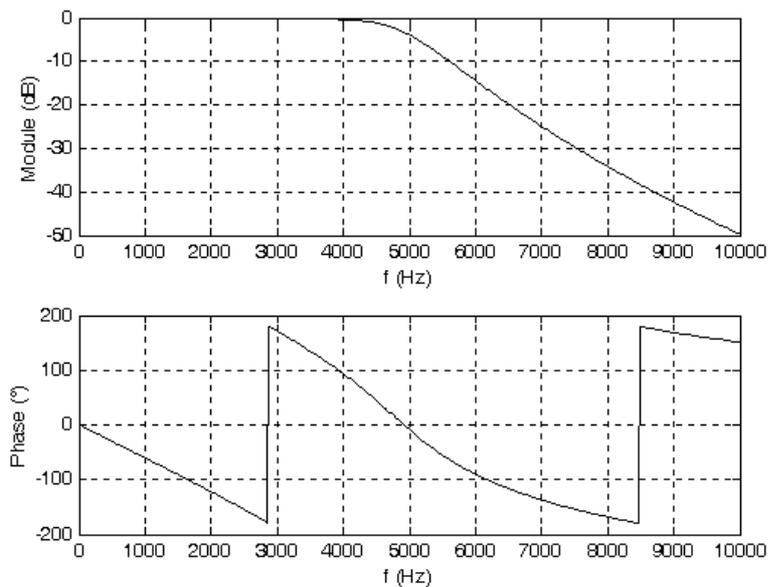


FIG. 5.22 - Fonction de transfert du filtre de lissage analogique Schlumberger

### Configurations d'étude

Les expériences sur la cellule hybride sont classées par ordre de matériau : WM1 (figure 5.23) et WM2 (figure 5.24).

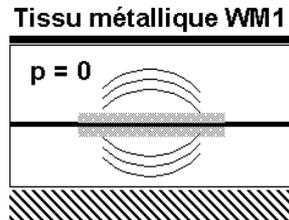


FIG. 5.23 - Configuration avec le tissu métallique WM1

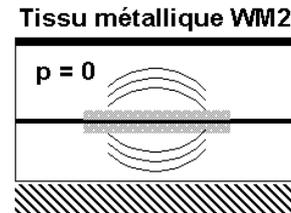


FIG. 5.24 - Configuration avec le tissu métallique WM2

#### 5.3.2 Résultats pour le tissu métallique WM1 : i130 (résistance $Z_0$ )

D'après les modélisations précédentes, le tissu métallique WM1 n'est pas un matériau optimisé pour l'absorption dans la veine Matisse mais il est intéressant de comparer expérimentalement ses performances avec l'autre tissu métallique WM2.

#### Valeurs du Transmission Loss en fonction de la vitesse d'écoulement

Comme on le voit sur la figure 5.25(b), l'écoulement perturbe peu le fonctionnement du traitement 4 cellules ce qui permet de garder les mêmes performances d'absorption. L'atténuation reste assez homogène sur la gamme de fréquences avec un maximum de 10 dB en basse fréquence. Cependant, il est intéressant de noter que si l'on divise par 2 le nombre de cellules actives, l'atténuation est elle-même divisée par 2 en basse fréquence, voir figure 5.25(a). Ce comportement est conforme aux simulations qui montrent que les niveaux d'atténuations sont liés à la surface traitée et donc au nombre de cellules actives considérées.

On note que vers 1800 Hz, l'absorption passive commence à être plus efficace que l'absorption active. On montre alors qu'il ne sert à rien de continuer le contrôle sur des fréquences plus élevées car on obtient la même réduction de bruit.

#### Comparaisons actif/passif

Les figures 5.26(a) et 5.26(b) représentent les niveaux d'atténuation obtenus avec différentes méthodes de traitement :

- passif avec du nid d'abeille (épaisseur 17 mm),
- passif avec les cellules contrôle éteint (épaisseur 10 mm),
- actif avec 2 cellules actives,
- actif avec 4 cellules actives.

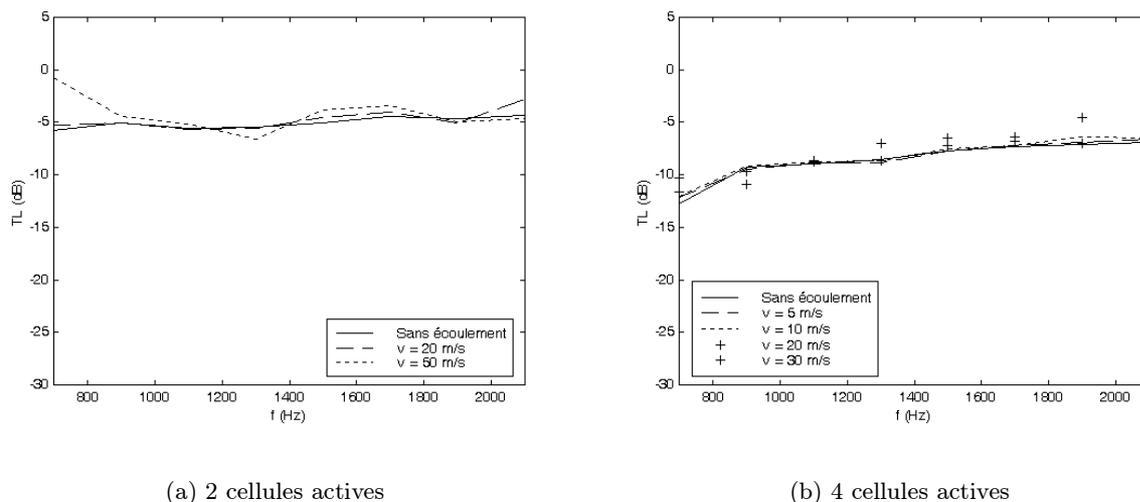


FIG. 5.25 - Valeurs du TL pour le tissu métallique WM1 :  $i130$  (résistance  $Z_0$ ) en fonction de la vitesse de l'écoulement

La solution active est complémentaire de la solution passive surtout dans les basses fréquences [700 – 2000 Hz].

## Conclusion

Avec le matériau WM1, on obtient des réductions de bruit de l'ordre de 10 dB en basses fréquences (fonctionnement actif) et 7 dB dans les hautes fréquences (fonctionnement passif). Le traitement avec du nid d'abeille montre son efficacité à partir de 1800 Hz où le traitement hybride devient moins intéressant. Le fonctionnement de l'absorbant hybride en passif (contrôle éteint) ne donne pas des résultats très intéressants. Il faudrait pouvoir augmenter la hauteur de la cavité pour obtenir de meilleures atténuations sans que cela change le fonctionnement du contrôleur.

### 5.3.3 Résultats pour le tissu métallique WM2 : $h320$ (résistance $0,3Z_0$ )

Selon les résultats de l'atténuation théorique attendue, ce matériau est le mieux adapté pour la réduction de bruit dans la veine Matisse. C'est la raison pour laquelle de nombreuses mesures ont été effectuées afin de pouvoir obtenir des réductions significatives du bruit surtout en basse fréquence.

#### Valeurs du Transmission Loss en fonction de la vitesse d'écoulement

La figure 5.27(b) représente les valeurs du TL pour toutes les vitesses d'écoulement considérées. L'atténuation reste la même quelle que soit la valeur de la vitesse à partir de 900 Hz avec un maximum de 25 dB à 700 Hz pour des vitesses d'écoulement inférieures à 20

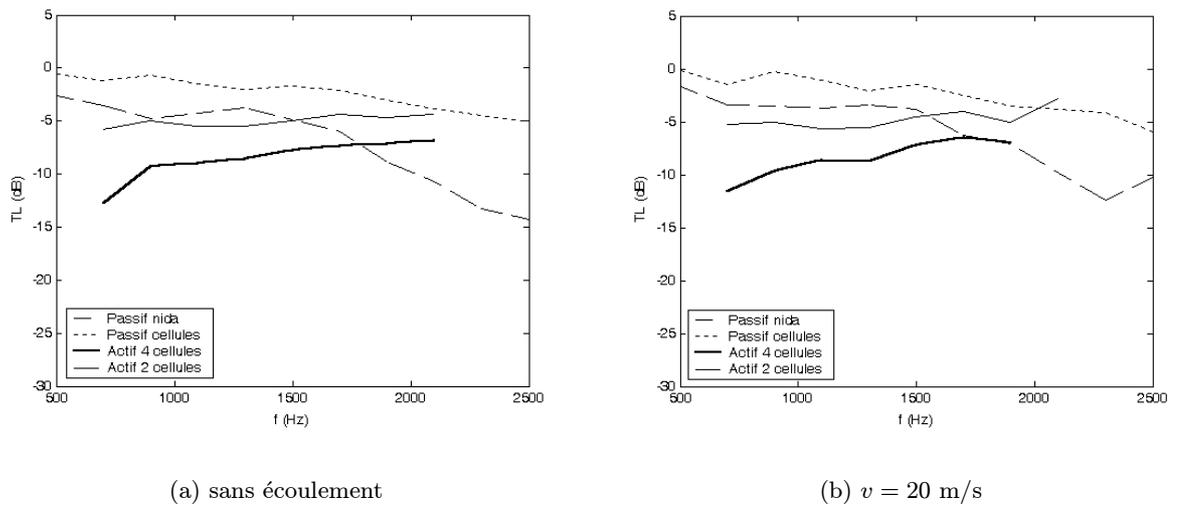


FIG. 5.26 - Comparaison des atténuations obtenues avec un traitement passif (nid d'abeille et contrôle éteint) et un traitement hybride (2 et 4 cellules actives avec WM1)

m/s. Comme le tissu métallique est moins résistif, le traitement est plus sensible aux effets de l'écoulement et pour des vitesses d'écoulement supérieures à 30 m/s, le niveau sonore de la source primaire devient insuffisant pour pouvoir réellement émerger du bruit de fond ; la réduction est donc limitée. Malgré un faible niveau de l'actionneur, le fonctionnement est possible sans déclenchement d'instabilités. Quand on considère seulement un traitement composé de 2 cellules actives, l'atténuation reste élevée et constante égale à 7 dB environ, voir figure 5.27(a). La longueur du traitement est donc une donnée primordiale pour obtenir des résultats satisfaisants.

