



HAL
open science

Limites et outils d'optimisation du contrôle acoustique actif

Emmanuel Friot

► **To cite this version:**

Emmanuel Friot. Limites et outils d'optimisation du contrôle acoustique actif. Acoustique [physics.class-ph]. Université de la Méditerranée - Aix-Marseille II, 2007. tel-00337271

HAL Id: tel-00337271

<https://theses.hal.science/tel-00337271>

Submitted on 6 Nov 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Université de la Méditerranée (Aix-Marseille II)

MEMOIRE D'HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

Limites et outils d'optimisation du contrôle acoustique actif

Emmanuel Friot

CNRS - Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique

présenté le 4 décembre 2007 devant le jury composé de :

Mme	Marie-Annick GALLAND	Rapporteur
MM.	Alain BERRY	Rapporteur
	Robert BOUC	Conseiller d'Habilitation
	Michel BRUNEAU	Président
	Vincent MARTIN	Rapporteur

Remerciements

Ce mémoire rend compte d'une vision du contrôle actif qui découle d'un travail avec de nombreuses personnes.

En premier lieu, les résultats présentés ici doivent beaucoup aux travaux de doctorants. Merci à Laurent Deschaintres, Claire Bordier et Nicolas Epain dont les mémoires ([10, 2, 14]) fournissent quelques-unes des figures de ce document. Merci aussi à Aurélie Boudier et Alexandre Gintz dont je vais pouvoir être le directeur de thèse officiel.

En deuxième lieu, les résultats présentés ici sont issus d'expériences ou de simulations à partir de données expérimentales. Le contrôle actif se confronte à l'univers tel qu'il est et non tel qu'on se le représente; même dans des cas aussi académiques qu'une cavité parallélépipédique, les modèles acoustiques qu'on peut invoquer ne sont pas quantitativement exacts et les résultats de simulations de contrôle purement numériques ne peuvent être regardés qu'avec suspicion. Merci donc à tous les collègues du LMA qui ont préparé et conduit avec moi les expériences de contrôle actif utilisées ici. Ces expériences ont fait appel aussi bien à la mesure qu'à la programmation en assembleur, ce sont plusieurs kilomètres de câbles qu'il aura fallu connecter. Merci notamment à Régine Guillermin, Cédric Pinhède, Alain Roure et Muriel Winninger.

Plusieurs jeux de données expérimentales utilisées ici sont le fruit de collaborations avec des industriels. Une bonne coopération entre les mondes de la recherche et de l'industrie doit beaucoup aux individus qui la suscitent. Puisque l'occasion m'en est donnée, merci donc à Bernard Favre, Dominique Collin et Vincent Planeau qui, au sein de Renault, de SNECMA et de l'INRS ont favorisé la conduite au LMA de mes travaux sur le contrôle actif.

Je tiens également à remercier Christian Soize, qui m'a aiguillé vers le LMA, Robert Bouc, qui a dirigé ma thèse et m'a conduit vers le CNRS, et les interlocuteurs scientifiques de toujours que sont Sergio Bellizzi, Alain Roure et Philippe Herzog. Merci enfin à tous les membres du jury de cette HDR.

Liste des abréviations

ACP	Analyse en Composantes Principales
ANR	Agence Nationale de la Recherche
BPC	<i>Boundary Pressure Control</i>
BSC	<i>Boundary Surface Control</i>
BEM	<i>Boundary Element Method</i>
CHIEF	<i>Combined Helmholtz Integral Equation Formulation</i>
CoMBE	Contrôle et Métrologie du Bruit en Ecoulement
DDL	Degrés De Liberté
ECM	Ecole Centrale Marseille
ESM2	Ecole Supérieure de Mécanique de Marseille
FELMS	<i>Filtered-Error Least Mean Square</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FXLMS	<i>Filtered-reference(X) Least Mean Square</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IMC	<i>Internal Model Control</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>
LQG	Linéaire Quadratique Gaussien
RMT	<i>Remote Microphone Technique</i>
SRMT	<i>Simplified Remote Microphone Technique</i>
SVD	<i>Singular Value Decomposition</i>

Table des matières

Introduction	9
1 Vers un contrôle spatialement étendu	11
1.1 Contrôle local vs. contrôle global	11
1.1.1 Une expérience domestique de contrôle actif	11
1.1.2 Quelques stratégies d'extension spatiale du contrôle	13
1.2 Décomposition en valeurs singulières d'un transfert secondaire	14
1.2.1 Principes d'un contrôle modal	14
1.2.2 Estimation pratique du nombre de modes	15
1.3 Analyse en composantes principales d'un champ primaire	18
1.3.1 Définition et propriétés	19
1.3.2 Liens entre ACP et modes acoustiques usuels	20
1.3.3 Application à l'optimisation du réseau de sources secondaires	24
1.4 Contrôle de la pression de surface	25
1.4.1 Principe	25
1.4.2 Mise en œuvre en temps-réel	26
1.4.3 Simulations de contrôle sur des microphones directionnels	28
2 Vers le contrôle de sons complexes	33
2.1 La contrainte de causalité	33
2.1.1 Prédiction du contrôle optimal causal	33
2.1.2 Anti-causalité en présence de réflexions	37
2.1.3 Anti-causalité en champ libre	40
2.2 Traitement de sources instationnaires multiples	44
2.2.1 Cohérence vs. causalité	45
2.2.2 Minimisation de signaux instationnaires	46
2.3 Quelques considérations psychoacoustiques	47
3 Vers des problèmes de contrôle mieux posés	51
3.1 Performances d'un contrôle mal conditionné	51

3.1.1	Performances d'un système «carré»	51
3.1.2	L-curve et TSVD	52
3.2	Leakage vs. régularisation de Tikhonov	54
3.2.1	Critères de minimisation et notations	55
3.2.2	Correspondance entre les critères fréquentiel et temporel	56
3.2.3	Illustration numérique	57
3.3	Contrôle approximativement diagonal	57
3.3.1	Stabilité	58
3.3.2	Gain en performances	59
3.3.3	Diagonalisation d'un dispositif donné	60
4	Vers le contrôle de grandeurs non mesurées	63
4.1	Contrôle des variables d'un modèle d'état	64
4.1.1	Principes et mise en œuvre	64
4.1.2	Contrôle d'état vs. contrôle FXLMS	65
4.2	Contrôle déporté avec l'algorithme SRMT	67
4.2.1	L'algorithme RMT	67
4.2.2	L'algorithme SRMT	68
4.3	Contrôle du champ diffracté	70
4.3.1	Estimation du champ diffracté	71
4.3.2	Mise en œuvre en temps réel	72
4.3.3	Application à l'assourdissement basse fréquence des chambres anéchoïques	73
	Conclusion	77
	Références bibliographiques	85
A	Annexes au résumé des travaux	87
A.1	Contrôle d'un champ monopolaire avec un monopôle	87
A.1.1	Effet global d'un contrôle local	87
A.1.2	Conditions d'atténuation globale	89
A.1.3	Tracés d'intensité acoustique	89
A.2	Décomposition en valeurs singulières	91
A.3	Transferts à phase minimale et factorisation spectrale	92
A.4	L'algorithme FXLMS	93
A.4.1	L'algorithme LMS monovoie	93
A.4.2	L'algorithme FXLMS monovoie	95
B	Bilans d'activité	97

B.1	Curriculum Vitae	97
B.2	Publications	98
B.2.1	Revue à comité de lecture	98
B.2.2	Conférences invitées dans des congrès	99
B.2.3	Actes de colloques à comité de lecture (avec rapports d'expertise)	99
B.2.4	Communications à des congrès (avec actes complets)	99
B.2.5	Communications à des congrès (sans actes complets)	102
B.2.6	Séminaires, <i>workshops</i>	102
B.2.7	Autres	103
B.3	Activités d'encadrement	103
B.4	Activités d'enseignement	104
B.5	Contrats de collaboration de recherche	104
B.6	Autres activités diverses	105
C	Publications parues dans des revues à comité de lecture	107

Introduction

Pourquoi le contrôle acoustique actif donne-t-il lieu à si peu d'applications ?

En effet seul le casque anti-bruit actif, mis au point au milieu des années 1980 [6], en est un incontestable succès. Pourtant le contrôle actif est une technique brevetée depuis les années 1930¹ et, si l'on a longtemps pu expliquer le manque d'applications par les insuffisances de la technologie, on sait depuis les années 1980 mettre en œuvre sur micro-processeur les algorithmes adaptatifs nécessaires à un contrôle par *feedforward* large bande [52].

Le présent document vise dans un premier temps à répondre à la question ci-dessus en présentant les limites physiques du contrôle acoustique actif et les résultats que j'ai pu obtenir en cherchant à les contourner. En effet l'objectif général de mes travaux de recherche est l'élargissement du domaine d'application du contrôle actif. Ces travaux sont constitués aussi bien de développements théoriques, pour expliquer les phénomènes rencontrés et optimiser les dispositifs de contrôle, que de mises en œuvre de dispositifs de contrôle en temps réel au laboratoire ou sur site industriel ; seules des expériences en vraie grandeur peuvent effectivement démontrer le caractère *constructif* des stratégies de contrôle actif qu'on peut développer.

Les facteurs limitants du contrôle actif qu'on va successivement considérer dans ce document seront :

- les modalités de la propagation acoustique,
- la contrainte de causalité des filtres de contrôle,
- les modalités de la perception humaine du bruit,
- le conditionnement des matrices de transferts électroacoustiques,
- et l'observabilité des quantités à minimiser.

En réponse à ces contraintes on montrera comment concevoir aujourd'hui des dispositifs de contrôle acoustique actif :

- sur une zone plus large de l'espace (chapitre 1),
- sur une bande de fréquences plus large (chapitre 2),
- en résolvant des problèmes mieux posés (chapitre 3)
- et en estimant convenablement les grandeurs non accessibles à la mesure (chapitre 4).

Evidemment certains facteurs limitants, comme le retrécissement des zones d'atténuations avec la fréquence, sont bien connus ; dans ce mémoire on mettra alors l'accent sur les *outils d'optimisation* qu'on peut développer pour composer aux mieux avec ces facteurs. On mettra en revanche

¹La tradition anglo-saxonne fait remonter le contrôle actif à un brevet de Paul Lueg [41]. On peut aussi invoquer un brevet antérieur français [7] ou simplement considérer que le concept de contrôle actif est contenu dans celui, bien expliqué dans la formalisation linéaire de l'acoustique au XIXème siècle, d'interférence.

plutôt l'accent sur la *compréhension de cas simples* dans le cas de facteurs moins connus comme la contrainte de causalité.

En conclusion on dressera une liste de courts «messages» sur le contrôle acoustique actif que ce document vise à illustrer, une liste de problèmes ouverts et une liste de perspectives de recherche à court et moyen termes. Enfin seront brièvement présentés en annexe quelques développements classiques ainsi que quelques notions et outils un peu spécialisés tels que :

- le contrôle avec un monopôle secondaire d'un champ monopolaire primaire,
- la décomposition en valeurs singulières,
- les notions de filtre à phase minimale et de factorisation spectrale,
- l'algorithme FXLMS (pour *Filtered-X Least Mean Square algorithm*, moindres carrés à référence filtrée).

Le «rythme» de cette première partie scientifique du document pourra paraître irrégulier. En effet certains outils d'analyse, très utiles en pratiques mais pas forcément très originaux, seront parfois présentés plus en détail que des résultats plus importants pour l'avancement de la connaissance mais déjà largement publiés par ailleurs. De cette façon, alors que le support du cours au Master d'Acoustique² constitue une introduction au contrôle actif, le présent document pourra prétendre constituer un «guide avancé» au contrôle acoustique actif.

Dans un deuxième temps, le présent document dressera un bilan comptable de mon activité de recherche sous toutes ses formes. Cette partie, qui reprend des éléments présents dans de précédents rapports d'activité, n'est pas sans liens avec la première : par exemple les collaborations avec l'industrie stimulent et alimentent mes travaux de recherche : le contrôle actif est une technique de réduction du bruit ; même si les développements théoriques auxquels il donne lieu peuvent avoir une portée plus large, mettre au point des méthodes constructives qui donnent lieu à une application industrielle en est un objectif naturel. Enfin seront reproduites ici mes publications parues à ce jour dans des revues à comité de lecture.

Pour terminer cette introduction on insistera sur le caractère malheureux de l'appellation «contrôle actif» consacrée par l'usage. Outre son caractère bêtement tautologique, cette appellation laisse à penser qu'on se trouve avant tout face à des problèmes de «contrôle des systèmes» dont les solutions sont à chercher dans les différentes théories de l'automatique. Le présent mémoire vise à montrer au contraire que les problèmes à résoudre pour aboutir à un «contrôle acoustique actif» efficace relèvent de l'acoustique et non de l'automatique ; la physique des systèmes à contrôler et le besoin d'annuler très précisément des grandeurs telles que la pression sont spécifiques au contrôle acoustique actif. Même si, évidemment, l'automatique et les mathématiques appliquées ont fourni les algorithmes implantés dans les systèmes de contrôle, on ne peut en attendre une meilleure compréhension des mécanismes du contrôle et la mise au point de nouveaux dispositifs ; le contrôle actif offre matière à recherche en acoustique.

²disponible à l'adresse <http://www.lma.cnrs-mrs.fr/IMG/pdf/polyCA.pdf>

Chapitre 1

Vers un contrôle spatialement étendu

Une des principales limitations du contrôle actif tient aux modalités de la propagation acoustique : annuler la pression sur quelques microphones induit rarement une atténuation du bruit sur une zone étendue de l'espace. Avec la longueur d'onde comme «mètre-étalon», les zones d'atténuation autour des points sourds se réduisent quand la fréquence augmente ; la réduction du bruit dans une zone donnée sera donc forcément limitée en fréquence. Comme les systèmes de contrôle actif doivent s'accomoder de la propagation acoustique, le travail de recherche en matière d'étendue spatiale du contrôle concerne *l'optimisation* des dispositifs.

On va commencer par illustrer ici, au travers d'une expérience de vulgarisation du contrôle actif, cet antagonisme entre étendues spatiale et fréquentielle du contrôle. On va ensuite présenter deux outils d'optimisation d'un contrôle étendu *via* une représentation modale du champ acoustique. On décrira enfin une stratégie de contrôle actif global, justifiée par une représentation intégrale du champ, qui a été mise en œuvre expérimentalement pour la première fois au LMA.