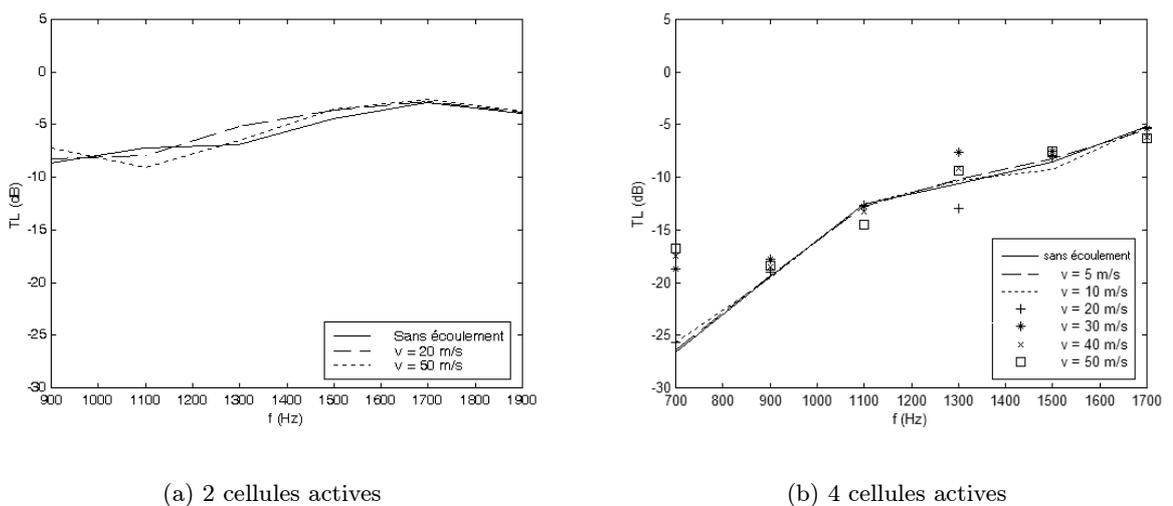
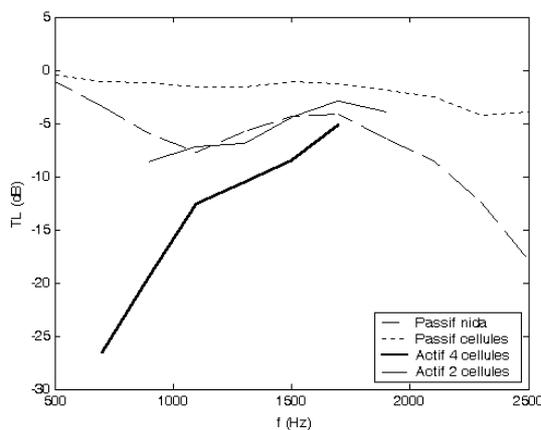


FIG. 5.27 - Valeurs du TL pour le tissu métallique WM2 :  $h320$  ( $Z = 0,3Z_0$ ) en fonction de la vitesse de l'écoulement

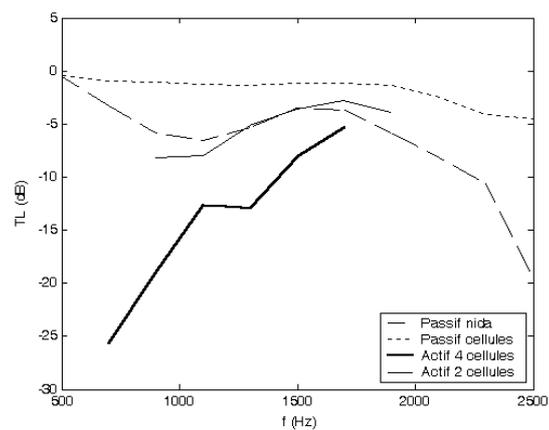
### Comparaisons actif/passif

Les figures 5.28(a) et 5.28(b) représentent les niveaux d'atténuation obtenus avec différentes méthodes de traitement :

- passif avec du nid d'abeille (épaisseur 17 mm),
- passif avec les cellules contrôle éteint (épaisseur 10 mm),
- actif avec 2 cellules actives,
- actif avec 4 cellules actives.



(a) sans écoulement



(b)  $v = 20$  m/s

FIG. 5.28 - Comparaison des atténuations obtenues avec un traitement passif (nid d'abeille et contrôle éteint) et un traitement hybride (2 et 4 cellules actives avec WM2)

Là encore, la solution active est complémentaire de la solution passive dans les basses fréquences [700–1800 Hz]. Au dessus de 1800 Hz, le traitement passif présente des performances supérieures, si la hauteur de la cavité est suffisante (20 mm).

### Comportement du contrôleur pour des fréquences comprises entre 700 et 3000 Hz

Afin de pouvoir étudier le comportement du contrôle actif, je me suis intéressé aux spectres relevés aux microphones d'erreur avec et sans contrôle sur la bande [700 3000] Hz avec le tissu résistif WM2. Ces données permettent d'évaluer simplement la bonne marche du contrôle. La fréquence d'échantillonnage reste égale à 10 kHz, la fréquence de coupure des filtres de lissage est de 5000 Hz, le nombre de points des filtres d'identification et de contrôle est toujours fixé à 16.

La figure 5.29(a) représente le spectre obtenu pour une excitation harmonique à 700 Hz sans écoulement. On obtient une réduction de 45 dB sur la raie avec quelques régénérations sur toute la bande de fréquences et une raie à 9300 Hz, due au repliement. Il faut donc bien régler

la valeur de la fréquence de coupure des filtres de lissage pour éviter l'émergence d'harmoniques indésirables.

L'écoulement atténue les régénéréscences sur toute la bande de fréquences mais diminue légèrement les performances du contrôleur : pour une excitation harmonique à 1300 Hz avec une vitesse d'écoulement égale à 40 m/s, on obtient une atténuation de 40 dB sur la raie avec une petite régénérescence à 1250 Hz sans émergence de la raie due au repliement dans le bruit produit par l'écoulement, voir figure 5.29(c).

L'augmentation de la fréquence à traiter ne détériore pas les performances du contrôleur : 45 dB de réduction pour une raie à 1700 Hz avec une vitesse d'écoulement égale à 20 m/s et toujours l'apparition de la raie à 8300 Hz due au repliement, voir figure 5.29(e). Pour les fréquences supérieures, on ne trace les spectres que sur la bande de fréquences [0 5000] Hz car le phénomène de repliement se reproduit à l'identique et ne présente donc pas d'intérêt particulier.

Dès que l'on souhaite traiter des fréquences supérieures ou égales à 2000 Hz, les raies sont bien atténuées mais une régénérescence apparaît : à 2000 Hz, la raie est presque trop bien traitée (35 dB de réduction) ce qui conduit à une régénérescence à 2050 Hz. Si on ne considère pas d'écoulement, on aperçoit toutes les harmoniques du signal qui sont souvent noyées dans le bruit aléatoire large bande produit par l'écoulement : à 2500 Hz, on obtient 35 dB de réduction sur la raie, ce qui montre bien que les performances du contrôle diminuent lorsque la fréquence augmente.

Pour montrer que le contrôle actif marche même quand les conditions deviennent plus difficiles (vitesse d'écoulement et fréquence élevées), on considère une excitation harmonique à 3000 Hz avec une vitesse d'écoulement de 60 m/s, voir figure 5.30(e). On obtient une réduction de 25 dB sur la raie et on remarque même que le contrôleur essaye de traiter autour de cette raie le bruit produit par l'écoulement avec une atténuation de l'ordre de 10 dB. Cela prouve donc bien que le contrôle fonctionne sans provoquer d'instabilités. D'une manière générale, le temps de convergence est de l'ordre de une à deux secondes quelque soit le type de perturbation à traiter.

### Conclusion générale

Dans ce chapitre, nous avons présenté le banc d'essai «MATISSE», développé spécialement pour la mesure de l'efficacité de l'absorbant hybride en écoulement. Le but était de tester les performances d'un absorbant composé de 4 cellules sur la bande de fréquence [500 2500] Hz avec une pression dans la veine composée d'une raie, supposée représenter la première fréquence de passage de pale et du bruit aléatoire généré par l'écoulement. Le niveau acoustique était fixé par les caractéristiques des microphones d'erreur qui saturaient à 116 dB environ mais cette valeur était suffisante pour ces expériences.

L'estimation de l'impédance optimale et donc la détermination du matériau adapté pour garantir des bonnes performances sur le TL (ou l'IL) ont été menées par Nadine Sellen dans sa

thèse [86]. Deux tissus résistifs WM1 et WM2 ont été retenus dont un s'approchant le plus de la valeur optimale théorique. Les meilleurs résultats sur le TL sont obtenus, comme le prévoyait la modélisation, avec le matériau WM2 de résistance  $0,3Z_0$  : 25 dB de réduction à 700 Hz pour des vitesses d'écoulement inférieures à 20 m/s, la raie émergeant moins bien en présence du bruit aléatoire large bande de l'écoulement et en moyenne de 15 à 10 dB quand la fréquence augmente jusqu'à 1700 Hz pour des vitesses d'écoulement maximales égales à 50 m/s. Des comparaisons entre les performances de l'absorbant hybride et d'autres matériaux passifs, classiquement utilisés dans les problèmes de réduction de bruit dans les conduits avec écoulement, ont été menées : au dessus de 1800 Hz, le traitement passif présente des performances supérieures si la hauteur de la cavité est suffisante (20 mm).

Une étude précise du comportement du contrôleur a montré que le contrôle fonctionne bien sur la bande de fréquences [700 3000] Hz même dans des conditions difficiles avec des vitesses d'écoulement élevées (60 m/s) et/ou en hautes fréquences. Parfois, le contrôleur cherche à trop atténuer la raie, ce qui engendre certaines régénérescences mais sans divergence. A moyen terme, pour des expériences de plus grandes envergures au banc 5CC, chaque cellule possédera son propre contrôleur miniaturisé sur une carte individuelle, permettant de fixer séparément les valeurs de la boucle de contrôle.

Certaines améliorations sur la partie active sont toutefois susceptibles de créer des conditions expérimentales plus proches des contraintes réelles du type nacelle de turboréacteur dans lesquelles peuvent être placées les cellules. Tout d'abord, le choix de microphones d'erreur, possédant une sensibilité moindre, permettra de faire fonctionner le système à des niveaux acoustiques proches de 133 dB (au lieu de 116 dB actuellement). Ensuite, le contrôle de plusieurs raies peut être simplement effectué en adaptant le filtre passe-bande ainsi que le nombre et la valeur des coefficients pour le contrôleur. Enfin, un algorithme de détection de fréquence peut être utilisé pour traiter des signaux variant dans le temps avec une phase d'identification large bande pour que la cellule devienne entièrement indépendante.

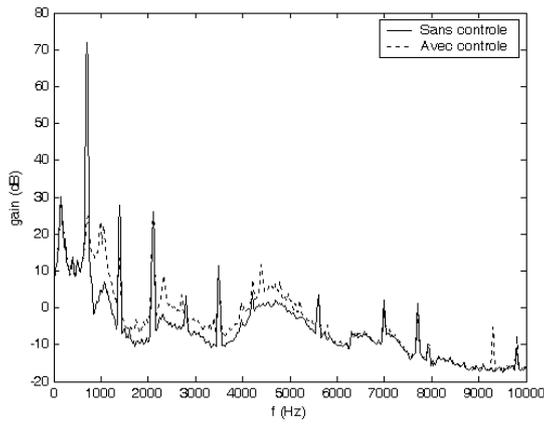
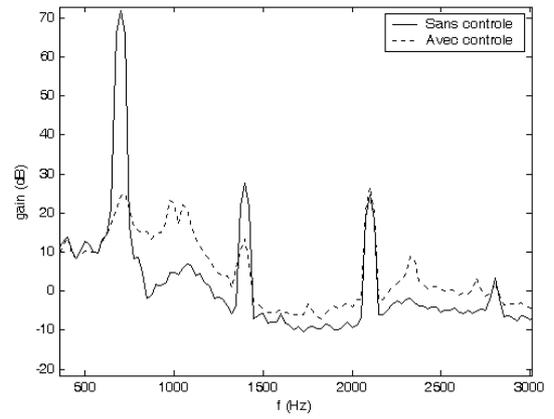
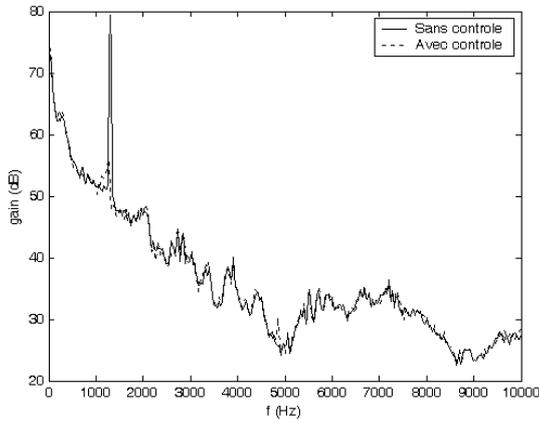
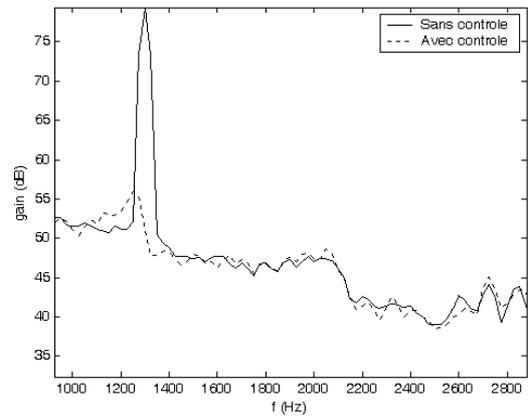
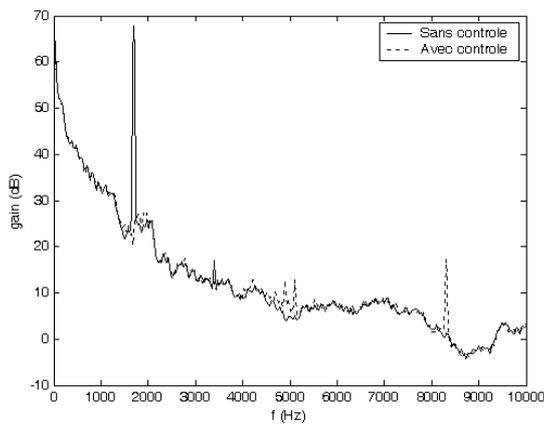
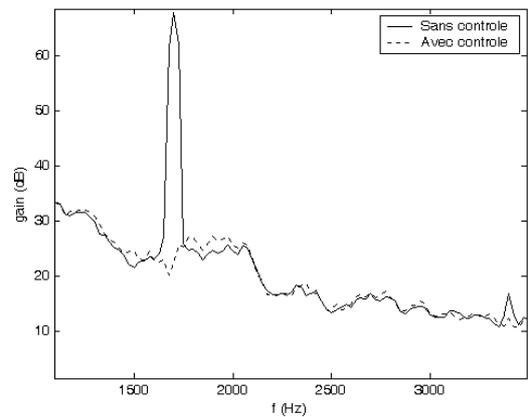
(a)  $f = 700$  Hz - microphone 2 -  $v = 0$  m/s(b)  $f = 700$  Hz - microphone 2 -  $v = 0$  m/s (zoom)(c)  $f = 1300$  Hz - microphone 4 -  $v = 40$  m/s(d)  $f = 1300$  Hz - microphone 4 -  $v = 40$  m/s (zoom)(e)  $f = 1700$  Hz - microphone 1 -  $v = 20$  m/s(f)  $f = 1700$  Hz - microphone 1 -  $v = 20$  m/s (zoom)

FIG. 5.29 - Spectres avec et sans contrôle

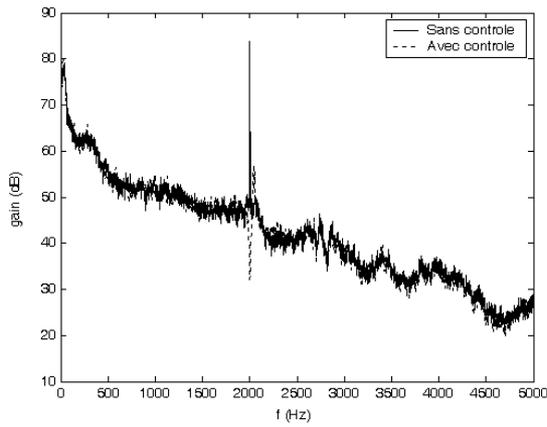
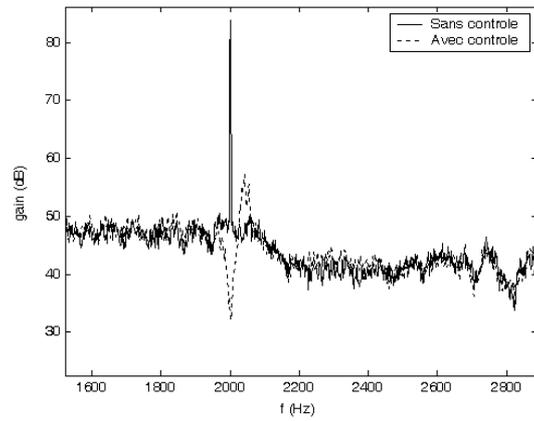
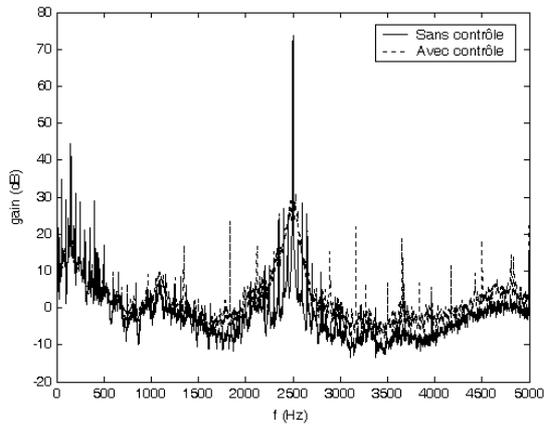
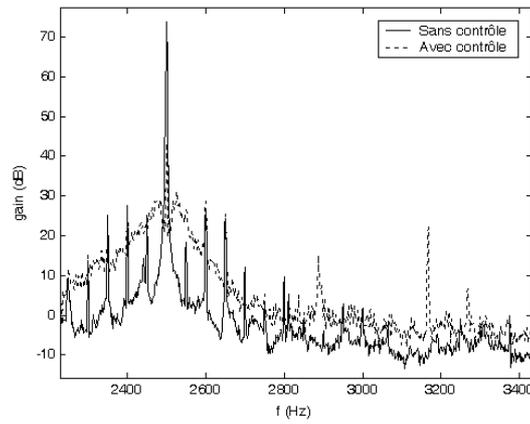
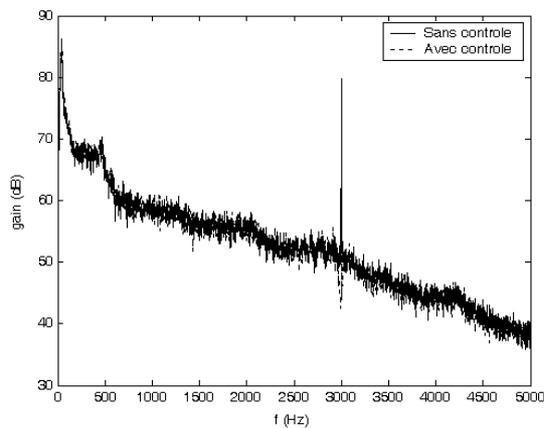
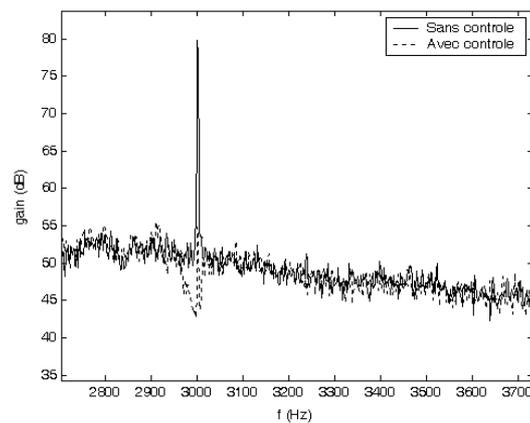
(a)  $f = 2000$  Hz - microphone 3 -  $v = 40$  m/s(b)  $f = 2000$  Hz - microphone 3 -  $v = 40$  m/s (zoom)(c)  $f = 2500$  Hz - microphone 1 -  $v = 0$  m/s(d)  $f = 2500$  Hz - microphone 1 -  $v = 0$  m/s (zoom)(e)  $f = 3000$  Hz - microphone 2 -  $v = 60$  m/s(f)  $f = 3000$  Hz - microphone 2 -  $v = 60$  m/s (zoom)

FIG. 5.30 - Spectres avec et sans contrôle

# Conclusion

La réduction du bruit rayonné par un conduit avec écoulement a été le point de départ général de cette thèse. Pour traiter ce problème, on peut faire appel à des méthodes passives, actives ou, dans notre cas, une combinaison des deux. L'idée de formuler le problème de la réduction du bruit en terme d'impédance optimale n'est pas nouvelle. La technique du contrôle d'impédance a déjà donné lieu à plusieurs études, notamment le développement de surfaces anéchoïques pour des applications sous-marines ou la réalisation d'absorbants basses fréquences dans le domaine de l'aéronautique. Il s'agit ici particulièrement du développement et de l'optimisation d'un système de contrôle actif pour les absorbants acoustiques hybrides. Le principe de fonctionnement d'un tel système a été expliqué avec la description des contraintes et des choix technologiques pour la partie passive (matériau poreux) et la partie active (contrôle actif et conception de la source secondaire). Les premiers essais en veine ont permis de valider ce concept et de cerner précisément les améliorations à apporter pour une application à visée industrielle, dans des conditions plus réalistes de fort niveaux sonores et de spectres de bruit évolutifs comme, par exemple, pour des applications aux nacelles de turboréacteur. L'optimisation même de l'absorbant hybride s'est décomposée en plusieurs tâches distinctes dans leurs natures mais toutes liées les unes aux autres : le développement d'un algorithme de contrôle actif feedback numérique, l'amélioration des performances du transducteur, traités ici et l'optimisation du matériau poreux étudiée par Nadine Sellen dans sa thèse [86].

L'augmentation de la surface de traitement signifie un nombre de cellules actives plus important. L'utilisation d'un contrôleur feedforward se révèle alors inadaptée pour une telle application. De plus, il faut posséder une détection suffisamment cohérente de la perturbation amont pour avoir recours à un contrôle prédictif. Pour toutes ces raisons, le choix d'un contrôleur feedback est justifié mais les précédentes expériences utilisant un contrôleur analogique ont donné de très mauvais résultats : le manque d'adaptabilité et de robustesse d'une solution analogique expliquent cela. Par contre, les expériences menées avec un contrôleur numérique feedforward ont donné des atténuations conséquentes. Comme l'utilisation de filtres numériques pour le contrôle actif apporte une souplesse d'utilisation et une meilleure adaptabilité, j'ai voulu faire évoluer le contrôleur en utilisant un algorithme feedback numérique. Un état de l'art a montré les solutions envisageables et parmi l'une d'entre-elles, j'ai opté pour l'algorithme à structure IMC pour deux raisons : la nature du bruit à traiter et le principe même de l'algorithme.

Je me suis principalement intéressé à la réduction du bruit de raie dans un conduit avec écoulement ; un état de l'art sur l'algorithme IMC a montré qu'il était particulièrement adapté pour traiter ce type de bruit. Quant à la convergence de l'algorithme, elle est semblable à celle rencontrée dans l'algorithme LMS à référence filtrée. Des simulations de l'algorithme à structure IMC ont permis de comprendre son fonctionnement, en particulier le fait qu'un délai supplémentaire trop important sur la boucle de contrôle risque de conduire à une divergence pour des raies hautes fréquences. J'ai ensuite implémenté cet algorithme sur une carte DSP et je l'ai testé sur une cellule avec des performances semblables à celles obtenues avec un contrôle feedforward.