1.1 Contrôle local vs. contrôle global

1.1.1 Une expérience domestique de contrôle actif

L'équipement des foyers en ordinateurs personnels et l'accès à l'Internet font qu'il est désormais facile de conduire chez soi une expérience déjà instructive de contrôle acoustique actif. Parce qu'elle permet de percevoir facilement les limites du contrôle sur une zone étendue, on va décrire ici cette expérience qui ouvre le cours de contrôle actif du Master d'Acoustique de Marseille. C'est également l'expérience de démonstration que nous suggérons aux nombreux élèves de classes préparatoires qui sollicitent le LMA pour préparer un Travail Personnel d'Initiative Encadré (TIPE) sur le contrôle actif.

La figure 1.1 montre le matériel nécessaire, à savoir un ordinateur avec une carte son et deux enceintes et un logiciel de traitement des signaux audiophonique tel que *Audacity*¹. L'expérience consiste à adresser deux signaux audiophoniques «bruit blanc», de signes opposés, à deux en-

¹Audacity est un logiciel libre et multi-plateformes téléchargeable à l'adresse <http://audacity.sourceforge.net>

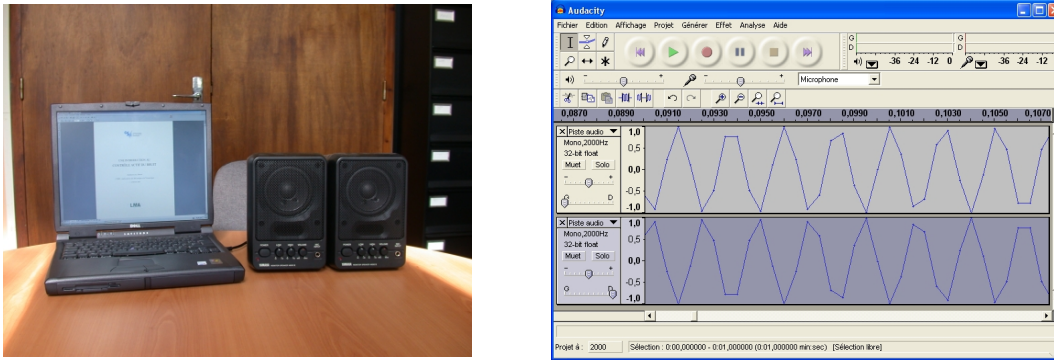


FIG. 1.1 – Ingrédients pour une expérience de contrôle actif à la maison

ceintes reliées à l'ordinateur et accolées. La procédure de mise en œuvre avec *Audacity* consiste à :

- choisir la fréquence d'échantillonnage des signaux numériques (dans le cadre **Projet** en bas à gauche) ; pour un premier essai on peut suggérer 2000 Hz,
- créer une nouvelle piste audio vide pour valider cette fréquence (menu **Projet**, **Nouvelle Piste Audio**)
- générer un signal «bruit blanc» (**Générer**, **Bruit Blanc** et indiquer 10 s de signal suffit amplement),
- dupliquer ce signal (**Edition**, **Dupliquer**),
- choisir une des pistes et changer le signe de son signal (**Effet** puis la fonction mal nommée **Inverser**),
- adresser chacun de ces deux signaux vers une seule des deux voies de sortie à l'aide les curseurs G/D de chaque piste,
- diffuser le signal en boucle (touche **Maj+Lecture**) et écouter le résultat en faisant fonctionner alternativement soit les deux enceintes, soit une seule (touche **Muet**).

Le lecteur qui n'imagine pas le résultat obtenu est invité à mener cette expérience sur le champ ! On peut évidemment conduire une expérience similaire avec un son pur et montrer que, lorsque la fréquence est augmentée, le niveau sonore avec deux enceintes n'est pas partout inférieur à celui avec une seule. Utiliser des sons purs présente toutefois plusieurs inconvénients : l'enceinte distord plus facilement et la fréquence jusqu'à laquelle le «contrôle» est efficace dépend de la taille des enceintes et de la position des auditeurs. Avec un bruit blanc sur la bande [0-1000Hz], les enceintes distordent peu et tous les auditeurs perçoivent une atténuation des graves. Enfin, on peut prolonger cette expérience de diverses manières : avec un bruit blanc sur toute la gamme audible on soulignera l'insuffisance psycho-acoustique d'un contrôle exclusivement basse-fréquence ; avec un microphone (celui de l'ordinateur par exemple) et *Audacity*, on pourra aussi enregistrer le bruit avec et sans contrôle puis évaluer l'atténuation obtenue ; etc.

L'expérience décrite ici démontre très simplement la possibilité d'un contrôle acoustique actif. Elle en suggère aussi la principale limite liée aux modalités de la propagation acoustique : un contrôle acoustique actif sera soit limité en fréquence, soit, d'une façon duale, limité en espace. Enfin cette expérience se prête à une modélisation très classique pourvu qu'on assimile les

enceintes à deux monopôles acoustiques en champ libre. Une telle analyse est faite dans [48] mais, pour rappeler les ordres de grandeur des zones d'atténuation en fonction de la fréquence, on en trouvera une présentation en annexe A.1.

1.1.2 Quelques stratégies d'extension spatiale du contrôle

L'expérience ci-dessus et sa modélisation montrent que, lorsqu'on veut contrôler le champ acoustique produit par une source dite «primaire» à l'aide d'une source «secondaire», les zones d'atténuation deviennent peu étendues quand la fréquence augmente. De plus la fréquence à partir de laquelle le contrôle n'est plus global se rapproche souvent de 0Hz dans la mesure où il est rare de pouvoir accoler des sources secondaires aux sources de bruit primaire à neutraliser. En effet ces dernières peuvent être :

- nombreuses : une foule, des voitures sur une grande voie de circulation,
- éloignées : un avion,
- difficiles à approcher : un transformateur électrique haute-tension,
- étendues ou difficiles à localiser : un pont métallique du métro aérien,
- voire tout cela à la fois comme dans le cas du bruit de jet en sortie d'un réacteur d'avion.

Une minimisation ponctuelle du bruit suffit dans les applications où un microphone, sur lequel on réduira le bruit, est disposé près de l'oreille de l'auditeur (*cf. e.g.* [3]); malheureusement, dans la plupart des cas, la réduction du bruit est souhaitée sur une zone plus large. Pour un contrôle étendu, plusieurs points de minimisation et plusieurs sources secondaires sont nécessaires. Une question absolument cruciale est alors celle du *nombre de transducteurs* à utiliser. En effet, la faisabilité pratique et le coût du dispositif de contrôle dépendent avant tout de ce nombre de transducteurs nécessaires. Recouvrir simplement plusieurs petites zones de minimisation en multipliant les transducteurs n'est donc en général pas envisageable; pour optimiser le nombre de voies de commande, il est nécessaire de s'appuyer sur une modélisation et un contrôle globaux du champ acoustique.

Pour envisager le contrôle d'un champ tridimensionnel, dans un volume fini ou non, à l'aide d'un nombre fini de transducteurs et de voies de commande, on peut s'appuyer sur plusieurs représentations mathématiques du champ de pression qui décrivent avec un nombre réduit de degrés de liberté (DDL) les modalités de la propagation acoustique.

Dans un premier temps, on va considérer ci-dessous des représentations modales de la pression en milieu confiné ou non. Les principes d'un «contrôle modal» sont bien connus; on va surtout montrer ici qu'un outil efficace pour majorer le nombre de voies nécessaire est à chaque fréquence la *décomposition en valeurs singulières* (SVD, pour *Singular Value Decomposition*, dont les propriétés élémentaires sont rappelées en annexe A.2) de la matrice de transfert secondaire entre des sources de contrôle et des capteurs de minimisation potentiels. On présentera pour cela la SVD de transferts électroacoustiques recueillis par le LMA dans des cas pratiques de champs acoustiques relativement complexes.

Dans un deuxième temps, on va proposer l'*Analyse en Composantes Principales* (ACP) du champ de pression primaire comme outil d'analyse large bande de la complexité d'un champ. On verra que l'ACP permet de minorer le nombre de voies nécessaires au contrôle et fournit un support

théorique commode pour l'optimisation d'un dispositif. A notre connaissance, l'utilisation de l'ACP en contrôle acoustique actif a été introduite par le LMA [19].

Dans un troisième temps, on va se pencher sur une stratégie surfacique de contrôle global, dite BSC (pour *Boundary Pressure Control*), dont le principe repose sur une représentation intégrale de la pression acoustique. Cette stratégie a été mise en œuvre expérimentalement pour la première fois au cours de la thèse de Nicolas Epain [14]. Avec cette stratégie on a notamment pu constater que le contrôle actif rencontrait effectivement des difficultés aux «fréquences irrégulières» qui correspondent aux résonances du volume délimité par les capteurs de minimisation avec condition aux limites de Dirichlet [15].

1.2 Décomposition en valeurs singulières d'un transfert secondaire

1.2.1 Principes d'un contrôle modal

Le champ de pression acoustique, en tout point de coordonnées \mathbf{r} et à une pulsation ω donnée, peut souvent être bien représenté par une somme *finie* de N «modes» :

$$p(\mathbf{r}, \omega) = \sum_{n=1}^N a_n(\omega) \phi_n(\mathbf{r}, \omega) \quad (1.1)$$

où les coefficients a_n sont les *amplitudes* modales, qui caractérisent l'excitation du milieu par les sources, et les fonctions ϕ_n des *formes* modales, avec des propriétés d'orthogonalité, qui ne dépendent que du *milieu* de propagation. Avec une représentation de la forme (1.1), le vecteur \mathbf{p} de la pression acoustique en un nombre *fini* de points de mesure peut alors être écrit, à une fréquence donnée, sous la forme matricielle :

$$\mathbf{p} = \Phi \mathbf{a} \quad (1.2)$$

où \mathbf{a} est le vecteur des N amplitudes modales. On va maintenant chercher à établir des conditions de contrôle global de ce champ acoustique modal. Soit \mathbf{u} le vecteur des variables du contrôle (par exemple le vecteur des débits des sources secondaires considérées comme des monopôles) ; soit Ψ la matrice reliant ce vecteur de commande aux amplitudes modales \mathbf{a}_s du champ secondaire : $\mathbf{a}_s = \Psi \mathbf{u}$. Le champ de pression total aux points de mesure s'écrit alors, l'indice p désignant les quantités relatives au champ primaire :

$$\mathbf{p} = \mathbf{p}_p + \mathbf{p}_s = \Phi (\mathbf{a}_p + \Psi \mathbf{u}) \quad (1.3)$$

La possibilité d'un contrôle actif global par annulation du bruit sur les capteurs repose sur les deux questions suivantes :

1. peut-on annuler la pression en tous les points de mesure ?
2. annuler la pression aux points de mesure suffit-il pour l'annuler en tout point du milieu considéré ?

L'équation 1.3 fournit des conditions de réponse positive à ces questions :

1. on peut trouver un vecteur de commande \mathbf{u} tel que $\mathbf{a}_p + \Psi \mathbf{u} = 0$ (et donc $\mathbf{p} = 0$) quel que soit le bruit primaire si $\text{rang}(\Psi) = N$, autrement dit *si les sources secondaires excitent les N modes d'une façon indépendante* (et sont donc en nombre supérieur ou égal à N).
2. $\mathbf{p} = 0$ implique $\mathbf{a} = 0$ si $\text{rang}(\Phi) = N$, autrement dit *si les points de mesure observent tous les modes d'une façon indépendante* (et donc sont en nombre supérieur à N).

Ces conditions sont *suffisantes* et non nécessaires : en effet, si le bruit primaire n'excite pas certains modes, il n'est pas nécessaire que les sources secondaires puissent le contrôler. Elles ne doivent alors toutefois pas l'exciter ; on appelle *spill-over* le phénomène d'excitation par les sources secondaires de modes non excités par le bruit primaire. De même le contrôle sera global si les points de mesure ne permettent pas de détecter des modes qui ne sont pas excités par les sources (primaires et secondaires). Le nombre de modes qui caractérise la propagation acoustique dans un milieu donné constitue donc un *majorant* du nombre de transducteurs nécessaires à un contrôle actif efficace.

Dans le cas d'un bruit primaire multi-fréquences, on peut considérer que le nombre de transducteurs à utiliser pour le contrôle actif sera indiqué par le plus grand des nombres de modes à chacune des fréquences. Toutefois, dans le cas d'un bruit large bande, la contrainte de causalité fait que les différentes composantes fréquentielles des signaux de commandes adressés par le système de contrôle aux sources secondaires ne sont pas indépendantes. En toute rigueur on ne peut pas considérer comme découplés les problèmes de contrôle du champ acoustique à différentes fréquences ; le nombre total de degrés de liberté du champ à considérer pourrait s'avérer supérieur au plus grand des nombres de modes à chaque fréquence.

1.2.2 Estimation pratique du nombre de modes

Des représentations du type de celle de l'équation 1.1 sont parfois connues sous une forme analytique. Malheureusement, dans le cas général, la modélisation et le calcul numérique ne permettent pas toujours d'accéder précisément aux modes à prendre en compte pour décrire convenablement l'acoustique d'un milieu donné. Ainsi par exemple les conditions aux limites à introduire sont-elles souvent mal connues ; le coût numérique du calcul peut aussi s'avérer prohibitif si l'on s'intéresse à une large bande de fréquences. En pratique, le nombre de modes à prendre en compte pour un contrôle actif peut être estimé efficacement à partir de la mesure *in situ* de la matrice de transfert électroacoustique entre un ensemble de sources acoustiques et un ensemble de capteurs. En effet la SVD, à chaque fréquence, de cette matrice fournit naturellement des « profils spatiaux de pression acoustique » Φ_n qui pourraient servir de base à une représentation de type 1.1 avec un petit nombre de modes : si l'ordre de grandeur des valeurs singulières successives chute brusquement, les vecteurs singuliers à gauche de la matrice de transfert secondaire associés aux grandes valeurs singulières constitueront une base acceptable de représentation modale du champ acoustique. Bien qu'en acoustique le terme « modes » puisse recouvrir des êtres assez différents parfois difficiles à exhiber, la SVD constitue un outil simple et universel pour l'obtention de représentation modale de la forme 1.1.

Si le lien entre vecteurs singuliers et modes de vibrations est connu depuis longtemps en dynamique des structures (*cf. e.g.* [62]), le lien entre les modes de conduit ou de cavité et ceux

fournis par la SVD peut donner lieu à des confusions. On va présenter ici quelques cas concrets où la SVD a permis non seulement d'identifier des bases de représentation mais aussi de mieux comprendre les phénomènes de propagation.