Pour compléter l'optimisation de la partie active, il a fallu considérer la source de contre-bruit qui présentait une réponse en fréquence médiocre, source d'instabilités pour un contrôleur feedback. L'optimisation du transducteur a été menée en collaboration avec Metravib (Jocelyn Périsset et Eloi Gaudry [35]). J'ai ensuite introduit les couplages vibroacoustiques se produisant dans les cavités de la cellule. Un dispositif expérimental, composé d'une antenne microphonique, a permis de comparer les mesures sur le premier prototype à nos prévisions pour valider notre modèle. Les mêmes tendances générales sont observées : on retrouve globalement les résonances et anti-résonances pour les différentes conditions aux limites. L'introduction d'un amortissement acoustique modal permettrait certainement d'obtenir des amplitudes calculées plus réalistes. Le modèle pourrait encore être affiné si l'on considérait la condition aux limites d'impédance plus proche du cas réel. Les résultats de cette modélisation ont donc permis d'améliorer le rendement et les performances du transducteur (plus de 133 dB à la résonance à 1100 Hz). Enfin, la position du microphone d'erreur au centre a été validée car l'efficacité du transducteur y est maximale et l'influence des hautes fréquences est minimisée grâce à la position non symétrique de la céramique. Il faut également remarquer que la zone d'efficacité du contrôle actif sera la plus étendue derrière le matériau si le microphone est situé au milieu de la section. La réponse en fréquence de cet actionneur a été sensiblement améliorée, même si l'algorithme IMC apporte une certaine souplesse d'utilisation par rapport aux contrôleurs feedback traditionnels. La modélisation de l'actionneur piézo-électrique avec couplage acoustique dans les cavités et effet du matériau résistif peut trouver nombre d'applications. Cette étude peut être étendue à tout type de couplage acoustique avec une condition aux limites de type impédance. Les cartographies avec la grille microphonique peuvent être aussi plus précises si l'on entreprend d'effectuer des mesures, non plus sur 9 points, mais 45 ce qui est possible en décalant la grille autour de sa position centrale.

Le passage d'un contrôleur numérique feedback mono-voie à un contrôleur multi-voies a été une étape cruciale dans cette étude. Après un état de l'art relatant le peu d'applications utilisant cette technique, on a souhaité s'affranchir des transferts secondaires croisés pour éviter d'alourdir le calcul et permettre ainsi une extension «à l'infini» de la surface traitée. Des couplages inter-

cellules ont alors été mis en évidence et conduisent à des instabilités qui se déclenchent à d'autres fréquences. La solution a été alors d'utiliser un filtre passe-bande adaptatif centré sur la fréquence que l'on souhaite traiter, ce qui a eu pour effet de limiter les instabilités potentielles. Cela revient en fait à diagonaliser l'algorithme multi-voies à structure IMC et nous l'avons appelé : IMC-MDFXLMS (IMC Mimo Diagonalised FXLMS). Afin de tester notre algorithme dans des conditions réelles de fort couplage inter-cellules, nous avons placé deux cellules dans un conduit en bois pour traiter des raies harmoniques. Malgré ces conditions très difficiles, le contrôleur atténue correctement le bruit primaire aux microphones d'erreur sans qu'il y ait divergence.

Afin de tester à plus grande échelle les réductions que pouvait réellement apporter notre absorbant hybride, une veine de mesure (appelé «Matisse») spécialement adaptée à la mesure de l'efficacité d'absorption des matériaux en écoulement a été développée. Une instrumentation spécifique a permis de mesurer la perte par insertion et la perte par transmission pour évaluer la réduction de bruit effectivement atteinte sur la bande de fréquences [700 - 2500] Hz avec un écoulement jusqu'à 50 m/s. Une étude préliminaire a été menée pour connaître l'impédance optimale à atteindre. L'expérience a alors concordé avec les modélisations en désignant le tissu résistif h320, de résistance égale à  $0,3Z_0$ , comme étant le meilleur compromis en terme de réduction de puissance rayonnée pour ce traitement. Avec cette configuration, des réductions de bruit de l'ordre de 25 dB en basses fréquences ont été constatées. Malgré une vitesse d'écoulement assez élevée (60 m/s), le contrôle fonctionne toujours bien jusqu'à 3 kHz. On voit aussi que la partie active de l'absorbant est efficace sur la bande [700 1800] Hz et qu'au delà de cette fréquence, le fonctionnement passif est plus performant pour atténuer les hautes fréquences si on considère une profondeur de cavité au moins égale à 20 mm. Pour augmenter la réduction de bruit, il faut logiquement augmenter la surface de traitement et c'est dans cette optique que ce travail d'optimisation a été mené. Des tests sur un nombre plus étendu de cellules sont donc prévus pour évaluer la réaction de l'absorbant dans une configuration plus réelle. Ces essais devraient avoir lieu avec une cinquantaine de cellules : c'est également une étape cruciale vers l'industrialisation de l'absorbant hybride.

Les perspectives d'une telle étude sont très prometteuses car elles valident le concept d'absorbant hybride et surtout parce que les optimisations menées en parallèle sur la partie passive et active ont permis d'atteindre des réductions de bruit très importantes en basses fréquences. Cette thèse porte précisément sur l'optimisation de la partie active et les résultats ont montré qu'il était possible d'utiliser un contrôleur numérique feedback adaptatif pour cette application. Malgré les perturbations dues à l'écoulement, le contrôleur converge aussitôt malgré la situation de fort couplage inter-cellules dans la veine du banc d'essai «Matisse». Les expériences ont été principalement limitées par la saturation des microphones d'erreur à 116 dB environ. On peut aussi espérer une atténuation encore plus grande si on augmente le nombre de cellules actives.

Plusieurs développements peuvent être envisagés à l'issue de ce travail. Tout d'abord, le développement d'un nouvel algorithme de contrôle numérique feedback spécialement adapté au bruit de raies peut trouver sa place dans beaucoup d'applications où le contrôle prédictif ne peut fonctionner. Des travaux sont actuellement en cours pour rendre la cellule complètement indépendante en utilisant une identification large bande et un algorithme de détection de fréquence. Le contrôle s'adapte parfaitement même pour des variations brusques et l'atténuation est instantanée. Il est aussi sûrement possible de diminuer le nombre de points de filtre de contrôle sans diminuer les performances. Toutes ces pistes sont étudiées actuellement par Benoit Mazeaud dans le cadre de sa thèse.

# Annexe A

## Le tube de Kundt

Le tube de Kundt est le support expérimental classique pour l'évaluation de l'impédance de surface et du coefficient d'absorption en incidence normale d'un matériau absorbant. Il s'agit d'un guide d'onde, fermé à une extrémité par une source acoustique (ici, un haut-parleur) et à l'autre par la «cellule active». à tester

On émet des ondes planes qui se propagent dans le tube (mode plan) et atteignent le «matériau hybride» à tester sous incidence normale. Une partie de l'énergie incidente est réfléchiée. Il se forme ainsi une onde stationnaire dans le tube que l'on représentera par deux ondes planes se propageant en sens opposé.

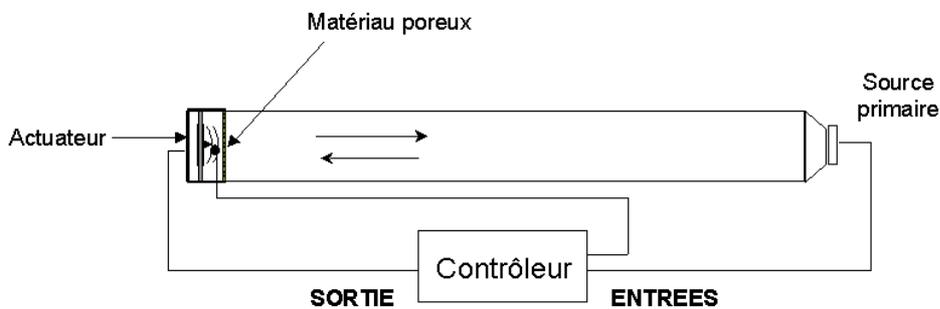


FIG. A.1 - Banc d'essai du matériau hybride en tube de Kundt

### Méthode de mesure à deux microphones

On utilise la valeur respective de la pression en deux points  $x_1$  et  $x_2$ , si on forme le rapport des pressions obtenues aux 2 points d'abscisses  $x_1$  et  $x_2$ , on obtient :

$$h_{12} = \frac{p(x_2)}{p(x_1)} = \frac{(e^{-ikx_2} + re^{ikx_2})}{(e^{-ikx_1} + re^{ikx_1})} \quad (\text{A.1})$$

$$\text{Avec } r = \frac{Z_n - Z_0}{Z_n + Z_0} \quad (\text{A.2})$$

L'inversion de cette relation permet d'exprimer l'impédance de surface du matériau en fonction de la valeur de  $h_{12}$  soit :

$$Z_n = iZ_0 \frac{\sin[k(l-s)] - h_{12}\sin(kl)}{h_{12}\cos(kl) - \cos[k(l-s)]} \quad (\text{A.3})$$

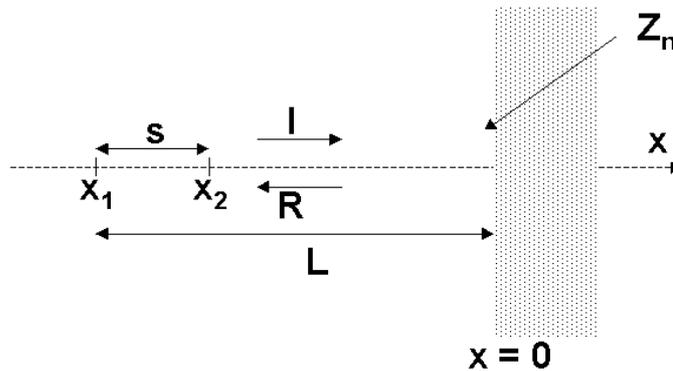


FIG. A.2 - Méthode de mesure de l'impédance à deux microphones

Cette méthode a l'avantage de pouvoir s'appliquer pour toute une gamme de fréquences très rapidement grâce à une acquisition et un traitement numérique des signaux.

La précision et la qualité de la mesure dépendent de l'écartement  $s$  par rapport à la longueur d'onde  $\lambda$ . Si  $s$  est trop petit, on est dans l'ordre de grandeur des erreurs de mesure et si  $s$  est trop grand, on aura une erreur de mesure pour certaines fréquences  $f$  telles que  $s = \frac{\lambda}{2}$  soit  $f = \frac{c}{2s}$  (ainsi qu'aux harmoniques d'ordre supérieur dues à la périodicité spatiale du champ acoustique). Sachant que la fréquence de coupure du tube utilisé est de 3000 Hz, on effectue des mesures de 0 à 2500 Hz. Il y aura donc forcément un problème sur cette gamme de fréquence. Pour éviter ceci, les mesures sont effectuées avec trois microphones. La méthode est simplement basée sur une interpolation non-linéaire entre les trois courbes de mesure obtenues pour chaque écartement.

### Méthode de mesure à trois microphones

Il faut déterminer trois écartements optimums pour la bande de fréquence utilisée. Le principe est le suivant, on sépare l'espace fréquentiel en trois zones :  $[0 f_1]$  (BF),  $[f_1 f_2]$  (MF) et  $[f_2 f_3]$  (HF) avec  $f_3 = 2500$  Hz. On associe à chaque bande de fréquence un écartement  $s$  adapté :  $s_1$ ,  $s_2$  et  $s_3$  les écartements correspondants à  $f_1$ ,  $f_2$  et  $f_3$ . Sachant qu'il faut éviter  $s = \frac{\lambda}{2}$ , on choisit la limite  $s_i = \frac{3\lambda_i}{8}$  pour  $i = \{1; 2; 3\}$

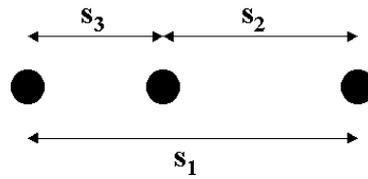


FIG. A.3 - Ecartements

On doit avoir

$$s_2 + s_3 = s_1 \quad (\text{A.4})$$

$$\text{soit } \lambda_2 + \lambda_3 = \lambda_1 \quad (\text{A.5})$$

$$\text{donc } \frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_2} = \frac{1}{f_3} \quad (\text{A.6})$$

Si on pose  $f_2 = af_1$  avec  $1 < a < 2$  alors  $f_1 = \frac{a-1}{a}f_3$  et  $f_2 = (a-1)f_3$ , on en déduit  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$  et  $\lambda_3$  puis  $s_1$ ,  $s_2$  et  $s_3$  :

$$s_1 = \frac{3a}{8(a-1)} \frac{c}{f_3} \quad (\text{A.7})$$

$$s_2 = \frac{3}{8(a-1)} \frac{c}{f_3} \quad (\text{A.8})$$

$$s_3 = \frac{3c}{8f_3} \quad (\text{A.9})$$

On choisit  $a = 1.5$  ce qui nous donne  $f_1 = 833$  Hz,  $f_2 = 1250$  Hz,  $s_1 = 15.3$  cm,  $s_2 = 10.2$  cm et  $s_3 = 5.1$  cm, on choisit donc  $s_1 = 15$  cm,  $s_2 = 10$  cm et  $s_3 = 5$  cm.

On obtient donc trois courbes d'impédance ( $Z_1$ ,  $Z_2$  et  $Z_3$ ) sur la gamme  $[0 \text{ } 2500]$  qu'il va falloir pondérer. Soit  $Z$  l'impédance finale de surface (après pondération), on note :

$$Z = \alpha_1 Z_1 + \alpha_2 Z_2 + \alpha_3 Z_3 \text{ où } \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 = 1 \quad (\text{A.10})$$

On pourrait prendre des coefficients de pondération linéaire mais on aura quand même des erreurs en basse fréquence car on aura pris en compte très tôt l'écartement moyenne fréquence. On prend plutôt des coefficients de pondération en cosinus et sinus, l'expérience montre que l'on obtient des résultats plus satisfaisants avec ceux-là, voir figure A.4 et les résultats obtenus sur une mousse (figure A.5).

Soit respectivement  $f_{min}$ ,  $f_{moy}$  et  $f_{max}$  la fréquence minimale, intermédiaire et maximale d'étude, typiquement,  $f_{min} = 80$  Hz,  $f_{max} = f_3 = 2500$  Hz et  $f_{moy} = f_{max}/4$ . On pose donc :

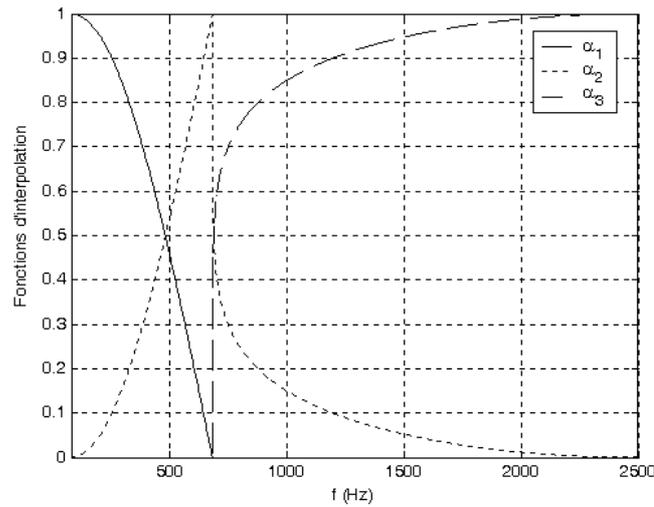
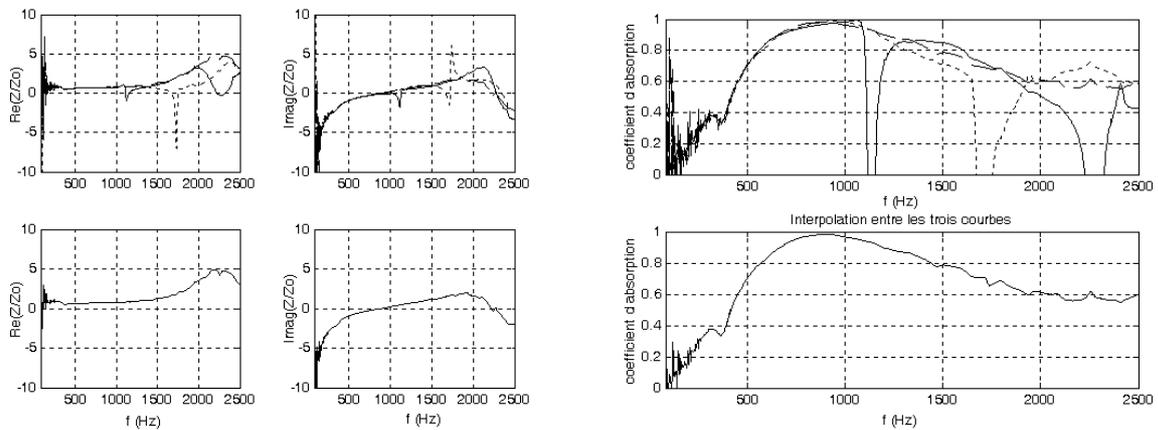


FIG. A.4 - Fonctions d'interpolation

$$\alpha_1 = \cos\left(\frac{\pi}{2(f_{moy} - f_{min})}(f - f_{min})\right) \text{ pour } f < f_{moy} \quad 0 \text{ pour } f > f_{moy} \quad (\text{A.11})$$

$$\alpha_3 = \sin^{1/8}\left(\frac{\pi}{2(f_{max} - f_{moy})}(f - f_{moy})\right) \text{ pour } f > f_{moy} \quad 0 \text{ pour } f < f_{moy} \quad (\text{A.12})$$

$$\alpha_2 = 1 - \alpha_1 - \alpha_3 \quad (\text{A.13})$$



(a) Impédances obtenues et interpolation

(b) Coefficients d'absorption et coefficient calculé par l'impédance interpolée

FIG. A.5 - Exemple de mesure à trois microphones pour une mousse

On a donc développé une méthode systématique et fiable, s'appliquant à n'importe quel tube de Kundt, permettant d'obtenir des courbes d'absorption et d'impédance correctes sur toute la bande de fréquence étudiée.

## Annexe B

# Comportement d'un matériau poreux à structure rigide - fluide équivalent

Un matériau poreux est un milieu diphasique désordonné. Il comprend une phase fluide et une phase solide et, en règle générale, a une structure bien trop complexe pour en établir une description microscopique. Historiquement, la démarche a consisté à étudier la propagation des ondes acoustiques à travers d'étroits canaux similaires à ceux rencontrés dans le matériau. En moyennant les résultats obtenus sur un volume convenable de matériau et en ajoutant des paramètres de forme correctifs, on aboutit à une description macroscopique des propriétés acoustiques du matériau.

Quand une onde acoustique pénètre dans une micro-cavité comme le pore d'un matériau, il s'y produit une variation de masse et un cycle de compression-dilatation (de même fréquence que l'onde incidente). Les échanges de quantité de mouvement et les effets thermiques sont alors régis par la vitesse des cycles. On peut ainsi mettre en évidence deux comportements asymptotiques basses et hautes fréquences.

### B.1 Comportement aux très basses et très hautes fréquences

On définit les couches limites visqueuse  $\delta_V$  et thermique  $\delta_T$  ainsi que le nombre de Prandtl  $Pr$  par les relations :

$$\delta_V = \sqrt{\frac{2\eta}{\rho_0\omega}} \quad (\text{B.1})$$

$$\delta_T = \sqrt{\frac{2\kappa}{\rho_0 c_p \omega}} \quad (\text{B.2})$$

$$Pr = \frac{\eta c_p}{\kappa} \quad (\text{B.3})$$

où

- $\eta$  est la viscosité dynamique.
- $\rho_0$  la masse volumique du fluide au repos.
- $\kappa$  la conductibilité thermique.
- $c_p$  la capacité calorifique à pression constante.
- $\omega$  la pulsation.

$\delta_V$  et  $\delta_T$  sont liés par la relation :

$$\delta_T = \frac{\delta_V}{\sqrt{Pr}} \quad (\text{B.4})$$

Or  $Pr \simeq 0.702$  pour l'air,  $\delta_V$  et  $\delta_T$  sont donc du même ordre de grandeur.

En très basses fréquences :

- Les couches visqueuses et thermiques envahissent les pores.
- L'air dans le pore est un fluide visqueux. Les efforts visqueux sont donc prépondérants devant les efforts inertiels.
- Les échanges thermiques avec la structure sont isothermes (température imposée par la structure).

En très hautes fréquences : (le raisonnement est rigoureusement inverse)

- Les couches visqueuses et thermiques sont très minces par rapport aux pores.
- Dans la majorité du pore, le fluide est considéré comme parfait. Les efforts visqueux sont donc négligeables devant les efforts inertiels.
- Les échanges thermiques sont adiabatiques (fluide non conducteur).

C'est à partir de ces considérations sur les phénomènes prédominants qu'est introduit le découplage des effets thermiques des effets de quantité de mouvement (initialement suggérée par Zwikker et Kosten (1949) [104] pour des matériaux à pores cylindriques dans les cas extrêmes des très basses et des très hautes fréquences, puis justifiée a posteriori par Stinson (1991) [88], pour des situations moins «extrêmes»).

On peut résumer ce préliminaire dans le tableau suivant :

Fréquences	TBF	THF
<b>“Vitesse des cycles”</b>	lente	rapide
<b>Rapport(<math>\delta_V</math> ou <math>\delta_T</math>/dimension des pores)</b>	élevé	faible
<b>Processus thermiques</b>	isothermes	adiabatiques
<b>Efforts principalement mis en jeu</b>	visqueux	inertiels

Les différents comportements asymptotiques devront être vérifiés par les modèles. Mais un modèle complet, sur toute la gamme de fréquences, devra prendre en compte des comportements intermédiaires.

## B.2 Equations macroscopiques

L'hypothèse du «fluide équivalent» conduit à moyenner les équations de l'acoustique linéaire<sup>1</sup> sur un volume d'homogénéisation égal à celui des grains dans le milieu. Puis, pour tenir compte des pertes visqueuses et des échanges thermiques, à remplacer dans l'équation de la quantité de mouvement la densité  $\rho_0$  par une densité effective ou dynamique  $\rho_e(\omega)$  et à introduire, dans l'équation d'état une compressibilité dynamique  $K(\omega)$  :

$$\rho_e(\omega)j\omega\mathbf{v} = -\nabla p \quad (\text{B.5})$$

$$\frac{p}{K(\omega)} = \frac{\rho}{\rho_0} \quad (\text{B.6})$$

L'équation de la conservation de la masse reste, quant à elle, inchangée :

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \rho_0 \nabla \cdot \mathbf{v} = 0 \quad (\text{B.7})$$

où  $\vec{v}$  et  $\rho$  sont les moyennes sur le volume d'homogénéisation des grandeurs acoustiques microscopiques.

Des équations B.5, B.6 et B.7, on déduit l'équation d'Helmholtz pour le fluide équivalent :

$$\Delta p + \omega^2 \frac{\rho_e(\omega)}{K(\omega)} p = 0 \quad (\text{B.8})$$

A partir de cette équation, on peut trouver les expressions de la pression puis de la vitesse par B.5 et le comportement acoustique du fluide équivalent est entièrement déterminé par un des deux jeux suivants :

- La densité effective  $\rho_e(\omega)$  et le module de compressibilité  $K(\omega)$ , reliés aux propriétés physiques du matériau.
- Le nombre d'onde complexe  $k(\omega)$  et l'impédance caractéristique  $Z_c(\omega)$ , qui est le rapport entre la pression acoustique et la vitesse acoustique pour une onde plane progressive.

L'équation B.8 nous permet d'écrire les formules suivantes, qui font le lien entre les deux formulations :

$$k(\omega) = \omega \sqrt{\frac{\rho_e(\omega)}{K(\omega)}} \text{ et } Z_c(\omega) = \sqrt{K(\omega)\rho_e(\omega)} \quad (\text{B.9})$$

$$\rho_e(\omega) = \frac{k(\omega)Z_c(\omega)}{\omega} \text{ et } K(\omega) = \frac{Z_c(\omega)}{k(\omega)} \quad (\text{B.10})$$

<sup>1</sup>On considère une onde plane progressive avec une dépendance temporelle en  $e^{j\omega t}$ .