Exemple en conduit

Très classiquement (cf. e.g. [40]), la pression acoustique dans un conduit de section constante, supposé à bords rigides et sans écoulement, peut être représentée à une certaine distance des sources par une somme de «modes propagatifs» :

$$p(x, y, z, \omega) = \sum_{n=1}^M \left(b_n(\omega) e^{-jk_n z} + b_{-n}(\omega) e^{+jk_n z} \right) \psi_n(x, y) \quad (1.4)$$

où les fonctions ψ_n sont les fonctions propres de l'équation d'Helmholtz pour la section du conduit. Les ψ_n peuvent être calculées par séparation de variables pour quelques géométries simples ou via une Modélisation par Elements Finis. La représentation (1.4) s'apparente évidemment à la forme (1.1) mais on peut aisément se tromper, qui plus est dans un conduit de section carrée ou circulaire, sur le nombre exact de nombre de «modes» à prendre en compte et donc sur le nombre de transducteurs à utiliser en contrôle actif.

La figure 1.2 montre par exemple les valeurs singulières d'une matrice de transfert, dans un conduit cylindrique de diamètre 176mm, entre 8 haut-parleurs et 8 microphones ; ce conduit est celui du projet CoMBE destiné à simuler en laboratoire le contrôle du bruit de soufflante. L'ordre de grandeur des valeurs singulières montre que, à basse fréquence, la matrice de transfert est très proche d'une matrice de rang 1 : en effet seul le mode plan est propagatif et l'onde plane «retour» est proportionnelle à l'onde «aller». Au delà de 1150Hz d'autres modes sont propagatifs : deux autres valeurs singulières de niveau élevé correspondent aux deux formes orthogonales d'ordre radial 0 et azimuthal 1 et -1. La quatrième valeur singulière qui émerge du bruit de fond à partir de 1150Hz est la trace de la conversion, en extrémité de conduit, des modes azimuthaux en mode plan. En effet cette conversion produit une onde plane «retour» linéairement indépendante de l'onde plane «aller» directement générée par les sources. La figure 1.2 montre qu'au delà de 1150Hz au moins 4 capteurs et sources secondaires sont nécessaires pour contrôler totalement un champ arbitraire produit en amont des sources secondaires. Qui plus est les capteurs ne doivent pas tous être situés sur la même section sans quoi la séparation entre ondes aller et retour n'est plus possible. Une analyse un peu trop rapide aurait pu conduire à n'utiliser que 3 capteurs, sur une même section, pour un contrôle jusqu'à 1800Hz dans ce conduit. Comme les phénomènes de conversion de modes dépendent des conditions de rayonnement en sortie du conduit, on voit que la SVD est un outil pratique pour déterminer le nombre effectif de modes propagatifs indépendants.

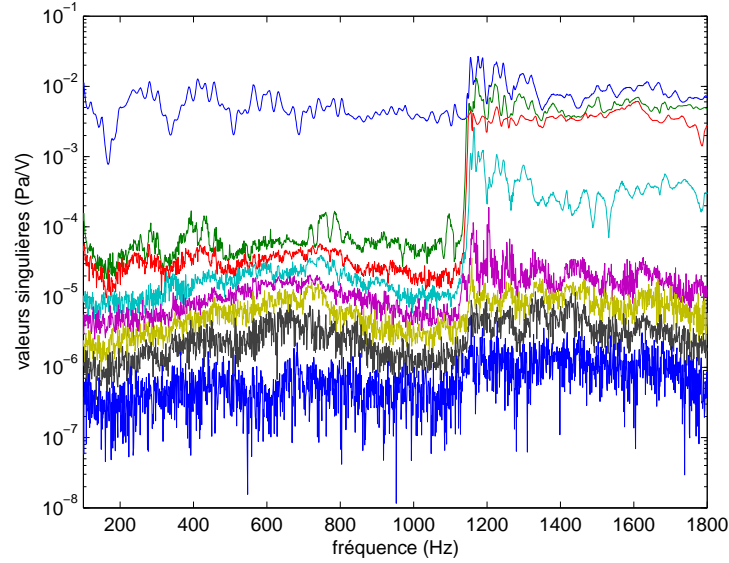


FIG. 1.2 – Valeurs singulières de la matrice de matrice de transfert entre des haut-parleurs et des microphones disposés en paroi d'un conduit cylindrique de diamètre 17,6cm

Exemple en cavité

Dans une cavité à parois rigides et en dehors du voisinage des sources, la pression acoustique peut classiquement être écrite à basse fréquence sous la forme :

$$p(x, y, z, \omega) = \sum_{n=0}^N \frac{\rho c j \omega q_n}{V(k_n^2 - k^2)} \psi_n(x, y, z) \quad (1.5)$$

Les q_n sont les «débits modaux équivalents» des sources et N le nombre de modes dont la fréquence de résonance n'est pas considérée comme grande devant ω . Dans le cas d'une cavité parallélépipédique, les ψ_n sont de la forme $\cos k_x x \cos k_y y \cos k_z z$ à un coefficient de normalisation près et $\omega_n^2 = c^2 (k_x^2 + k_y^2 + k_z^2)$, les nombres d'ondes partiels k_α étant des multiples de π/L_α où L_α est la longueur du côté correspondant de la cavité.

En pratique, la validité d'une représentation du champ sous la forme (1.5) est toujours incertaine a priori. La présence d'amortissement difficile à modéliser (phénomènes visco-thermiques mais aussi fuites acoustiques et couplages vibratoires...) complique la définition des modes et l'estimation de la fréquence à partir de laquelle le recouvrement modal rend la représentation (1.5) illusoire. La figure 1.3 montre une cavité qui reproduit au laboratoire la cabine d'un avion à quelques dizaines de places. La figure montre aussi les valeurs singulières d'une matrice de transfert électroacoustique dans cette cavité. Alors que, jusqu'à 250Hz, les valeurs singulières présentent des maxima caractéristiques de résonances marquées, la SVD montre, sans faire appel à aucune modélisation de la cavité, que son acoustique n'a plus de caractère modal au delà.

Le cas de milieux non confinés

Des représentations modales du type de celle de l'équation (1.1) sont aussi valides dans le cas d'un milieu de propagation non confiné. La pression acoustique peut par exemple être décrite

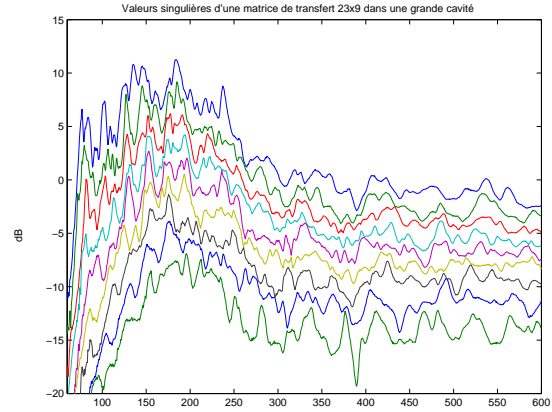


FIG. 1.3 – Cavité de mesure et valeurs singulières de la matrice de transfert entre les neuf haut-parleurs et les microphones

par un développement en harmoniques sphériques tronqué :

$$p(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N h_n^{(1)}(kr) \sum_{m=-n}^{+n} a_m^n P_n^{|m|}(\cos \theta) e^{jm\phi} + \sum_{n=0}^N h_n^{(2)}(kr) \sum_{m=-n}^{+n} b_m^n P_n^{|m|}(\cos \theta) e^{jm\phi} \quad (1.6)$$

où $h_n^{(1)}$ est la fonction de Hankel sphérique de première espèce d'ordre n et $P_n^{|m|}$ est la fonction de Legendre de degré n et d'ordre $|m|$. Les deux sommations correspondent à des ondes convergeant depuis l'infini vers l'origine ou à des ondes divergeant depuis l'origine. Chacun des termes du développement correspond au rayonnement d'un *multipôle*, association élémentaire de monopôles, placés à l'origine ou à celui d'un «*multipuits*». Une représentation comme (1.6) est acceptable, à une certaine distance des sources, avec un nombre d'harmoniques sphériques plus ou moins élevé pour décrire la directivité de sources équivalentes situées à l'origine du repère ou à l'infini.

En champ libre, la SVD d'une matrice de transfert peut là-aussi aider à déterminer le nombre de DDL caractéristiques du champ acoustique à contrôler. D'une façon qui rappelle la transition domaine modal/champ plus diffus observée sur la figure 1.3, la SVD permet en champ libre de mieux appréhender des phénomènes complexes comme les transitions champ proche/champ lointain [33]. Comme application industrielle en extérieur où la SVD aide à l'optimisation des dispositifs de contrôle, on peut citer au LMA les travaux de P. Herzog sur le bruit rayonné par les transformateurs électriques. Enfin, pour mémoire, la SVD d'une matrice de transfert est à l'origine du concept de «modes de rayonnement» (*radiation modes*) largement utilisée depuis les années 1990 en contrôle actif vibro-acoustique [12].

1.3 Analyse en composantes principales d'un champ primaire

La représentation du champ acoustique sous la forme d'une somme de modes fournit un support conceptuel à un contrôle actif global. Estimer le nombre de modes à considérer peut être fait par SVD de la matrice de transfert secondaire, comme montré dans la section précédente, mais

cette SVD présente certains inconvénients :

- en premier lieu elle suppose d'avoir déjà disposé des sources secondaires et elle demande une mesure par source.
- Le nombre de modes estimé par SVD est un indicateur essentiellement monofréquentiel ; sur une large bande de fréquence, il est possible qu'un tout petit nombre de modes aient une contribution au bruit global cumulée significative.
- Une source primaire donnée peut ne pas exciter tous les modes indiqués par l'analyse modale ou par une SVD. C'est par exemple le cas du bruit de soufflante en entrée des turboréacteurs : les symétries de la soufflante font que le nombre de modes de conduit significativement excités est très petit devant le nombre de modes propagatifs mis en évidence par des sources secondaires.

Ces inconvénients m'ont poussé à rechercher un autre outil que la SVD pour aboutir à une représentation globale des champs à l'aide d'un petit nombre de DDL ; il semble qu'on ait trouvé en l'Analyse en Composantes Principales (ACP) d'un champ acoustique primaire un outil bien adapté à la conception d'un dispositif de contrôle actif. Comme les résultats obtenus avec l'ACP n'ont encore été publiés que très partiellement [19], on va la présenter ici en détail.

L'ACP est un outil dont l'usage s'est répandu, au cours des dernières années, pour l'analyse de données issues de la mesure ou de la simulation numérique directe des vibrations de structures complexes [1]. La dénomination ACP correspond aussi à la restriction à des données discrètes de la *Proper Orthogonal Decomposition* utilisée depuis longtemps en mécanique des fluides pour l'analyse des structures turbulentes et plus récemment en particulier en aéroacoustique [46].

1.3.1 Définition et propriétés

Définition

Soit \mathbf{P} la matrice de dimensions $n_t \times n_r$ des valeurs prises par la pression acoustique p à n_t instants en n_r points de mesure. Si \mathbf{t} désigne le vecteur des instants et \mathbf{r} celui des positions de mesure, on a donc $\mathbf{P}_{ij} = p(\mathbf{t}_i, \mathbf{r}_j)$. En notant N le plus petit des deux nombres n_t et n_r (en général $N = n_r$), l'ACP de la pression acoustique est la décomposition de la matrice \mathbf{P} en une somme de dyades :

$$\mathbf{P} = \sum_{k=1}^N \mathbf{a}_k \phi_k^t \quad (1.7)$$

telle que :

- pour tout $M < N$, les vecteurs ϕ_k et \mathbf{a}_k minimisent l'erreur de troncature $\|\mathbf{P} - \sum_{k=1}^M \mathbf{a}_k \phi_k^t\|_2^2$,
- $\phi_k^t \phi_l = \delta_{kl}$ (les ϕ_k sont orthonormaux),
- $\mathbf{a}_k^t \mathbf{a}_l = \delta_{kl} \lambda_k$ (les \mathbf{a}_k sont décorrélés),
- les λ_k et ϕ_k sont les valeurs et vecteurs propres de la matrice $\mathbf{P}\mathbf{P}^t$.
- Enfin de ce qui précède : $\mathbf{a}_k = \mathbf{P}\phi_k$.

Interprétation

L'ACP fournit des bases de modes orthogonaux pour une représentation approchée du champ primaire à l'aide d'un nombre minimal de degrés de liberté spatiaux. Cette base est caractéris-

tique du milieu de propagation, mais aussi des sources de bruit présentes ; le nombre de modes «significatifs» caractérise la complexité spatiale du champ primaire. A la différence des bases issues de la SVD d'une matrice de transfert entre des sources secondaires et les capteurs de minimisation, la base issue de l'ACP présente plusieurs avantages *a priori* :

- elle peut être obtenue à partir de l'enregistrement du bruit primaire, sans avoir à mesurer ou calculer des transferts secondaires ;
- elle est parfaitement adaptée au champ primaire. Les degrés de liberté spatiaux mis en évidence sont ceux effectivement mis en jeu dans le champ à traiter, en nombre minimum.
- elle est polychromatique, elle permet de saisir la complexité du champ primaire sur toute une plage de fréquence.

Remarques

- Les vecteurs \mathbf{a}_k sont des fonctions du temps et les ϕ_k des fonctions de l'espace. L'ACP permet donc de représenter le champ sous la forme d'une somme de termes aux variables séparées.
- composante par composante on aura $\mathbf{P}_{ij} = \sum_{k=1}^N (\mathbf{a}_k)_i (\phi_k)_j$, en notation matricielle : $\mathbf{P} = \mathbf{A}\Phi^t$.
- Sur le plan de la terminologie, l'Analyse en Composante Principales est la restriction de la décomposition en modes adaptés orthogonaux (*Proper Orthogonal Decomposition*) à des données discrètes.
- une excitation monochromatique conduit à une décomposition avec au plus deux modes, l'une avec une dépendance temporelle en $\cos t$ et l'autre en $\sin t$.
- $\sqrt{\lambda_k}$ et ϕ_k sont les valeurs singulières et vecteurs singuliers à droite de la matrice \mathbf{P} mais, avec des données acoustiques où les instants de mesure sont beaucoup plus nombreux que le nombre de microphones, il est numériquement plus efficace de les calculer *via* calcul des valeurs et vecteurs propres de $\mathbf{P}^t\mathbf{P}$.
- Par transformation de Fourier on peut écrire l'équation (1.7) d'une façon analogue dans le domaine fréquentiel : $\hat{\mathbf{P}} = \sum_{k=1}^N \hat{\mathbf{a}}_k \phi_k^t$.

1.3.2 Liens entre ACP et modes acoustiques usuels

Exemples en cavité

Dans une cavité rigide, la pression peut être représentée sous la forme d'une somme de modes dits «normaux» :

$$p(\mathbf{x}, \omega) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{\alpha_n(\omega)}{\omega_n^2 - \omega^2} \psi_n(\mathbf{x}) \quad (1.8)$$

L'orthogonalité des modes normaux font qu'il peuvent constituer des modes aux sens de l'ACP mais, réciproquement, parmi tous les modes pouvant contribuer au champ, l'ACP ne met en avant que ceux qui sont significativement excités par les sources de bruit primaire.

Dans une cavité non rigide et de géométrie complexe, l'ACP permet d'étendre sans calcul le concept de modes : elle fournit des degrés de liberté spatiaux caractéristiques du champ primaire. La figure 1.4 montre par exemple la contribution, dans la bande 0-150Hz, des modes issus de

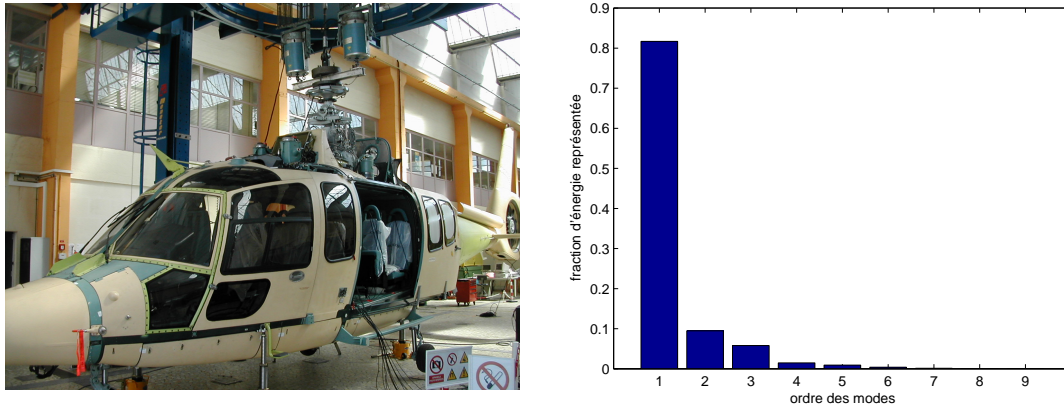


FIG. 1.4 – ACP du champ acoustique dans un hélicoptère sur la bande 0-150Hz

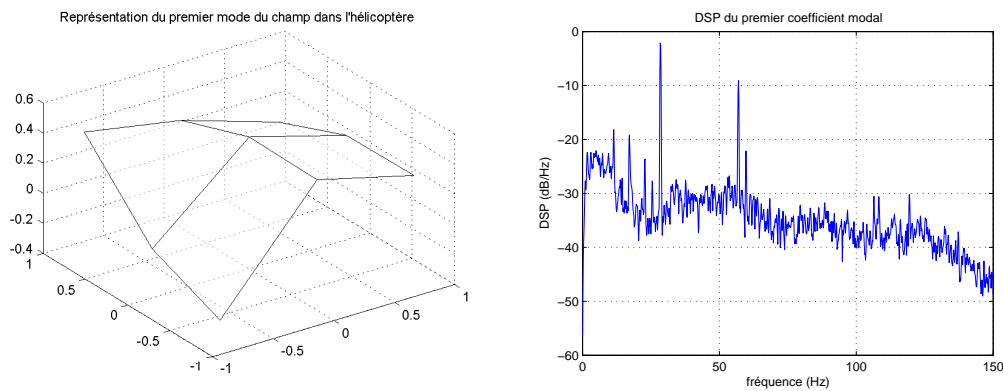


FIG. 1.5 – Premier mode et DSP du premier coefficient modal dans l'hélicoptère

l'ACP du bruit sur 9 microphones dans un hélicoptère en vol. On constate qu'une seule forme modale concentre plus 80% de l'énergie acoustique sur les microphones. La figure 1.5 représente cette forme modale, qui aurait été difficile à prévoir sans mesures in situ, ainsi que la Densité Spectrale de Puissance (DSP) du coefficient modal correspondant.

Exemples en conduit

Dans un conduit rigide de section constante et avec propagation vers l'amont comme vers l'aval, les modes normaux associés aux résonances transversales et longitudinales sont, comme en cavité rigide, de possibles modes au sens de l'ACP. En revanche, si la propagation se fait dans un seul sens, la pression acoustique sur une bande de fréquence donnée s'exprime, à l'écart des sources, sous la forme d'une somme finie de modes propagatifs unidirectionnels :

$$p(x, y, z, \omega) = \sum_{n=1}^M \alpha_n(\omega) \psi_n(x, y) e^{-jk_n z} \quad (1.9)$$

Dans cette somme les variables d'espace et de fréquence ne sont pas séparées parce que le nombre d'onde longitudinal k_m d'un mode dépend de la fréquence. Par conséquent, si l'on considère des

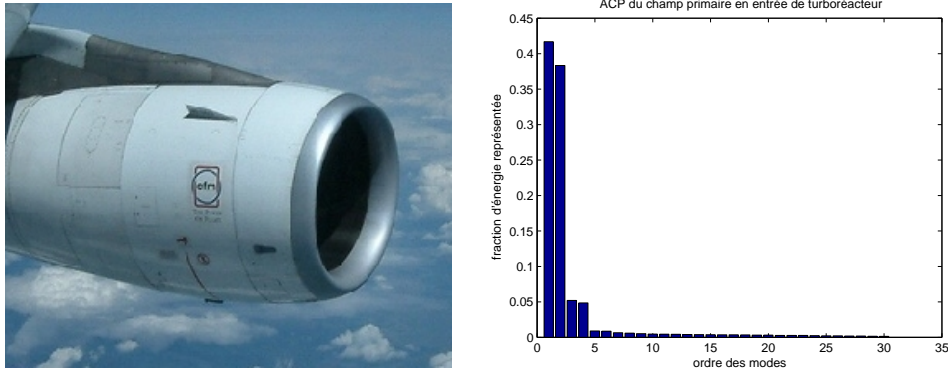


FIG. 1.6 – ACP du champ acoustique en entrée de turboréacteur

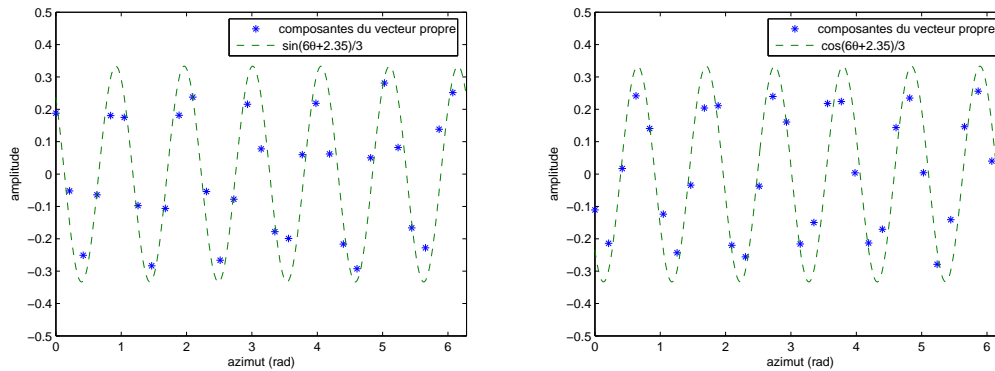


FIG. 1.7 – Premier et deuxième mode de l'ACP du champ en entrée de turboréacteur

microphones placés sur des sections distinctes, les modes propagatifs usuels ne constituent pas des modes au sens de l'ACP. En revanche, pour un ensemble de microphones sur une même section (z constant), l'espace et la fréquence se séparent dans la formule ci-dessus et la trace des fonctions ψ_m sur les microphones constitue un mode possible. Dans le cas de plusieurs sections, les modes de l'ACP ne pourront pas être interprétés en termes de modes propagatifs usuels (dont la géométrie dépend de la fréquence). Ils n'en constitueront pas moins des bases adaptées à la représentation du champ avec un petit nombre de degrés de liberté spatiaux.

La figure 1.6 (où la photographie n'est pas celle du banc utilisé au sol mais donne une idée de la géométrie considérée) montre l'énergie associée à chacun des modes issus de l'ACP de la pression acoustique sur une couronne de microphones en paroi dans l'entrée d'un turboréacteur. On constate que deux modes véhiculent une grande partie de l'énergie acoustique. La figure 1.7 montre les composantes de chacun de ces deux modes en fonction de l'azimut des microphones. Ces composantes s'inscrivent sur des fonctions $\cos 6\theta$ et $\sin 6\theta$ caractéristiques de modes azimutaux d'ordre 6. Comme en cavité, l'ACP permet d'identifier les degrés de liberté spatiaux principalement excités par les sources primaires.

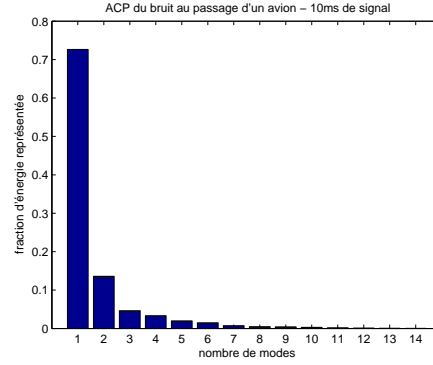


FIG. 1.8 – ACP du champ acoustique en bordure d'aéroport

Exemples en champ libre

Le champ de pression associé à une onde plane multichromatique s'écrit :

$$p(\mathbf{x}, \omega) = \alpha(\omega) e^{j\mathbf{k}^t \mathbf{x}} \quad (1.10)$$

où \mathbf{k} représente le vecteur d'onde. Cette expression ne permet pas une séparation immédiate des variables de fréquence et d'espace ; l'ACP permettra de ne représenter la pression qu'avec un seul mode seulement si tous les points de mesure sont situés sur un plan équiphase le mode ayant dans ce cas toutes ses composantes identiques.

Un champ acoustique quelconque peut aussi être représenté, dans une zone sans source comprise entre deux sphères centrées sur l'origine, sous la forme d'une série d'harmoniques sphériques :

$$p(r, \theta, \phi, \omega) = \sum_{n=0}^{+\infty} h_n^{(1)}(kr) \sum_{m=-n}^{+n} a_m^n P_n^{|m|}(\cos \theta) e^{jm\phi} + \sum_{n=0}^{+\infty} h_n^{(2)}(kr) \sum_{m=-n}^{+n} b_m^n P_n^{|m|}(\cos \theta) e^{jm\phi} \quad (1.11)$$

où $h_n^{(1)}$ est la fonction de Hankel sphérique d'ordre n et de première espèce, $P_n^{|m|}$ est la fonction de Legendre de degré n et d'ordre $|m|$, et k le nombre d'onde. Cette série est directement comparable à un développement en série de modes issus de l'ACP seulement si les points de mesure sont à une même distance de l'origine, auquel cas les variables d'espace et de fréquence sont séparées dans la formule ci-dessus. Dans ce cas l'ACP peut être utilisée pour caractériser le nombre d'harmoniques nécessaires à décrire par exemple le rayonnement d'une source complexe. Dans le cas contraire, on ne peut identifier les modes issus de l'ACP aux harmoniques sphériques.

La figure 1.8 montre l'ACP de la pression enregistrée sur une antenne de 14 microphones, en bordure d'aéroport et à l'atterrissage d'un avion, pour 10ms de signal à une fréquence d'échantillonnage de 4096Hz. Un mode domine les mesures de pression bien que le maillage de microphone soit peu dense par rapport aux longueurs d'ondes présentes dans le champ, ce qui peut s'expliquer par un relatif parallélisme de l'antenne et du front d'onde. La figure 1.8 montre l'ACP lorsque 100ms puis 7,5s de signal sont utilisées. Cette fois l'ACP met en évidence une structure spatiale du champ plus compliquée, conséquence du déplacement de l'avion par rapport à l'antenne.

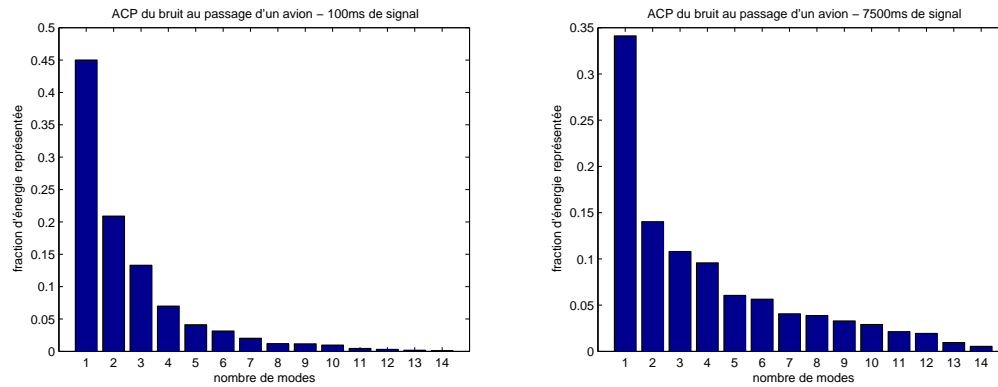


FIG. 1.9 – ACP de signaux de durées croissantes

1.3.3 Application à l'optimisation du réseau de sources secondaires

Estimation du nombre de voies de commande nécessaires

Le nombre de voies d'un système de contrôle actif détermine en grande partie son prix ; minimiser ce nombre est souvent un préalable à une application industrielle. Le nombre de modes significatifs dans l'équation (1.7) indique le nombre de voies nécessaires : à supposer que chaque voie de commande puisse exciter un mode et un seul (ou que M voies excitent de façon linéairement indépendante les M modes significatifs du bruit primaire), tous les coefficients modaux significatifs du champ primaire pourront être annulés par contrôle. Un nombre de sources secondaires inférieur au nombre de modes significatifs du champ primaire ne suffira à un contrôle actif global que dans les cas assez théoriques où les sources primaires et secondaires se couplent d'une façon similaire au champ, comme par exemple lorsqu'on peut les superposer exactement. En pratique, la position et la nature des sources secondaires peuvent être imposées par des contraintes d'ordre industriel et le *spill-over* s'avérer inévitable. Dans ce cas, le nombre minimum de voies de commande à utiliser pourra se révéler finalement supérieur au nombre de modes indiqués par l'ACP. Comme on a pu le voir avec la figure 1.6, le nombre de modes suggérés par l'ACP est souvent très inférieur au nombre de modes qu'on estimerait par SVD d'une matrice de transfert secondaire.