## B.3 Modélisation de la densité effective et du module de compressibilité

Nous verrons dans ce qui suit que la modélisation des fonctions caractéristiques du fluide équivalent est principalement due à deux équipes. L'une de culture anglo-saxonne est dirigée par Attenborough à l'université de Bradford et l'autre est celle constituée par Allard au LAUM et Champoux à l'université de Sherbrooke, Québec, Canada.

### B.3.1 Les paramètres du comportement acoustique d'un matériau

Les différentes modélisations du comportement acoustique d'un matériau poreux que l'on peut trouver dans la littérature utilisent un ou plusieurs des paramètres macroscopiques qui sont présentés ici :

#### Résistivité

La résistivité est déjà présentée dans la partie 1.2.1 (voir page 27).

#### Porosité

En appelant  $Vol_{air}$  le volume d'air contenu dans les inclusions du matériau et  $Vol_{tot}$  le volume total du matériau, la porosité est définie par le rapport :

$$\phi = \frac{Vol_{air}}{Vol_{tot}} \quad (\text{B.11})$$

Ce paramètre adimensionnel est donc plus petit que un. La porosité est dite ouverte lorsque qu'on ne prend pas en compte les bulles d'air enfermées dans le matériau contrairement à la porosité totale où le volume d'air total contenu dans le matériau poreux est utilisé.

Ce paramètre est parfois évalué en connaissant les masses volumiques du matériau constituant le squelette et du matériau poreux.

Pour les matériaux poreux «classiques», comme la laine de verre ou la mousse, la porosité est souvent voisine de 1 mais elle peut diminuer avec une forte compression du matériau.

#### Tortuosité

La tortuosité du matériau est une quantité adimensionnelle qui rend compte de l'allure des chemins fluides dans le matériau. Elle représente la dispersion de la vitesse microscopique  $v$ , tant en direction qu'en module, d'un fluide idéal - c'est à dire incompressible et non visqueux - qui traverse un volume  $V$  d'homogénéisation du matériau :

$$\alpha_{\infty} = \frac{\int_V |v|^2 dV}{|\int_V v dV|^2} = \frac{\langle v_{micro}^2 \rangle_{volume}}{(\langle v_{micro} \rangle_{volume})^2} = \frac{\langle v_{micro}^2 \rangle_{volume}}{V_{macro}^2} \quad (\text{B.12})$$

La tortuosité n'est mesurable que dans une configuration où les efforts de viscosité sont absents. Compte tenu de l'analogie entre la vitesse de particules de fluide idéalement non visqueux et de la vitesse des ions dans un liquide conducteur saturant la structure, la tortuosité est évaluée à partir de mesures de résistivité :

$$\alpha_{\infty} = \phi \frac{\sigma_{sat}}{\sigma_{liq}} \quad (\text{B.13})$$

avec  $\sigma_{sat}$ , la résistivité de la structure saturée d'un liquide conducteur,  $\sigma_{liq}$ , la résistivité du liquide conducteur et  $\phi$ , la porosité. La tortuosité est, par définition, supérieure à 1. Elle est proche de 1 pour les laines de verre, elle peut augmenter pour les mousses.

*Ces trois premiers paramètres sont certainement les plus importants. Nous définissons toutefois ici d'autres paramètres qui interviennent dans les différents modèles décrits plus loin.*

### Longueur caractéristique visqueuse

En 1987, Johnson et al. [46] ont introduit la longueur caractéristique visqueuse, notée  $\Lambda$ , qui leur a permis d'établir pour la densité effective  $\rho_e(\omega)$  une expression simple traduisant de façon satisfaisante les effets visqueux et inertiels en hautes fréquences. Elle est donnée par :

$$\Lambda = \frac{\int_V |v|^2 dV}{\int_S |v|^2 dS} \quad (\text{B.14})$$

où  $v$  est le champ de vitesse microscopique dû à l'écoulement stationnaire d'un fluide idéal dans le matériau. L'intégrale au numérateur est effectuée sur le volume  $V$  de fluide contenu dans les pores du matériau et celle au dénominateur sur la surface  $S$  de contact, dans ces pores, entre le fluide et l'armature solide du matériau. Ce paramètre ne dépend que de la géométrie du matériau. Dans le cas des pores cylindriques à section circulaire, il vaut :

$$\Lambda = \left( \frac{8\alpha_{\infty}\eta}{\phi\sigma} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.15})$$

Pour la plupart des matériaux poreux, cette expression est utilisable en la modulant d'un facteur correctif  $s$  :

$$\Lambda = s \left( \frac{8\alpha_{\infty}\eta}{\phi\sigma} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.16})$$

$\Lambda$  est de l'ordre du rayon des pores les plus petits, là où les vitesses et les dissipations visqueuses sont les plus grandes.

### Longueur caractéristique thermique

Pour tenir compte des échanges thermiques entre la structure poreuse et le fluide qui la sature, et établir une expression traduisant la dépendance fréquentielle de la compressibilité

dynamique, Champoux et Allard (1991) [12] introduisent la longueur caractéristique thermique qui est définie par :

$$\Lambda' = 2 \frac{\int_V dV}{\int_S dS} \quad (\text{B.17})$$

$\Lambda'$  est de l'ordre du rayon des pores les plus grands, là où les surfaces d'échange et les dissipations thermiques sont les plus grandes. Dans le cas des pores à section uniforme, nous avons  $\Lambda' = \Lambda = r$  où  $r$  est le rayon du pore, et dans le cas des géométries quelconques, il faut introduire un facteur correctif  $s'$  :

$$\Lambda' = s' \left( \frac{8\alpha_\infty\eta}{\phi\sigma} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.18})$$

Pour des pores quelconques,  $\Lambda$  est donc toujours inférieur à  $\Lambda'$ , et ces deux longueurs sont généralement comprises entre  $10^{-3}$  m et  $10^{-5}$  m.

### Constante de piégeage

Lafarge (1993) [55] a introduit la constante de piégeage  $\Gamma$  pour décrire avec plus de précision les échanges thermiques. Celle-ci décrit la rapidité avec laquelle une particule en mouvement brownien dans le fluide heurte la structure solide.

On définit en outre la perméabilité thermique  $k'_0$  par  $k'_0 = \frac{1}{\Gamma}$  (Lafarge, Allard 1997) [56].

Pour les pores cylindriques à section circulaire, sa valeur est de :

$$\Gamma = \frac{8}{\phi\Lambda'^2} \quad (\text{B.19})$$

C'est cette valeur que nous prenons dans les modèles qui sont présentés par la suite.

### Paramètres de Pride

Pour corriger la modélisation de certains matériaux qui était imprécise dans les basses fréquences, Pride [74] a introduit deux nouveaux paramètres de forme  $p$  et  $p'$ . Le premier vient corriger les effets visqueux et le second, les effets thermiques.

#### B.3.2 Méthodologie pour la modélisation de la densité effective et du module de compressibilité

La modélisation des fonctions caractéristiques du fluide équivalent commence par le découplage des effets visqueux et thermiques. Les pertes visqueuses sont entièrement prises en compte par la densité effective  $\rho_e(\omega)$  et les effets thermiques sont totalement décrits par le module de compressibilité  $K(\omega)$ . On peut ensuite dégager deux démarches, l'une analytique et l'autre asymptotique, et qui sont souvent menées de front par les auteurs que nous avons lus.

La première approche consiste en une étude analytique sur des canaux de géométries simples : cylindres à section circulaire, rectangulaire, ou en étoile, par exemple. Les expressions obtenues

sont ensuite généralisées à des géométries de plus en plus complexes, pour en arriver à une approche des matériaux poreux réels. Dans ce but, on introduit successivement :

- la porosité  $\phi$ , en étudiant une configuration de plusieurs canaux disposés parallèlement,
- la tortuosité  $\alpha_\infty$ , qui rend compte que dans le matériau réel les canaux ne sont pas droits et parallèles mais s’entrelacent suivant des chemins compliqués.

D’autre part, le calcul des limites asymptotiques dans les cas simples permet de mettre en évidence les phénomènes physiques mis en jeu.

La seconde approche consiste, dans un premier temps, à étudier le comportement stationnaire des milieux poreux. La généralisation de ces lois aux régimes non permanents et la connaissance des limites hautes fréquences permet de donner des modèles sur toute la gamme des fréquences audibles. Nous décrivons rapidement comment sont obtenues les modélisations des effets thermiques et visqueux.

#### Sur les effets visqueux

Le comportement **aux très basses fréquences** est approché par le comportement en régime permanent. Pour cela, on utilise la loi de Darcy, qui nous permet d’introduire le concept de **résistivité**  $\sigma$ . En propagation unidimensionnelle, elle s’écrit :

$$\frac{\partial p}{\partial x} = -\phi\sigma v \quad (\text{B.20})$$

Toujours en propagation unidimensionnelle, l’équation B.5 s’écrit :

$$\frac{\partial p}{\partial x} = -j\omega\rho_e v \quad (\text{B.21})$$

On en déduit donc la limite de la densité effective du matériau en très basses fréquences :

$$\rho_e = \frac{\sigma\phi}{j\omega} \quad (\text{B.22})$$

Cette formulation est ensuite généralisée à toutes les fréquences. Soit en introduisant une tortuosité dynamique ou une perméabilité dynamique, comme l’équipe du LAUM, soit en introduisant une viscosité dépendant de la fréquence, comme l’équipe d’Attenborough.

Aux hautes fréquences, les effets d’inertie dominent. Ce sera donc la tortuosité qui va intervenir comme nous le montrons sur un bilan d’énergie cinétique. En effet par unité de surface, nous pouvons écrire :

$$E_c = \frac{1}{2}\rho_0\langle V \rangle^2\Delta x = \frac{1}{2}\rho_0\alpha_\infty v^2\Delta x \quad (\text{B.23})$$

En appliquant le théorème de l’énergie cinétique et en négligeant les forces visqueuses, il vient :

$$\rho_0\alpha_\infty \frac{\partial v}{\partial t} = -\frac{\partial p}{\partial x} \quad (\text{B.24})$$

Finalement

$$\rho_e = \rho_0 \alpha_\infty \quad (\text{B.25})$$

### Sur les effets thermiques

**Aux très basses fréquences**, les processus sont considérés comme isothermes. **Le module de compressibilité doit tendre vers  $P_0$ , la pression atmosphérique.**

La généralisation à toute la gamme de fréquences peut être faite en introduisant, comme l'équipe du LAUM, une perméabilité thermique dépendant de la fréquence, qui permet de trouver une loi analogue à la loi de Darcy.

**Aux très hautes fréquences**, les processus sont adiabatiques. **Le module de compressibilité doit tendre vers  $\gamma P_0$ .**

### B.3.3 Le modèle d'Allard

Le modèle à cinq paramètres est présenté par Allard dans son ouvrage sur la propagation acoustique en milieu poreux (1993) [1] :

$$\rho_e(\omega) = \alpha_\infty \rho_0 \left[ 1 - \frac{j\sigma\phi G(\omega)}{\rho_0 \alpha_\infty \omega} \right] \text{ avec } G(\omega) = \left( 1 + \frac{4j\alpha_\infty^2 \eta \rho_0 \omega}{\sigma^2 \phi^2 \Lambda^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.26})$$

$$K(\omega) = \frac{\gamma P_0}{\gamma - (\gamma - 1)H(\omega)} \text{ avec } H(\omega) = \frac{1}{1 + \frac{8\eta}{j\Lambda'^2 \rho_0 Pr \omega} \left( 1 + \frac{j\Lambda'^2 \rho_0 Pr \omega}{16\eta} \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{B.27})$$

## Annexe C

# Fiche technique de la carte DS1103 PPC Controller Board dSPACE

### C.1 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.

### C.2 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.

### C.3 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.

En général, la DS1103 est placée directement dans le PC.