Evaluation du couplage entre une source secondaire et le champ primaire

Le couplage entre une source secondaire et le champ primaire à contrôler peut être apprécié en projetant à chaque fréquence le champ secondaire sur la base des modes fournie par l'ACP du champ primaire. Si, aux fréquences où l'amplitude d'un mode du champ primaire est élevée, l'amplitude de la composante modale du champ secondaire est élevée aussi, alors la source secondaire sera bien couplée au mode correspondant à contrôler. En revanche, si une source secondaire excite de façon importante des modes peu significatifs du champ primaire (phénomène de *spill-over*), un contrôle avec cette seule source n'est pas envisageable et, avec plusieurs sources secondaires, une partie des signaux de commande sera inévitablement consacrée à la neutralisation mutuelle

des sources, ce qui pénalisera les performances et la robustesse du contrôle.

Optimisation du réseau de sources secondaires

D'une façon générale, une base réduite de modes issue de l'ACP d'un champ primaire est bien adaptée à la représentation du champ acoustique pour l'optimisation de l'emplacement ou de la combinaison de sources de bruits secondaires. Alors qu'on reproche parfois aux modes issus de l'ACP de dépendre fortement de l'excitation à laquelle le système considéré est soumis, cette dépendance constitue un atout majeur en contrôle actif où le dispositif de contrôle doit précisément être optimisé en fonction de l'excitation primaire.

1.4 Contrôle de la pression de surface

1.4.1 Principe

Les représentations modales présentées plus-haut permettent de décrire puis de contrôler un champ acoustique à l'aide d'un nombre fini de DDL. Une autre possibilité consiste à s'inspirer d'une représentation intégrale de la pression $p(\mathbf{r}, \omega)$ à l'intérieur d'une surface fermée S qui ne renferme aucune source de bruit :

$$p(\mathbf{r}, \omega) = \iint_S \left[G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0, \omega) \frac{\partial}{\partial n_0} p(\mathbf{r}_0, \omega) - p(\mathbf{r}_0, \omega) \frac{\partial}{\partial n_0} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0, \omega) \right] dS_0 \quad (1.12)$$

où G désigne une fonction de Green quelconque. La discrétisation de la représentation (1.12) suggère que le contrôle de la pression et de son gradient en un nombre fini de points sur S doit permettre de contrôler le champ acoustique à l'intérieur ; si l'on reproduit sur S une pression et un gradient enregistrés ou calculés par ailleurs, on reproduira globalement à l'intérieur le champ acoustique correspondant. En particulier, annuler la pression et son gradient normal sur S garantit le silence dans S .

De même que l'«idée» du contrôle actif est contenu dans une description linéaire de l'acoustique, l'idée du contrôle de surface est contenue dans la représentation intégrale même de la pression ; le travail de recherche ne débute que lorsqu'on s'interroge sur les modalités pratiques de mise en œuvre du contrôle de surface et notamment sur le nombre et la nature des transducteurs à utiliser pour un contrôle efficace. Quelques articles qui s'appuient sur des simulations numériques [34, 58] ont baptisé *Boundary Surface Control* le contrôle simultané de la pression et de son gradient normal et le distinguent du contrôle de la seule pression appelé *Boundary Pressure Control*. Ces articles ont évalué à deux par longueur d'onde le nombre de capteurs de pression nécessaires au contrôle ; on retrouve là un «théorème de Shannon spatial». En pratique, mesurer un gradient de pression est délicat avec un doublet de microphones et coûteux avec une sonde de type «Microflown» ; il serait avantageux de n'utiliser que des capteurs de pression pour un contrôle actif global. Malheureusement, la seule pression sur une surface fermée ne suffit pas, pour contrôler la pression à l'intérieur, aux fréquences de résonance du volume intérieur avec condition aux limites de Dirichlet homogène. Cette singularité s'apparente au problème des «fréquences irrégulières» en Elements Finis de Frontière [36]. Les simulations numériques de [34] suggèrent qu'une simple dissymétrie dans l'agencement des capteurs devrait suffire à lever

l'indétermination du champ dans la surface de contrôle ; on va voir que cela ne s'avère pas aussi simple en pratique.

Avant de présenter la mise en œuvre du contrôle BPC faite au LMA, on remarquera que ce type de contrôle est différent de l'approche de contrôle du champ baptisée «holophonie» dans les années 1960-70 (*cf.* [35]). En effet, cette dernière s'appuie sur la représentation intégrale de la pression pour proposer le recours, sur la surface de contrôle, à des *sources* parfaitement maîtrisées et acoustiquement transparentes. Les stratégies BSC/BPC prévoient de disposer des *capteurs* non idéaux sur la surface de contrôle et ne font pas d'hypothèse sur la nature et la position des sources secondaires, qui peuvent être quelconques.

1.4.2 Mise en œuvre en temps-réel

L'application pratique des stratégies de contrôle BSC ou BPC se heurte au nombre de voies de minimisation nécessaire. En effet, pour pouvoir parler sans équivoque d'un contrôle «global» à l'intérieur d'une surface, le volume à contrôler doit avoir une dimension supérieure à la longueur d'onde parce qu'en contrôle actif le bruit est typiquement réduit localement sur une demi longueur d'onde autour des capteurs de minimisation. Avec un cube d'arête λ et un maillage régulier de plus de deux capteurs par longueur d'onde, au moins 26 capteurs sont nécessaires ; un contrôle actif acoustique avec un tel nombre de voies demande un matériel et un savoir faire encore peu répandus. Au cours de sa thèse [14], Nicolas Epain a conduit une expérience de contrôle en temps-réel dont les objectifs étaient de :

- valider en pratique la stratégie BPC,
- préciser le nombre de transducteurs effectivement nécessaires pour un contrôle global en observant, pour un maillage donné, la fréquence maximum de contrôle global,
- observer la singularité du contrôle aux «fréquences irrégulières»,
- y remédier par ajout ou déplacement de capteurs.

La figure 1.10 (tirée de [14]) montre le dispositif expérimental utilisé : 30 sources secondaires entourent 30 microphones de minimisation à la surface d'une sphère de 70cm de diamètre ; 2 autres microphones sont placés à l'intérieur de la sphère. Choisir une sphère permet de minimiser le ratio nombre de capteurs/longueur caractéristique du volume ; il existe plusieurs algorithmes pour optimiser le maillage de sa surface. La figure 1.11 montre les atténuations du bruit primaire obtenues sur chacun des microphones dans la sphère et, en moyenne, sur les microphones de minimisation. Cette figure démontre la faisabilité d'un contrôle global de la pression dans la sphère par contrôle de la pression sur la sphère sauf autour d'une fréquence qui correspond à la première résonance de la sphère. Pour lever la singularité observée, plusieurs solutions ont été testées. La pénalisation des signaux de commande ne permet pas d'annuler la pression dans la sphère : parmi toutes les commandes qui annulent la pression sur les microphones de minimisation, les plus petites ne sont en effet pas forcément celles qui annulent la pression à l'intérieur. L'ajout d'un microphone de minimisation à l'intérieur de la sphère (l'équivalent de la méthode CHIEF en BEM), qui fonctionne en simulation numérique, n'a pas donné un résultat expérimental convaincant. Il semble donc que les fréquences irrégulières, qui correspondent à un problème non pas numériquement mais physiquement mal posé, ne se laissent pas facilement

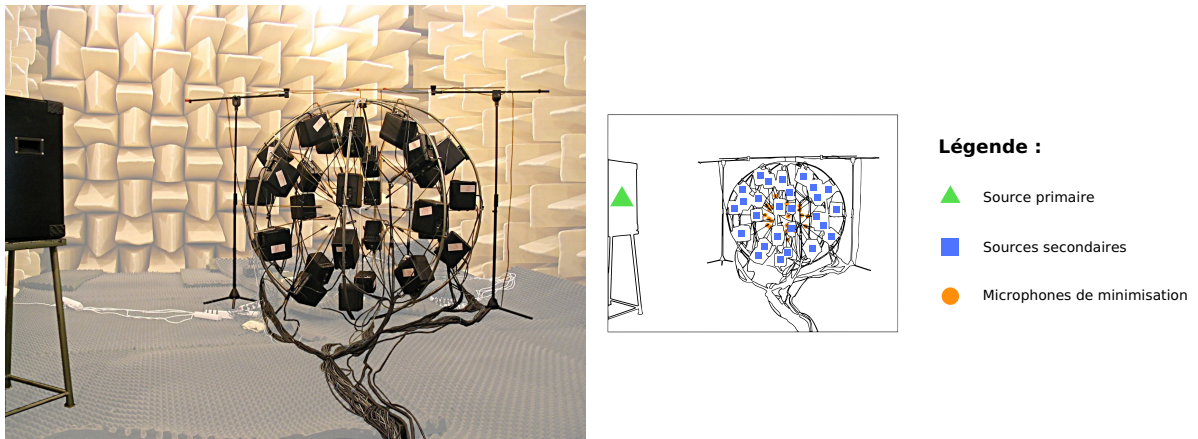
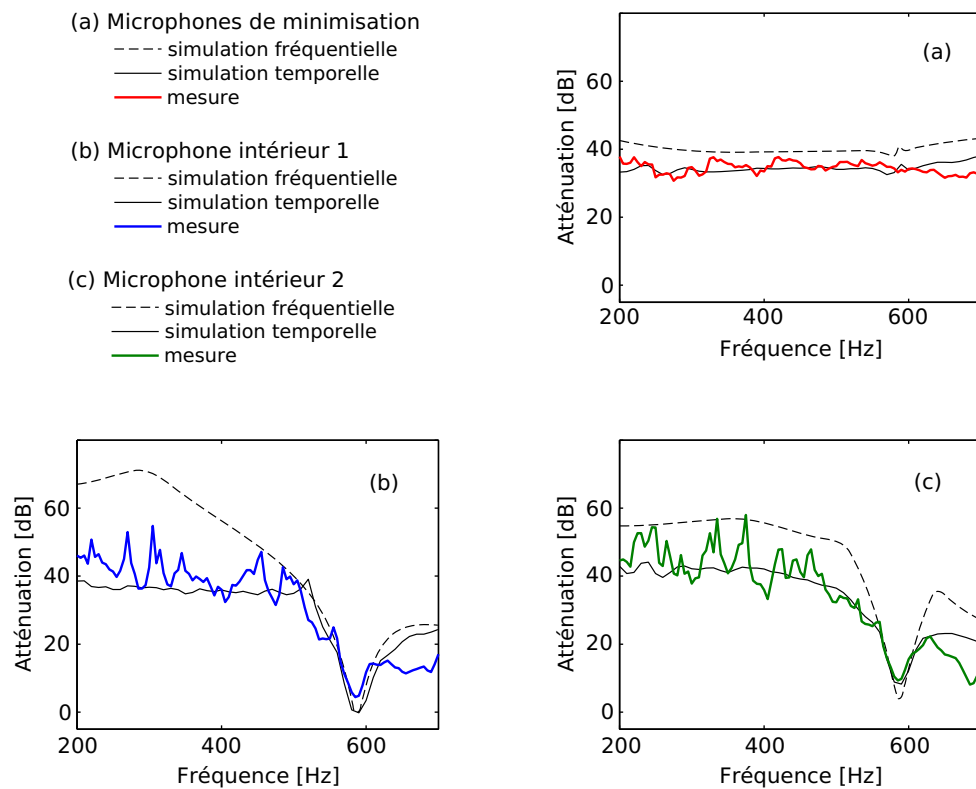
FIG. 1.10 – Dispositif de contrôle global par *Boundary Pressure Control*

FIG. 1.11 – Résultats de contrôle BPC

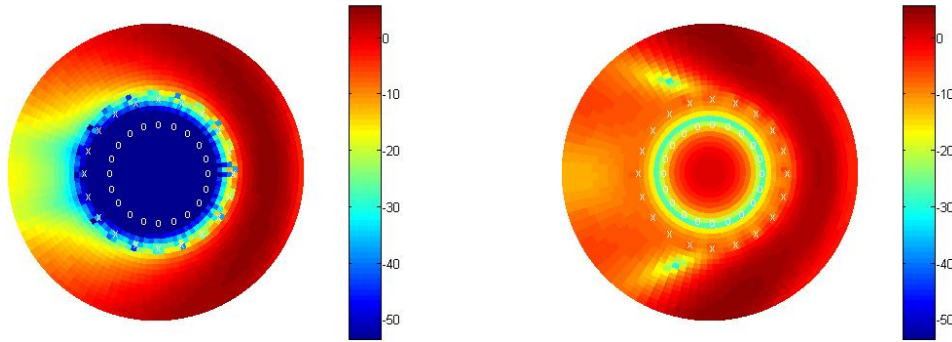


FIG. 1.12 – Effet (en dB) sur le champ acoustique 2D du contrôle avec des monopôles (x) de la pression sur une couronne de microphones omnidirectionnels (o) ; à gauche contrôle pour $kR = 2$, à droite contrôle pour $kR = 2,405$

réduire par une astuce ponctuelle. Pour plus de détails on se reportera au mémoire de thèse [14] ou à l'article [15] reproduit en annexe C.

Le contrôle BPC est donc aujourd'hui une stratégie de contrôle opérationnelle mais les fréquences irrégulières constituent un vrai problème pratique dont il faut tenir soigneusement compte en concevant le dispositif de contrôle. Le nombre de voies nécessaire à la stratégie BPC est évidemment élevé mais une application est néanmoins en cours de développement au LMA : il s'agit de reproduire, dans le simulateur destiné à l'étude de la perception des «bangs» soniques (*cf.* [51]), le passage d'un front d'onde plan très basse fréquence.

1.4.3 Simulations de contrôle sur des microphones directionnels

Après lecture de la première version de ce mémoire, Nicolas Epain a suggéré l'utilisation de microphones directionnels pour la mise en œuvre de la stratégie de contrôle BPC. Les premières simulations numériques de cette idée apparemment originale ont donné des résultats intéressants ; on va les présenter ici même si on ne sait pas encore tous les interpréter.

On considère ici le problème bidimensionnel du contrôle actif d'une onde plane monochromatique atteignant une couronne de N capteurs de minimisation, de rayon R , entourée par une couronne de N monopôles de rayon $1,5R$. La figure 1.12 montre l'effet relatif, sur le champ de pression acoustique autour des transducteurs, du contrôle à différentes fréquences de la pression mesurée par $N = 20$ microphones omnidirectionnels. Pour $kR = 2$, la pression est réduite sur les microphones et à l'intérieur de leur couronne. Pour $kR = 2,405$, qui correspond à la première fréquence de résonance du problème de Dirichlet intérieur à la couronne, la pression est réduite sur les microphones mais pas à l'intérieur.