FIG. C.1 - Carte dSPACE

## Annexe D

# Méthode d'intégration numérique 2D

Cette annexe présente la méthode d'intégration numérique utilisée pour le calcul du champ acoustique dans la cavité avec le transducteur piézo-électrique et le matériau poreux en face avant. On utilise une variante de la méthode des trapèzes 1D en l'adaptant à une méthode matricielle 2D, plus performante sous Matlab.

Des comparaisons avec deux intégrations successives 1D selon x et y ont montré la bonne adéquation des résultats et la rapidité de cette méthode. Nous développons donc ici les développements essentiels de cette méthode.

### D.1 Principe de la méthode des trapèzes 1D

Soit  $f$  une fonction continue sur un intervalle  $[a, b]$ . La méthode d'intégration approchée, dite des trapèzes, décrite par Newton & Cotes, consiste à remplacer l'arc de courbe  $M_i M_{i+1}$  par le segment  $[M_i M_{i+1}]$  : c'est une interpolation linéaire. Si nous choisissons une subdivision régulière de l'intervalle  $[a, b]$  en  $n$  sous-intervalles  $[x_i, x_{i+1}]$  avec  $i$  variant de 0 à  $n$  :  $x_0 = a < x_1 < x_2 < \dots < x_n = b$ .

On a  $x_{i+1} - x_i = (b - a)/n$ . La somme des aires en jaune représente une approximation  $J$  de l'intégrale  $I$  (intégrale au sens de Riemann). Chaque aire est celle d'un trapèze de hauteur  $x_{i+1} - x_i$ , de bases respectives  $f(x_i)$  et  $f(x_{i+1})$ . On en déduit la formule des trapèzes :

$$J = \frac{b - a}{n} \left( \frac{f(a) + f(b)}{2} + \sum_{i=1}^{n-1} f(x_i) \right) \quad (\text{D.1})$$

On montre en outre que l'erreur est en  $1/n^2$ .

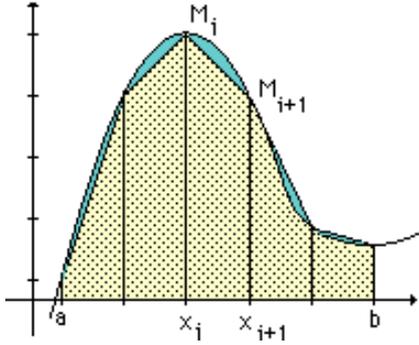


FIG. D.1 - Méthode des trapèzes 1D

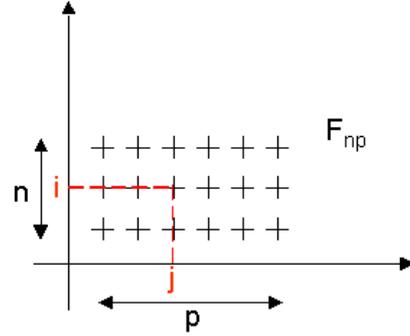


FIG. D.2 - Méthode des trapèzes 2D

## D.2 Adaptation à une méthode matricielle 2D

La méthode trapèze 2D que j'ai programmé s'inspire de ces calculs. Soit donc  $f$  une fonction numérique (matrice) que l'on souhaite intégrer sur un domaine carré de surface  $S$  :

$$I = \iint_S f(x, y) dx dy \quad (\text{D.2})$$

Soit  $f(x, y) = F_{np}$  matrice  $n \times p$ . On définit la matrice  $T$  (dimensions  $n \times p$ ) par :

$$T = \begin{pmatrix} 1/4 & 1/2 & \cdots & 1/2 & 1/4 \\ 1/2 & 1 & 1 & 1 & 1/2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1/2 & 1 & 1 & 1 & 1/2 \\ 1/4 & 1/2 & \cdots & 1/2 & 1/4 \end{pmatrix} \quad (\text{D.3})$$

On construit la matrice  $J$  (dimensions  $n \times p$ ) par le produit terme à terme de la matrice  $A$  et  $T$  :  $J_{ij} = T_{ij} \times A_{ij}$  pour  $(i, j) = (1 \dots n, 1 \dots p)$ . On montre simplement que l'intégrale double  $I$  peut être approximée par la formulation suivante :

$$I = \iint_S f(x, y) dx dy \approx \Delta n \Delta p \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^p J_{ij} \quad (\text{D.4})$$

où  $\Delta n$  et  $\Delta p$  sont les intervalles de discrétisation selon  $n$  et  $p$ .

Cette méthode permet de rassembler deux intégrations successives (selon  $n$  et  $p$ ) en deux sommes systématiques des termes de la matrice  $J$ .

# Bibliographie

- [1] **Allard J.F.**, 1993, *Propagation of Sound in Porous Media*. Elsevier.
- [2] **Baek K.H. & Elliott S.J.**, 1995, Natural algorithms for choosing source locations in active control system, *J. Sound Vib.*, **186**(2), p. 245–267.
- [3] **Batard H.**, Aircraft noise reduction : Airbus industrial needs in term of new materials for nacelle liners - airbus, dans *Matériaux Absorbants pour applications aéronautiques*, *Journée Scientifique de l'ONERA*, January, 16th, 2003.
- [4] **Bennett S.**, 1996, A brief history of automatic control, *IEEE Control Systems Magazine*, **16**(3), p. 17–25.
- [5] **Berkman F., Coleman R., Watters B., Preuss R. & Lapidot N.**, An example of a fully adaptive siso feedback controller for integrated narrowband/broadband active vibration isolation of complex structures, dans *ASME Winter Meeting Symposium on Active Control of Noise and Vibration*, 1992.
- [6] **Berthaut J.**, 1999, Conception et tests d'un correcteur pour le contrôle actif du projet resound, Rapport de stage deuxième année - Ecole Centrale de Lyon.
- [7] **Bhattacharya M.C. & Crocker M.J.**, 1969, Forced vibration of a panel and radiation of sound into a room, *Acustica*, **22**, p. 275–294.
- [8] **Bryson A.E.**, 1996, Optimal control - 1950 to 1985, *IEEE Control Systems Magazine*, **16**(3), p. 26–33.
- [9] **Canévet G.**, 1978, Active sound absorption in an air conditioning duct, *J. Sound Vib.*, **58**(3), p. 333–345.
- [10] **Carme C.**, 1987, *Absorption acoustique active dans les cavités*, thèse de doctorat, Aix-Marseille II.
- [11] **Carme C.**, 1988, Absorption acoustique active dans les cavités auditives, *Acustica*, **66**(5), p. 233–246.
- [12] **Champoux Y. & Allard J.F.**, 1991, Dynamic tortuosity and bulk modulus in air-saturated porous media, *J. Appl. Acous.*, **70**(4), p. 1975–1979.
- [13] **Conover W.B.**, 1956, Fighting noise with noise, *Noise Control*, **2**, p. 78–82.

- [14] **Dowell E.H., Gorman G.F. & Smith D.A.**, 1977, Acoustoelasticity : General theory, acoustic modes and forced response to sinusoidal excitation, including comparisons with experiment, *J. Sound Vib.*, **52**(4), p. 519–542.
- [15] **Dowell E.H. & Voss H.M.**, 1963, The effect of a cavity on panel vibration, *AIAA Journal*, **1**(2), p. 476–477.
- [16] **Elliott S.**, 2001, *Signal Processing for Active Control*. Academic Press.
- [17] **Elliott S.J. & Nelson P.A.**, Active noise control, dans *IEEE Signal Process. Mag.*, p. 12–35, Oct 1993.
- [18] **Elliott S.J. & Preumont A.**, Contrôle actif du bruit et des vibrations mécaniques, dans *Institut pour la promotion des sciences de l'ingénieur*, Paris, France, juin 2001.
- [19] **Elliott S.J. & Sutton T.J.**, 1994, Feedforward and feedback methods for active control, *Proc. Institute of Acoustics*, **16**(2), p. 255–273.
- [20] **Elliott S.J., Sutton T.J., Rafaely B. & Johnson M.**, Design of feedback controllers using a feedforward approach, dans *Proc. Int. Symp. on Active Control of Sound and Vibration, ACTIVE 95*, p. 561–572, 1995.
- [21] **Eriksson L.J.**, Recursive algorithms for active noise control, dans *Proc. Int. Symp. Active Control of Sound Vib.*, p. 137–146, 1991.
- [22] **Eriksson L.J. & Allie M.C.**, Apr. 27, 1993, Correlated active attenuation system with error and correction signal input, *U.S. Patent*, **5 206 911**.
- [23] **Ffowcs-William J.E., Roebuck I. & Ross C.F.**, 1985, Antiphase noise reduction, *Physics in Technology*, **6**, p. 19–24.
- [24] **Franklin G.F., Powell J.D. & Emani-Naeini A.**, 1994, *Feedback control of dynamic systems*. Addison-Wesley, 3rd. ed. edition.
- [25] **Franklin G.F., Powell J.D. & Workman M.L.**, 1990, *Digital Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley, 2nd. ed. edition.
- [26] **Friot E., Roure A. & Winninger M.**, 1999, A parallel real-time algorithm for multi-channel feedback control, *ACTIVE Paper*.
- [27] **Fuller C.R., Elliott S.J. & Nelson P.A.**, 1996, *Active control of vibration*. Academic Press.
- [28] **Furstoss M.**, 1996, *Contrôle actif de l'impédance acoustique de surface de matériaux poreux*, thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon.
- [29] **Furstoss M., Thenail D. & Galland M.A.**, 1997, Surface impedance control for sound absorption : direct and hybrid passive/active strategies, *J. Sound Vib.*, **203**(2), p. 219–236.
- [30] **Galland M.A.**, Systèmes auto-adaptatifs pour le contrôle actif du bruit, dans *Colloque GCM Mécanique et Systèmes*. Le groupe de concertation de mécanique, 1995.

- [31] **Galland M.A. & Béra J.C.**, Multi-reference lms algorithm for active control of pseudo-periodic noise, dans *31st Conference on Acoustics*, Czech Technical University, Prague, 1994.
- [32] **Galland M.A., Hilbrunner O. & Sellen N.**, 2002, Noise reduction in a flow duct by active control of wall impedance, *AIAA Paper*, no. 2002-2213.
- [33] **Galland M.A., Souchotte P., Ladner P. & Mazoyer T.**, 2001, Experimental investigation of noise reduction in a flow duct through hybrid passive/active liner, *AIAA Paper*, **2001-2221**.
- [34] **Galland M.A., Souchotte P., Ladner P. & Mazoyer T.**, Hybrid passive/active liners for reducing the noise radiated by flow ducts : design and experimental results, dans *First European Forum Material and System for Noise and Vibration Control*, Senlis, CETIM, 3-5 July 2001.
- [35] **Gaudry E.**, juin 2002, Conception et optimisation d'un transducteur piézoélectrique pour un système actif de réduction de bruit - application aux moteurs d'avions, Mémoire de TFE - Ecole des Mines d'Albi-Carmaux.
- [36] **Guy R.W. & Bhattacharaya M.C.**, 1966, The transmission of sound through a cavity-backed finite plate, *J. Sound Vib.*, **27**(2), p. 207–223.
- [37] **Hansen C.H.**, 2001, *Understanding active noise cancellation*. Spon Press.
- [38] **Hansen C.H. & Snyder S.D.**, 1997, *Active control of noise and vibration*. E & FN Spon.
- [39] **Haykin S.**, 1991, *Adaptive filter theory, second edition*. Prentice-Hall International, Inc.
- [40] **Hilbrunner O., Galland M.A., Sellen N. & Perisse J.**, 2002, Optimisation of a hybrid acoustic liner for noise reduction of engine aircraft nacelles, *ACTIVE Paper*, no. 157.
- [41] **Hunt K.J. & Sbarbaro D.**, Neural networks for nonlinear internal model controller, dans *IEEE Proceedings-D*, vol. 138, p. 431–438, 1991.
- [42] **Irrgang S.**, 1997, Optimisation of active absorbers on rectangular ducts, *ACTIVE Paper*.
- [43] **Jakob A. & M ser M.**, 2002, An actively controlled double-glazed window with small pane distance, *Forum Acusticum Seville*.
- [44] **Jessel M.**, 1972, La question des absorbeurs actifs, *Revue d'Acoustique*, **18**, p. 37–42.
- [45] **Jessel M. & Mangiante G.A.**, 1972, Active sound absorbers in an air duct, *J. Sound Vib.*, **23**(3), p. 383–390.
- [46] **Johnson D.J. & Al**, 1987, Theory of dynamic permeability and tortuosity in fluid-saturated porous media, *J. Fluid Mech.*, **176**, p. 379–402.

- [47] **Julliard J.**, Problématique des matériaux absorbants sonores pour applications sur turboréacteur - snecma moteurs, dans *Matériaux Absorbants pour applications aéronautiques, Journée Scientifique de l'ONERA*, 16 janvier 2003.
- [48] **Kalman R.E.**, 1960, Contributions to the theory of optimal control, *Bol. Soc. Matem. Mex.*, p. 102–119.
- [49] **Kihlman T.**, 1967, Sound radiation into a rectangular room. applications to airborne sound transmission in buildings, *Acustica*, **18**, p. 11–20.
- [50] **Krüger J. & Leistner P.**, 1997, Noise reduction with actively absorbing silencers, *J. Appl. Phys.*, **51**(2), p. 113–120.
- [51] **Kuo S.M. & Morgan D.R.**, 1996, *Active Noise Control Systems. Algorithms and DSP Implementations*. John Wiley & Sons, Inc.
- [52] **Kuo S.M. & Vijayan D.**, Adaptive feedback active noise control, dans *Proc. Noise-Con*, p. 473–478, 1994.
- [53] **Kuo S.M. & Vijayan D.**, Mar.-Apr. 1994, Adaptive algorithms and experimental verification of feedback active noise control systems, *Noise Control Eng. J.*, **42**, p. 37–46.
- [54] **Lacour O.**, 1998, *Réduction du bruit par contrôle actif d'impédance. Application à des problèmes vibroacoustiques internes*, thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon.
- [55] **Lafarge D.**, 1993, *Propagation du son dans les matériaux poreux à structure rigide saturés par un fluide viscothermique : définition de paramètres géométriques, analogie électromécanique, temps de relaxation*, thèse de doctorat, Université du Maine, Le Mans, France.
- [56] **Lafarge D., Lemarinier P. & Allard J.F.**, 1997, Dynamic compressibility of air in porous structures at audible frequencies, *J. Acoust. Soc. Am.*, **102**(4), p. 1995–2006.
- [57] **Lesueur C.**, 1988, *Rayonnement acoustique des structures. Vibroacoustique, interactions fluide-structure*. Eyrolles. Avec la participation d'universitaires et d'ingénieurs de l'industrie.
- [58] **Lesueur C., Pomerol G. & Blaise A.**, 1995, Vibroacoustic response of a composite multilayered plate coupled to a rectangular cavity and excited by white noise and turbulent boundary layer, *Acta Acustica*, **3**, p. 153–167.
- [59] **Lueg P.**, 1936, Process of silencing sound oscillations, *US Patent*, **2 043 416**. Application : 8 March 1934. Patented : 9 June 1936. Priority (Germany) : 27 January 1933.
- [60] **Lyon R.H.**, 1963, Noise reduction of rectangular enclosures with one flexible wall, *J. Acoust. Soc. Am.*, **35**(11), p. 1791–1797.
- [61] **Malyuzhinets G.D.**, 1969, An inverse problem in the theory of diffraction, *Soviet Physics Doklady*, **14**, p. 118–119.

- [62] **Mazeaud B.**, septembre 2002, Etude et développement de l'algorithme du contrôle actif utilisé dans le cadre du programme de recherche européen silence(r), Mémoire de DEA - Ecole Centrale de Lyon.
- [63] **Morari M. & Zafriou E.**, 1989, *Robust Process Control*. Prentice Hall.
- [64] **Moulin L.**, Etude théorique d'un algorithme pour le contrôle actif auto-adaptatif de bruit, dans *Rapport de D.E.A.*, Ecole Centrale de Lyon, 1991.
- [65] **Munjaj M.L.**, 1987, *Acoustics of ducts and mufflers*. John Wiley & Sons.
- [66] **Nehorai A.**, 1985, A minimal parameter adaptive notch filter with constrained poles and zeros, *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, **33**(4), p. 983–996.
- [67] **Nelson P.A. & Elliott S.J.**, 1992, *Active control of sound*. Academic Press.
- [68] **Newton G.C., Gould L.A. & Kaiser J.F.**, 1957, *Analytical design of linear feedback controls*. John Wiley & Sons, NY.
- [69] **Olson H.F. & May E.G.**, 1953, Electronic sound absorber, *J. Acoust. Soc. Am.*, **25**.
- [70] **Picard J.**, 1998, Conception d'une source adaptée au contrôle d'impédance acoustique, Mémoire de DEA - Metravib RDS & Ecole Centrale de Lyon.
- [71] **Popovich S.R.**, June 1, 1993, Multi-channel active attenuation system with error signal inputs, *U.S. Patent*, **5 216 722**.
- [72] **Popovich S.R., Melton D.E. & Allie M.C.**, New adaptive multi-channel control systems for sound and vibration, dans *Proc. Inter-noise*, p. 405–408, 1992.
- [73] **Pretlove A.J.**, 1966, Forced vibrations of rectangular panel backed by a closed rectangular cavity, *J. Sound Vib.*, **3**(3), p. 252–261.
- [74] **Pride S.**, 1994, Governing equations for the coupled electromagnetics and acoustics of porous media, *Physical Reviews.B, Condensed Matter*, **50**(21), p. 15678–15696.
- [75] **Qiu X. & Hansen C.H.**, 2001, An algorithm for active control of transformer noise with on-line cancellation path modelling based on the perturbation method, *J. Sound Vib.*, **240**(4), p. 647–665.
- [76] **Rafaely B.**, 1997, *Feedback control of sound*, thèse de doctorat, University of Southampton.
- [77] **Remington P., Sutliff D. & Sommerfeldt S.**, 2003, Active control of low-speed fan tonal noise using actuators mounted in stator vanes : part 1 control system design and implementation, *AIAA Paper*.
- [78] **Rizet N.**, 1999, *Contrôle actif de vibrations utilisant des matériaux piézo-électriques*, thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon.
- [79] **Ross C.F.**, 1982, An adaptive digital filter for broadband active sound control, *J. Sound Vib.*, **80**(3), p. 381–388.

- [80] **Roure A.**, 1977, Propagation du son dans des conduits à section continuellement variable - application à la détermination des fréquences propres de certains volumes complexes, *Euromech 94*.
- [81] **Roure A.**, 1985, Self adaptive broadband active sound control system, *J. Sound Vib.*, **101**(3), p. 429–441.
- [82] **Roure A.**, Algorithme lms fréquentiel, dans *Journée d'étude Algorithmes de Contrôle du G.D.R. 1186, Mécanique des Fluides Actives*, Lyon, France, 1997.
- [83] **Rubenstein S.P., Popovich S.R., Melton D.E. & Allie M.C.**, Active cancellation of higher modes in a duct using recursively-coupled multi-channel adaptive control system, dans *Proc. Inter-noise*, p. 337–340, 1992.
- [84] **Ruckman C.E. & Fuller C.R.**, 1995, Optimizing actuator locations in active noise control systems using subset selection, *J. Sound Vib.*, **186**(3), p. 395–406.
- [85] **Saito N., Sone T., Ise T. & Akiho M.**, 1995, Conditions for optimal on-line identification of secondary paths in active noise control systems, *ACTIVE Paper*.
- [86] **Sellen N.**, 2003, *Modification de l'impédance de surface d'un matériau par contrôle actif : application à la caractérisation et à l'optimisation d'un absorbant acoustique hybride*, thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon.
- [87] **Snyder S.D.**, Microprocessors for active control : bigger is not always enough, dans *Proc. ACTIVE99*, p. 45–62, 1999.
- [88] **Stinson M.R.**, 1991, Theory of sound propagation in glass wool, *J. Acoust. Soc. Am.*, **89**, p. 550–558.
- [89] **Sutliff D., Remington P. & Walker B.**, 2003, Active control of low-speed fan tonal noise using actuators mounted in stator vanes : part 3 results, *AIAA Paper*.
- [90] **Tanaka Y., Omoto A. & Fujiwara K.**, 2002, Application of feedback imc system for active noise control in duct, *ACTIVE Paper*.
- [91] **Thenail D.**, 1995, *Contrôle actif d'impédance et optimisation des performances d'un matériau poreux*, thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon.
- [92] **Thenail D., Galland M.A., Furstoss M. & Sunyach M.**, 1994, Absorption by an actively enhanced material, *Active Control of Vibration and Noise ASME*, **75**, p. 441–448.
- [93] **Trinder M.C.J. & Jones O.**, Active noise control at the ear, dans *Proc. Noise-Con*, p. 393–398, 1987.
- [94] **Ulin V., Minguez A. & Recuero M.**, Optimization of the error microphones locations of an active noise control system for reducing the engine noise inside an automobile, dans *Proceeding of Active 99*, p. 793–800, INSIA, Madrid, SPAIN, 1999.

- [95] **Veit I.**, A lightweight headset with an active noise compensation, dans *Proc. Inter-noise*, p. 1087–1090, 1988.
- [96] **Walker B., Hersh A., Celano J. & Rice E.**, 2003, Active control of low-speed fan tonal noise using actuators mounted in stator vanes : part 2 novel error sensing concepts, *AIAA Paper*.
- [97] **Wheeler P.D. & Smeatham D.**, 1992, On spatial variability in the attenuation performance of active hearing protectors, *Appl. Acoust.*, **36**, p. 159–162.
- [98] **Widrow B.**, 1971, *Aspects of network and system theory*, chap. 4 : Adaptive Filters, p. 563–587. Kalman, R.E. and DeClaris, M. ed.
- [99] **Wiener N.**, 1949, *Extrapolation, interpolation and smoothing of stationary time series*. John Wiley, NY.
- [100] **Wise S.S., Depies C.R. & Dinenn S.H.**, 1992, Case histories of active noise control on industrial fans and air handlers used for heating, ventilating and air conditioning, *Proc. Inter-noise*, p. 307–312.
- [101] **Wong Y.J., Paurobally R. & Pan J.**, 2002, Active control of fan noise in a duct, *ACTIVE Paper*.
- [102] **Zhou K., Doyle J.C. & Glover K.**, 1996, *Robust and Optimal Control*. Prentice-Hall, NJ, USA.
- [103] **Zimpfer-Jost V.**, 2002, Digital feedback control for active hearing protection, *ACTIVE Paper*.
- [104] **Zwikker C. & Kosten C.W.**, 1949, *Sound Absorbing Materials*. Elsevier.



## **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 CNRS - Laboratoire de Mécanique Physique - Université Pierre et Marie Curie -  
CNRS UMR 7068 - 2, place de la gare de ceinture - 78210 SAINT CYR

et de

**Monsieur A. PREUMONT**

Professor of Mechanical Engineering and Robotics - Active Structures Laboratory - Université Libre de  
Bruxelles - 50, av. F.D. Roosevelt CP165/42 - B-1050 BRUSSELS (Belgique)

**Monsieur HILBRUNNER Olivier**

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 13 octobre 2003

P/Le Directeur de l'E.C.L.  
Le Directeur des Etudes



F. LEBOEUF