La figure 1.13 montre le résultat obtenu avec des microphones de minimisation à directivité cardioïde (en $1 - \cos \theta$) avec la sensibilité maximum orientée comme normale sortante à la couronne de microphones. On constate que les microphones cardioïdes permettent une atténuation γ compris à la fréquence de résonance du problème de Dirichlet. En revanche les atténuations obtenues pour $R = 2$ sont inférieures celle obtenue avec les microphones omnidirectionnels. La

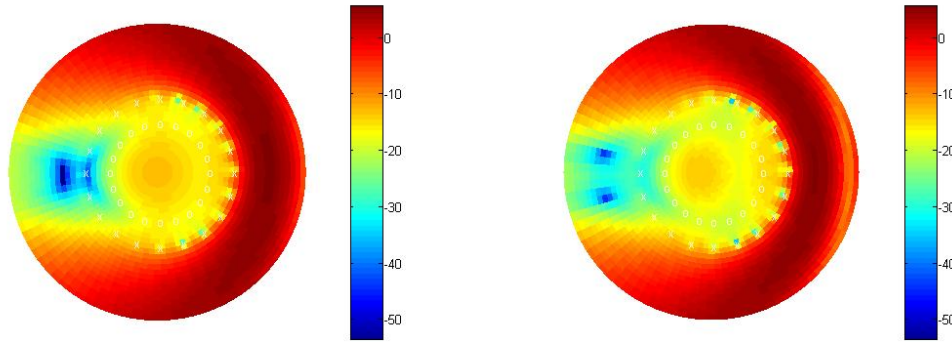


FIG. 1.13 – Effet du contrôle de la pression sur une couronne de microphones à directivité cardioïde (o) de maximum normale à la sphère : à gauche contrôle pour $kR = 2$, à droite contrôle pour $kR = 2,405$

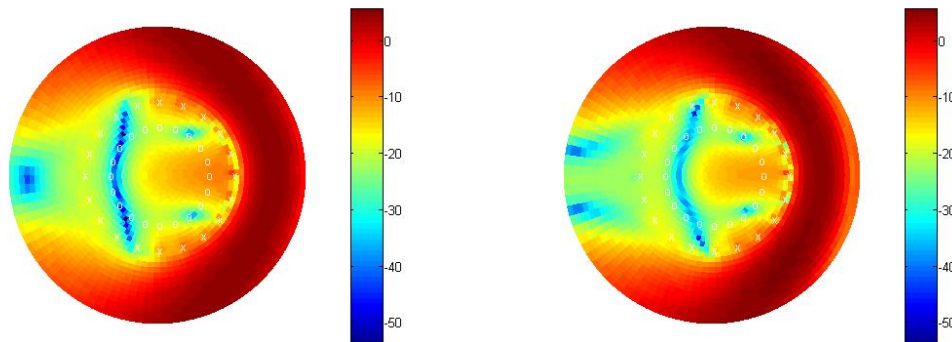


FIG. 1.14 – Effet du contrôle sur une couronne de microphones à directivité cardioïde (o) de maximum normale à la sphère ; à gauche contrôle pour $kR = 2$, à droite contrôle pour $kR = 2,405$

figure 1.14 montre le résultat globalement assez similaire obtenu lorsque la sensibilité maximum des microphones cardioïdes est orientée comme normale rentrante à la sphère.

La figure 1.15 montre le conditionnement des matrices de transferts entre les monopôles de contrôle et les différents microphones de minimisation. La singularité du contrôle avec des microphones omnidirectionnels se traduit par un accident dans la matrice de transfert correspondante aux fréquences de résonance du problème de Dirichlet intérieur. On n'observe aucun accident avec les microphones à directivité cardioïdes, ce qui laisse à penser qu'ils permettent un contrôle efficace à toutes les fréquences.

La figure 1.16 illustre le contrôle obtenu à $kR = 2$ avec $N = 100$ microphones omnidirectionnels ou cardioïdes tournés vers l'extérieur. Alors qu'augmenter la densité du maillage fait tendre l'atténuation vers l'infini avec des microphones omnidirectionnels, l'atténuation reste inférieure à une vingtaine de dB dans le cas des microphones cardioïdes.

En conclusion, l'utilisation de microphones cardioïdes permet de s'affranchir des fréquences singulières de la stratégie de contrôle BPC avec des microphones omnidirectionnels. En revanche

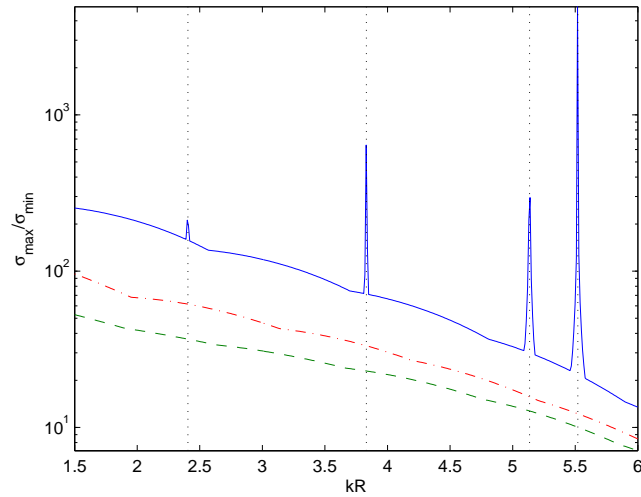


FIG. 1.15 – Conditionnement de la matrice de transfert entre les monopôles de contrôle et les microphones de minimisation omnidirectionnels (—), à directivité cardioïde tournée vers l’extérieur (–), à directivité cardioïde tournée vers l’intérieur (-.).

le contrôle obtenu est relativement peu efficace quelle que soit la densité du maillage. D’autres simulations, avec des microphones de directivités différentes, seront nécessaires pour une interprétation complète de ces observations.

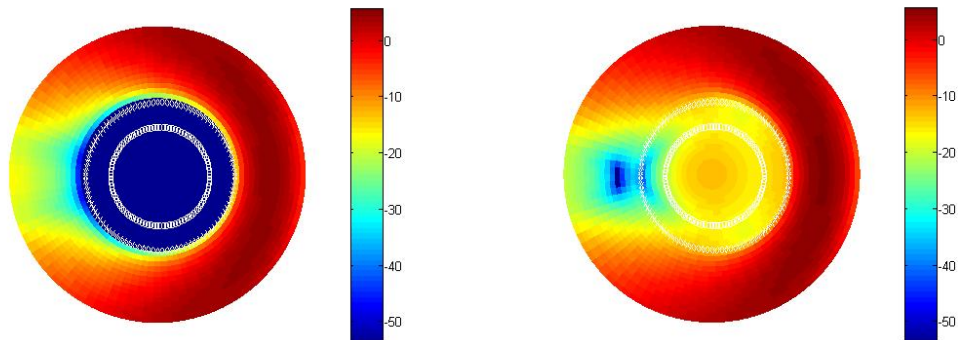


FIG. 1.16 – Effet du contrôle pour $kR = 2$; à gauche avec 100 microphones de minimisation omnidirectionnels, à droite avec 100 microphones de minimisation à directivité cardioïde normale sortante à la sphère.

Chapitre 2

Vers le contrôle de sons complexes

Les premières applications du contrôle acoustique actif par *feedforward* ont concerné, par exemple dans les gaines de ventilation, des bruits périodiques. L'augmentation des performances des micro-processeurs a permis de mettre en œuvre ensuite le contrôle de bruits large bande mais les résultats obtenus se sont souvent avérés décevants ; il apparaît que le contrôle large bande est soumis à des contraintes spécifiques parfois difficiles à appréhender.

Dans un premier temps, l'expression du contrôle optimal sous contrainte de causalité va permettre de présenter ici des simulations numériques qui illustrent l'influence, sur les performances du contrôle dans un cas simple, de la prédictibilité du signal de minimisation et des retards présents dans le transfert secondaire. On va ensuite montrer que la contrainte de causalité pénalise fortement les performances des contrôleurs : on trouve des cas, en théorie comme en pratique, où un contrôle efficace en large bande n'est possible que si le bruit primaire est détecté avec une avance beaucoup plus grande que tous les temps de propagation caractéristiques des transferts secondaires entre sources d'anti-bruit et capteurs de minimisation. Dans un troisième temps, on verra comment traiter le cas de sources de bruit instationnaires nombreuses en trouvant un bon compromis entre cohérence et causalité dans le choix du couple de capteur de référence et de minimisation ; des enregistrements de signaux de parole serviront de base à la simulation de différentes configurations de contrôle. Enfin, dans un quatrième temps, on rappellera quelques généralités de psychoacoustique qui expliquent qu'un contrôle techniquement réussi peut s'avérer perceptivement inefficace.

2.1 La contrainte de causalité

2.1.1 Prédiction du contrôle optimal causal

La figure 2.1 schématise le principe du contrôle actif par *feedforward* dans un conduit. Le signal de commande u , adressé à la source secondaire pour minimiser le signal de minimisation e , est obtenu par filtrage d'un autre signal x , dit de référence, qui détecte le bruit incident à annuler. Ce signal de référence doit être corrélé au mieux avec le signal de minimisation et, pour prévenir un risque d'instabilité du contrôle, si possible ne pas être affecté par le bruit secondaire ; en pratique en conduit le signal de référence pourra être fourni par un microphone

directif. Pour l'annulation complète d'un bruit aléatoire, la contrainte de causalité du filtre de contrôle implique alors que le microphone de référence devra être placé en amont de la source secondaire à une distance correspondant à un temps de propagation supérieur à tous les retards présents dans H . Toutefois, si le bruit primaire est en partie prédictible, un contrôle est possible si le capteur de référence est situé en aval de la source secondaire mais les performances du contrôle dépendront du niveau de prédictibilité du bruit et des retards présents dans la fonction de transfert secondaire. D'une façon générale on peut montrer (*cf. e.g.* [11]) que le filtre W causal qui minimise la valeur quadratique moyenne du signal de minimisation e , pour un bruit primaire et un signal de minimisation stationnaires et de Densité Spectrale de Puissance (DSP) croisée avec le signal de référence S_{xd} , peut être exprimé sous la forme :

$$W = - \frac{1}{G H_{min}} \left\{ \frac{S_{xd}}{G^* H_{all}} \right\}_+ \quad (2.1)$$

où :

- la fonction de transfert H est factorisée en fonction à phase minimale et fonction passe-tout : $H = H_{min}H_{all}$ (*cf. annexe A.3*)
- G est le résultat de la factorisation spectrale de la DSP du signal de référence, $S_{xx} = GG^*$ (*cf. annexe A.3*)
- le crochet $\{ \dots \}_+$ représente la *projection causale* obtenue par transformation de Fourier inverse, mise à zéro des termes correspondant à $t < 0$ puis transformation de Fourier pour revenir au domaine fréquentiel.

La formule 2.1 montre formellement l'influence sur le contrôleur optimal de la prédictibilité du bruit et des retards présents dans le transfert secondaire. Dans le cas d'un contrôle monovoie, un algorithme utilisant le cepstre des DSP [49] permet une simulation numérique efficace du contrôle optimal à partir de la formule 2.1. Considérons par exemple le contrôle du bruit constitué par la réponse à un bruit blanc d'un oscillateur du second ordre (système masse-ressort ou mode acoustique isolé d'une cavité) ; la DSP du signal de référence est de la forme :

$$S_{xx} = \left| \frac{\alpha}{\omega^2 - \omega_0^2 + 2j\xi\omega_0\omega} \right|^2 \quad (2.2)$$

La figure 2.2 montre le contrôle obtenu, lorsque le bruit primaire d est égal au signal de référence x , avec $\xi = 10\%$ et une fonction de transfert H égale à un retard pur τ . Si le retard contenu dans H est faible (ce retard est exprimé en périodes sur la figure 2.2), le contrôle est très efficace ; si le retard est très important le contrôle est inopérant. Entre ces deux extrêmes on obtient à partir de la formule (2.1) un ensemble de contrôleurs optimaux dont les performances sont difficiles à imaginer a priori ; la position précise des zéros dans le bruit après contrôle est notamment difficile à expliquer. On remarque toutefois qu'avec un retard exactement égal à une période, le signal de minimisation est bien blanchi par le contrôle.

La figure 2.3 montre le contrôle obtenu avec un retard donné (en l'occurrence $\tau = 10$) lorsqu'on fait varier le coefficient d'amortissement ξ dans la DSP du bruit primaire donnée par 2.2. Lorsque ξ est petit, l'oscillateur du second ordre est très résonnant et sa réponse, proche d'un sinus de fréquence celle de la résonance, est assez prédictible ; le contrôle actif est alors très efficace.

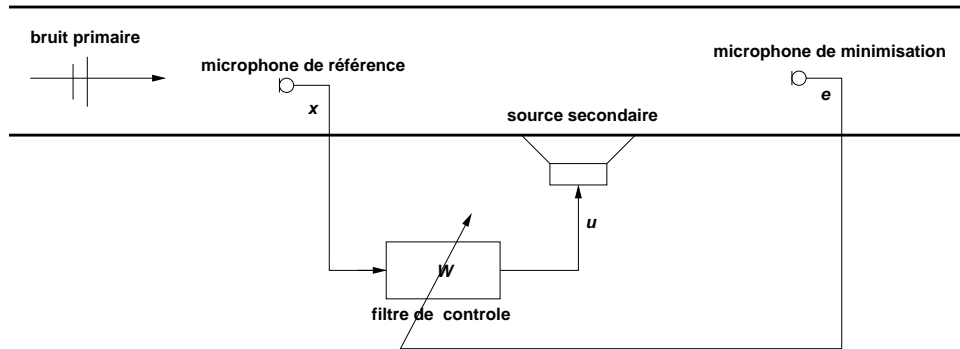
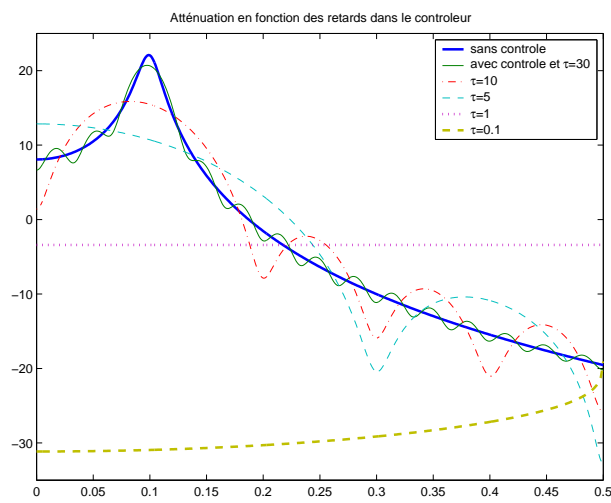
FIG. 2.1 – Schéma de principe du contrôle actif par *feedforward*

FIG. 2.2 – Influence sur les performances du contrôle d'un retard dans le transfert secondaire

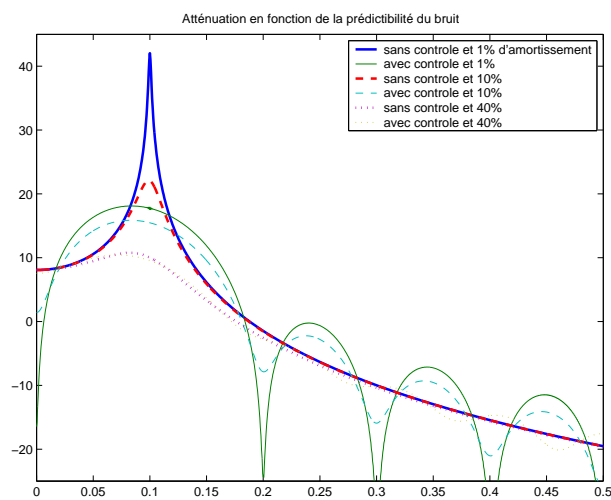


FIG. 2.3 – Influence sur les performances du contrôle de la prédictibilité du bruit

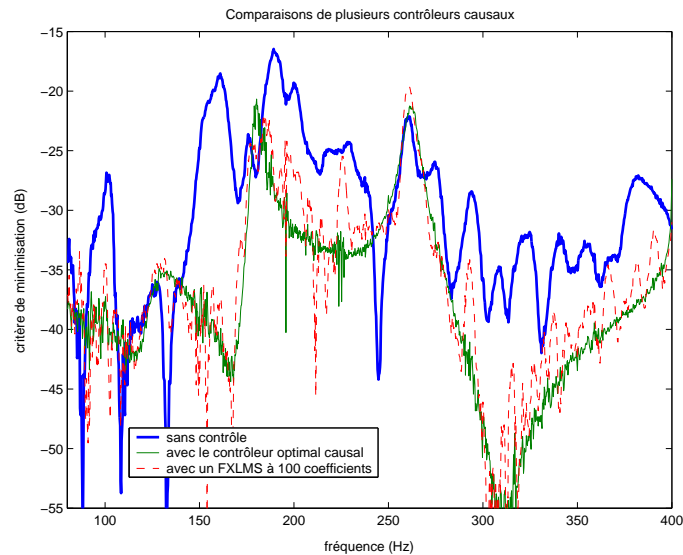


FIG. 2.4 – Contrôle optimal vs. contrôle FXLMS

Lorsque ξ augmente, la réponse de l'oscillateur est à bande de plus en plus large et le contrôle devient de moins en moins efficace.

La figure 2.4 compare, sur un cas pratique de contrôle monovoie dans la grande cavité acoustique de la figure 1.3, le résultat obtenu expérimentalement avec un algorithme FXLMS (*cf.* annexe A.4) à une simulation numérique du contrôle optimal faite à partir de la formule (2.4). On constate sur cette figure que l'algorithme FXLMS conduit, dans ce cas réel complexe, à un contrôle proche de l'optimum théorique.

L'expression 2.1 du contrôleur optimal causal peut être étendue aux cas multivoies (avec une *matrice* \mathbf{H} de transfert secondaire) et multiréférences (*cf.* [11]). Malheureusement on ne sait construire efficacement la factorisation spectrale d'une matrice donnée \mathbf{H} que si ses composantes sont des fractions rationnelles de degrés faibles (*cf. e.g.* [55]); aujourd'hui il semble qu'on ne dispose pas de procédure efficace de calcul numérique de la formule 2.1. Du coup pour calculer, dans les cas multivoies, le contrôle optimal sous contrainte de causalité, il est nécessaire en pratique de se restreindre à la classe des filtres à réponse impulsionnelles de longueur finie donnée puis, éventuellement, de faire varier cette longueur pour estimer son influence sur l'efficacité du contrôle. Le calcul d'un filtre optimal FIR de longueur donnée peut être conduit dans le domaine temporel à l'aide d'un algorithme FXLMS (*cf.* A.4) mais, dans certains cas multivoies, l'algorithme FXLMS converge difficilement à cause d'un mauvais conditionnement de la matrice de transfert secondaire (*cf.* 3.1); on ne pourra pas forcément incriminer la seule contrainte de causalité si les performances du contrôle simulé sont mauvaises. Une autre possibilité consiste à calculer ce que la plupart des auteurs entendent par *filtre de Wiener* à l'aide d'une procédure qui inclut l'inversion d'une matrice formée à partir de l'auto-corrélation des signaux de référence filtrés, matrice dont la dimension est égale au produit de la longueur des réponses impulsionnelles des filtres de contrôle par le nombre de sources secondaires et par le nombre de signaux de référence (*cf. e.g.* [59]). Ce calcul peut être effectué à partir de données issues d'une modélisation dans le domaine fréquentiel; le dispositif à contrôler est alors parfaitement stationnaire et le filtre

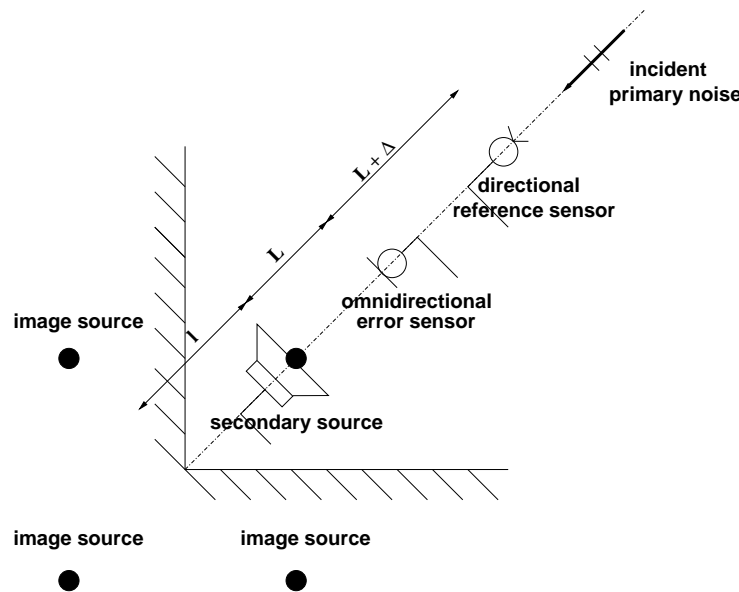


FIG. 2.5 – Un dispositif de contrôle actif dans un dièdre

de Wiener conduit alors, en s'étant affranchi des problèmes de convergence, à un contrôle plus efficace que le FXLMS. Il arrive toutefois, dans certains cas pathologiques intéressants, que les filtres de contrôle optimal sous contrainte de causalité soient à réponse impulsionnelle très longue ; les filtres de Wiener qu'on peut calculer avec des moyens informatiques usuels conduisent alors à des performances inférieures à celles du contrôle optimal. La figure 2.5, tirée de [21], montre par exemple un dispositif idéalisé de contrôle actif dans un dièdre rigide comprenant un monopôle, un microphone de minimisation omnidirectionnel et un microphone de référence directif (par exemple à directivité cardioïde avec le zéro orienté vers le monopôle) ; on verra dans la section suivante pourquoi le contrôle d'un tel dispositif est difficile. La figure 2.6 compare, pour un signal de référence détectant le bruit primaire avec plus ou moins d'avance, les performances du contrôle optimal causal calculé à partir de la formule 2.1 à celles d'un filtre de Wiener à 2048 coefficients. On constate que pour une avance de 31,25ms les performances des deux filtres sont voisines. Avec une avance de 0,4s le contrôle optimal est encore plus performant mais le filtre de Wiener est inefficace ; à une fréquence d'échantillonnage de 16384Hz, même avec 2048 coefficients la réponse du filtre de Wiener est trop courte pour intégrer une avance de 0,4s.

En conclusion on dispose aujourd'hui, dans le cas monovoie, d'un outil efficace et précis pour prédire les performances du contrôle optimal sous contrainte de causalité à partir de la formule 2.1. Dans les cas multivoies, le filtre de Wiener fournit en général une bonne indication sur les performances du contrôle optimal mais il peut aussi nettement les sous-estimer dans certains cas où la réponse du filtre optimal est très longue. Il semble donc qu'un outil pleinement satisfaisant de prédiction du contrôle optimal causal dans le cas multivoies fasse aujourd'hui défaut.

2.1.2 Anti-causalité en présence de réflexions

La figure 2.1 s'avère trompeuse pour une bonne discussion de la contrainte de causalité. En effet, dans cet exemple de propagation acoustique unidirectionnelle, la causalité va de pair avec

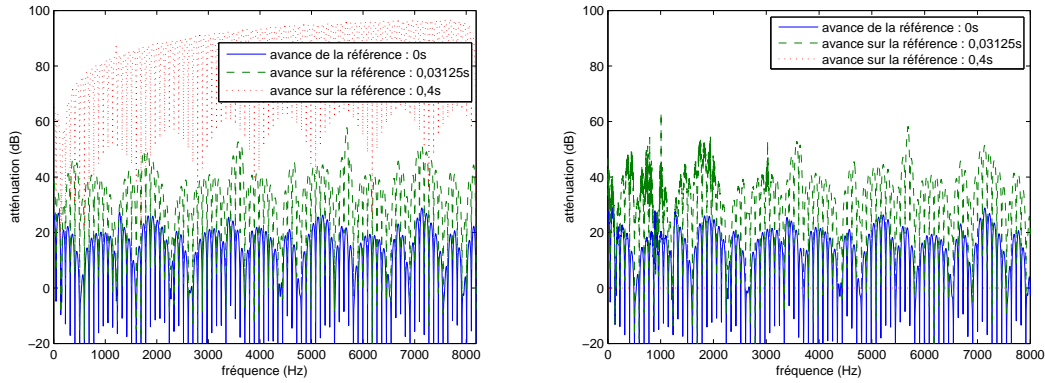


FIG. 2.6 – Atténuations obtenues pour différentes avances du signal de référence : à gauche avec le filtre optimal causal, à droite avec un filtre de Wiener à 2048 coefficients

la chronologie des évènements alors que, dans le cas de chemins de propagation multiples, il apparaît que suivre le trajet acoustique le plus direct ne suffit pas pour garantir la causalité : le microphone qui détecte le premier un bruit primaire donné ne permet pas en général de prédire la trace du bruit sur d'autres microphones. Il s'avère même que, pour prédire un bruit sur un jeu de microphones, l'avance avec laquelle il faut le détecter peut s'avérer beaucoup plus grande en pratique que tous les temps de propagation entre les microphones. Ce phénomène ne semble pas connu de tous les acousticiens bien qu'il ait été constaté depuis longtemps (*cf.* par exemple [47]) et que ses conséquences en contrôle actif aient été présentées dans [21]. C'est pourquoi on va le mettre en évidence ici sur un cas académique.

Pour établir une éventuelle relation de causalité linéaire entre deux signaux discrets, on peut développer la fonction de transfert qui les relie en série de retards ($e^{j\omega\tau}$) et d'avances ($e^{-j\omega\tau}$) ; si la série ne comprend que des retards le transfert est causal, si elle ne comprend que des avances il est dit anti-causal. Ce développement en série n'est possible que dans des cas où la fonction de transfert entre les signaux est connue sous une forme analytique ; dans le cas pratique de signaux enregistrés en temps discret, on peut apprécier numériquement la causalité par transformation de Fourier rapide (FFT) : le quotient aux fréquences réduites f_k des FFT des signaux fournit une estimation du transfert en $z_k = e^{j2\pi f_k}$ puis, par transformation inverse (IFFT) (sans oublier d'inclure les fréquences négatives), on obtient, si les signaux sont assez longs, la réponse impulsionnelle finie du filtre de convolution qui permet de passer d'un signal à l'autre. La première moitié des coefficients de l'IFFT est associée à la partie causale du filtre et la deuxième moitié à sa partie anti-causale. La petitesse des coefficients de l'une ou l'autre moitié révélera une relation de causalité entre deux signaux de mesure modérément bruités à condition d'effectuer les calculs pour différentes longueurs de signaux afin de s'assurer du fait qu'on a calculé un filtre de convolution linéaire et non circulaire.

Plutôt que le dispositif unidirectionnel de la figure 2.1, considérons un dispositif où le transfert H entre une source secondaire et un signal de minimisation est constitué d'un trajet direct de durée τ_1 d'amplitude 1 et d'un trajet de durée $\tau_2 > \tau_1$ comprenant une réflexion de coefficient

α :

$$H(\omega) = e^{-j\omega\tau_1} + \alpha e^{-j\omega\tau_2} \quad (2.3)$$

Avec un coefficient de réflexion α de module inférieur à 1, l'inverse de cette fonction peut être développée en série d'impulsions :

$$H^{-1} = \frac{1}{e^{-j\omega\tau_1} + \alpha e^{-j\omega\tau_2}} = e^{j\omega\tau_1} \left[1 - \alpha e^{-j\omega(\tau_2-\tau_1)} + \alpha^2 e^{-2j\omega(\tau_2-\tau_1)} - \dots \right] \quad (2.4)$$

et il apparaît que le transfert inverse H^{-1} est associé à une série causale d'impulsions avancée de la quantité *finie* τ_1 . Par conséquent, si un microphone de référence détecte le bruit primaire avec une avance sur le microphone de minimisation supérieure à τ_1 , un filtrage causal (par $-H^{-1}e^{-j\tau_1}$) de cette référence permettra de produire l'anti-bruit sur le microphone de minimisation. La situation est alors analogue à celle de la figure 2.1 où le microphone de référence doit être en amont de la source secondaire. Le contrôle actif peut aussi être interprété à partir de la série 2.4 : un bruit primaire constitué par une unique impulsion peut être annulé par le trajet direct d'une impulsion émise par la source secondaire, l'écho de cette impulsion étant lui-même annulé par le trajet direct d'une impulsion ultérieure de plus faible amplitude, et ainsi de suite ; le contrôle est ainsi composé d'une série convergente d'impulsions.

En revanche, si le coefficient de réflexion α est de module *supérieur* à 1 (on verra plus loin que cela n'a rien d'in vraisemblable), le transfert inverse H^{-1} se développe en une série *anti-causale* d'impulsions :

$$H^{-1} = \frac{\frac{1}{\alpha} e^{j\omega\tau_2}}{1 + \frac{1}{\alpha} e^{-j\omega(\tau_1-\tau_2)}} = \frac{1}{\alpha} e^{j\omega\tau_2} \left[1 - \frac{1}{\alpha} e^{j\omega(\tau_2-\tau_1)} + \frac{1}{\alpha^2} e^{2j\omega(\tau_2-\tau_1)} - \dots \right] \quad (2.5)$$

Dans ce cas, quelle que soit l'avance finie avec laquelle le bruit est détecté sur un microphone de référence, l'annulation exacte du bruit sur le microphone de minimisation implique un filtrage non causal de la référence, ce qui s'interprète ainsi : un bruit primaire constitué par une unique impulsion sera annulé par l'écho d'une impulsion secondaire dont le trajet direct est lui-même annulé par l'écho d'une impulsion précédente, et ainsi de suite. On construit ainsi le contrôle comme une série convergente, mais anti-causale, d'impulsions.

Le dispositif montré sur la figure 2.5 correspond à un cas académique où un écho s'avère de niveau plus élevé qu'une impulsion initiale. Compte tenu des sources images, la fonction de transfert secondaire H entre le monopôle secondaire et le microphone de minimisation s'écrit pour ce dispositif :

$$H(\omega) = \frac{\rho}{4\pi} \left[\frac{e^{-j\omega L_1/c}}{L_1} + 2 \frac{e^{-j\omega L_2/c}}{L_2} + \frac{e^{-j\omega L_3/c}}{L_3} \right] \quad (2.6)$$

avec $L_1 = L$, $L_2^2 = (L_1 + l)^2 + l^2$ et $L_3 = L_1 + 2l$. Dans le cas où $L_2 < 2L_1$, ce qui équivaut à $L > \frac{1+\sqrt{7}}{3}l$, il s'avère que le premier écho dans le trajet du champ secondaire est de niveau plus élevé que le champ direct. Avec pour bruit primaire une onde plane de front perpendiculaire à la droite passant par les deux microphones, la fonction de transfert de ce bruit primaire entre le signal de référence et le signal de minisation s'écrit :

$$F(\omega) = \frac{e^{-j\omega(L+l)/c} + e^{+j\omega(L+l)/c}}{e^{j\omega(2L+l+\Delta)/c}} \quad (2.7)$$

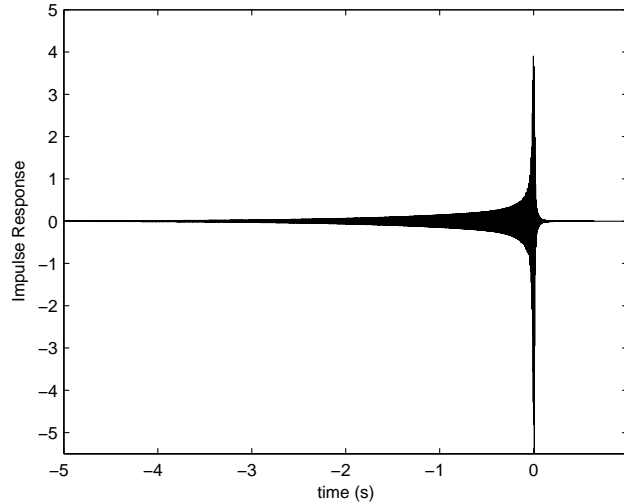


FIG. 2.7 – Réponse impulsionnelle du filtre de contrôle optimal dans le dièdre

et le filtre de contrôle par *feedforward* optimal nécessaire à l'annulation du bruit primaire sur le microphone de minimisation s'écrit finalement :

$$W = -H^{-1}F = -\frac{4\pi}{\rho} \frac{e^{-j\omega(L+\Delta)/c} + e^{-j\omega(3L+2l+\Delta)/c}}{\frac{e^{-j\omega L_1/c}}{L_1} + \frac{2e^{-j\omega L_2/c}}{L_2} + \frac{e^{-j\omega L_3/c}}{L_3}} \quad (2.8)$$

L'expression analytique de ce filtre ne se prête pas aisément à un développement en séries d'impulsions mais la figure 2.7 montre la réponse impulsionnelle qu'on peut calculer numériquement pour $L = 1\text{m}$, $l = 0.8\text{m}$ et $\Delta = 0\text{m}$. On constate sur cette figure que le filtre optimal inclut une partie anti-causale bien plus longue que les temps de propagation entre les éléments du dispositif : annuler le bruit primaire requiert de le détecter avec une avance infinie. Avec une avance finie plus ou moins grande, on peut estimer les performances du contrôle sous contrainte de causalité obtenu avec un filtre causal calculé numériquement, dans le domaine fréquentiel (*cf.* section précédente) ou, dans le domaine temporel, à l'aide de l'algorithme FXLMS présenté en section A.4. Il s'avère que, pour le dispositif de la figure 2.5, un contrôle actif vraiment efficace requiert la détection du bruit primaire avec une avance de plusieurs dixièmes de secondes ; la contrainte de causalité fait de ce dispositif un cas pathologique pour le contrôle acoustique actif.

2.1.3 Anti-causalité en champ libre

La figure 2.8, tirée de [21], montre un dispositif de contrôle actif en champ libre avec deux haut-parleurs secondaires et deux microphones de minimisation omnidirectionnels. On suppose que le bruit primaire auquel est soumis le dispositif est une onde plane. La pression primaire mesurée au microphone n° 1 est prise comme signal de référence x ; on néglige donc le *feedback* du bruit secondaire vers le capteur de référence (ce qui pourrait être obtenu en pratique en soustrayant une estimation du bruit secondaire à la pression mesurée). Enfin on note \dot{q}_1 et \dot{q}_2 les dérivées du débit volumique des haut-parleurs assimilés à des monopôles et on suppose que ces débits sont

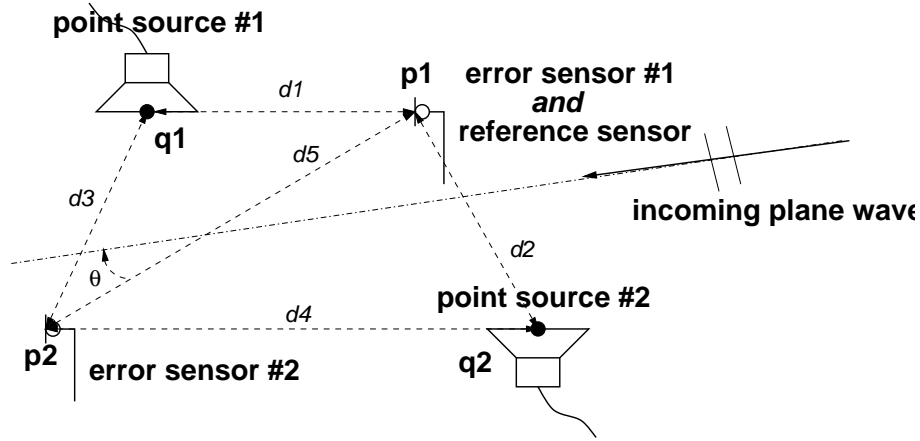


FIG. 2.8 – Un dispositif de contrôle 2x2 en champ libre

le résultat direct du filtrage du signal de référence x par les filtres de contrôle W_1 et W_2 (on néglige la dynamique du haut-parleur).

Avec les notations de la figure 2.8 et k désignant le nombre d'onde, les signaux de pression acoustique p_1 et p_2 sur les microphones de minimisation s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-jkd_5 \cos \theta} \end{bmatrix} x + \frac{\rho_0}{4\pi} \begin{bmatrix} \frac{e^{-jkd_1}}{d_1} & \frac{e^{-jkd_2}}{d_2} \\ \frac{e^{-jkd_3}}{d_3} & \frac{e^{-jkd_4}}{d_4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix} x \quad (2.9)$$

Le bruit pourra être annulé à toutes les fréquences sur les deux microphones de minimisation dès que $d_1 d_4 \neq d_2 d_3$ et les filtres de contrôle optimaux sont alors donnés par :

$$\begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix} = -\frac{4\pi}{\rho_0} \frac{d_1 d_2 d_3 d_4}{d_2 d_3 e^{-jk(d_1+d_4)} - d_1 d_4 e^{-jk(d_2+d_3)}} \begin{bmatrix} \frac{e^{-jkd_4}}{d_4} & -\frac{e^{-jkd_2}}{d_2} \\ -\frac{e^{-jkd_3}}{d_3} & \frac{e^{-jkd_1}}{d_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-jkd_5 \cos \theta} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Supposons que $d_1 d_4 < d_2 d_3$. En introduisant $\alpha = d_1 d_4 / d_2 d_3$ et $D = d_2 + d_3 - d_1 - d_4$, l'équation (2.10) peut se réécrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix} = -\frac{4\pi d_1 d_4}{\rho_0} \left(1 + \alpha e^{-jkd} - \alpha^2 e^{-j2kd} + \dots \right) \begin{bmatrix} \frac{e^{jkd_1}}{d_4} & -\frac{e^{jk(d_1+d_4-d_2)}}{d_2} \\ -\frac{e^{jk(d_1+d_4-d_3)}}{d_3} & \frac{e^{jkd_4}}{d_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-jkd_5 \cos \theta} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Cette dernière expression permet d'apprécier la causalité du contrôle du bruit. En premier lieu, le terme $e^{-jkd_5 \cos \theta}$ est un retard pur si $\cos \theta > 0$, autrement dit si le bruit primaire atteint d'abord le microphone de référence. Dans le cas contraire $e^{-jkd_5 \cos \theta}$ est une avance finie correspondant au temps de propagation du bruit primaire entre le microphone de référence et l'autre. En deuxième lieu, la matrice qui apparaît dans l'équation 2.11 incorpore des avances finies. Si $D > 0$ alors $d_1 + d_4 - d_2 < d_3$ et $d_1 + d_4 - d_3 < d_2$, ce qui signifie que ces avances sont toujours plus petites que le plus long des trajets acoustiques dans le transfert secondaire. Par conséquent, dans ce cas où $D > 0$, le développement en série de l'équation 2.11 sera causal ; l'annulation du bruit sera causale si le bruit primaire est détecté avant qu'il n'atteigne un premier microphone de minimisation.

Toutefois, si $D > 0$, le développement en série de l'équation 2.11 fait apparaître une série anti-causale d'impulsions. Cela peut se produire par exemple pour les valeurs $d_1 = 0,7\text{m}$, $d_4 = 2,2\text{m}$, and $d_2 = d_3 = 1,25\text{m}$. Permuter les indices pour le cas où $d_1d_4 > d_2d_3$ permet de formuler un critère général : le contrôle acoustique actif du dispositif de la figure 2.8 demandera de détecter le bruit primaire avec une avance infinie si :

$$(d_1d_4 - d_2d_3)(d_1 + d_4 - d_2 - d_3) < 0 \quad (2.12)$$

Ce critère permet une interprétation de l'anti-causalité du contrôle si on envisage le contrôle comme la juxtaposition, d'une part, de deux problèmes indépendants d'annulation du bruit sur chacun des microphones et, d'autre part, du problème d'annulation des interactions entre chaque haut-parleur et le microphone le plus éloigné (appelé *cross-talk* en stéréophonie). Introduisons le paramètre $\alpha = d_1d_4/d_2d_3$ qui renseigne sur le niveau moyen du *cross-talk* ; dans le cas d'un dispositif symétrique α mesurerait exactement le quotient entre le son direct et le *cross-talk*. Introduisons aussi le paramètre $D/c = (d_2 + d_3 - d_1 - d_4)/c$ qui renseigne sur la différence moyenne entre les temps d'arrivée du son direct et du *cross-talk*. Si $\alpha > 1$ et $D < 0$, le *cross-talk* peut être vu comme un écho plus fort que le son direct qui ne peut alors être annulé, comme on l'a vu dans la section précédente, que par une série convergente mais anti-causale d'impulsions. La figure 2.9, toujours tirée de [21], montre quatre dispositifs qui correspondent à des valeurs croissantes des longueurs d_1 et d_4 . Au premier coup d'œil ces dispositifs ont l'air similaires mais, d'après le critère 2.12, les dispositifs (a) et (b) de la figure sont associés à un contrôle avec des filtres dont la réponse impulsionnelle comprend une partie anti-causale de longueur infinie. La figure 2.10 montre effectivement les réponses impulsionnelles des filtres de contrôle nécessaire à l'annulation du bruit sur les microphones ; ces réponses ont été calculées par IFFT avec une fréquence d'échantillonnage de 16384Hz et pour un bruit primaire d'angle d'incidence $\theta = 0^\circ$. Dans le cas (a), la partie anti-causale des filtres est infiniment longue en théorie mais en pratique elle décroît rapidement. Dans le cas (b) la partie anti-causale est très longue. Dans le cas (c) la partie anti-causale est de longueur finie courte mais la partie causale du filtre de contrôle est très longue, ce qui serait aussi gênant en pratique. Le cas (d) ne devrait pas poser de problèmes particulier en pratique.

On trouvera dans [21] une discussion complète des performances du contrôle optimal sous contrainte de causalité. Comme en section précédente, il s'avère que, dans les cas où les filtres de contrôle optimaux sans contrainte de causalité comprennent une réponse impulsionnelle anti-causale de longueur infinie, un contrôle sous contrainte de causalité efficace en pratique requerrait la détection du bruit primaire avec une avance sans commune mesure avec les temps de propagation dans les transferts secondaires. Même en champ libre, il existe des configurations de contrôle multivoies large bande que la contrainte de causalité rend pathologique. La figure 2.11 montre toutefois le conditionnement de la matrice de transfert du dispositif de la figure 2.8 en fonction du paramètre d_1 lorsque $d_4 = d_1 + 1,5\text{m}$ et $d_2 = d_3 = 1,25\text{m}$. Les lignes verticales sur la figure délimitent les valeurs de d_1 pour lesquelles le critère 2.12 révèle l'anti-causalité infinie du contrôle ; les étoiles repèrent les valeurs de d_1 qui correspondent aux quatre cas de la figure 2.9. On constate que les filtres de contrôle dont la figure 2.10 montre la pathologie correspondent à des cas où la matrice de transfert secondaire est mal conditionnée. On sait par ailleurs (*cf.* [11])

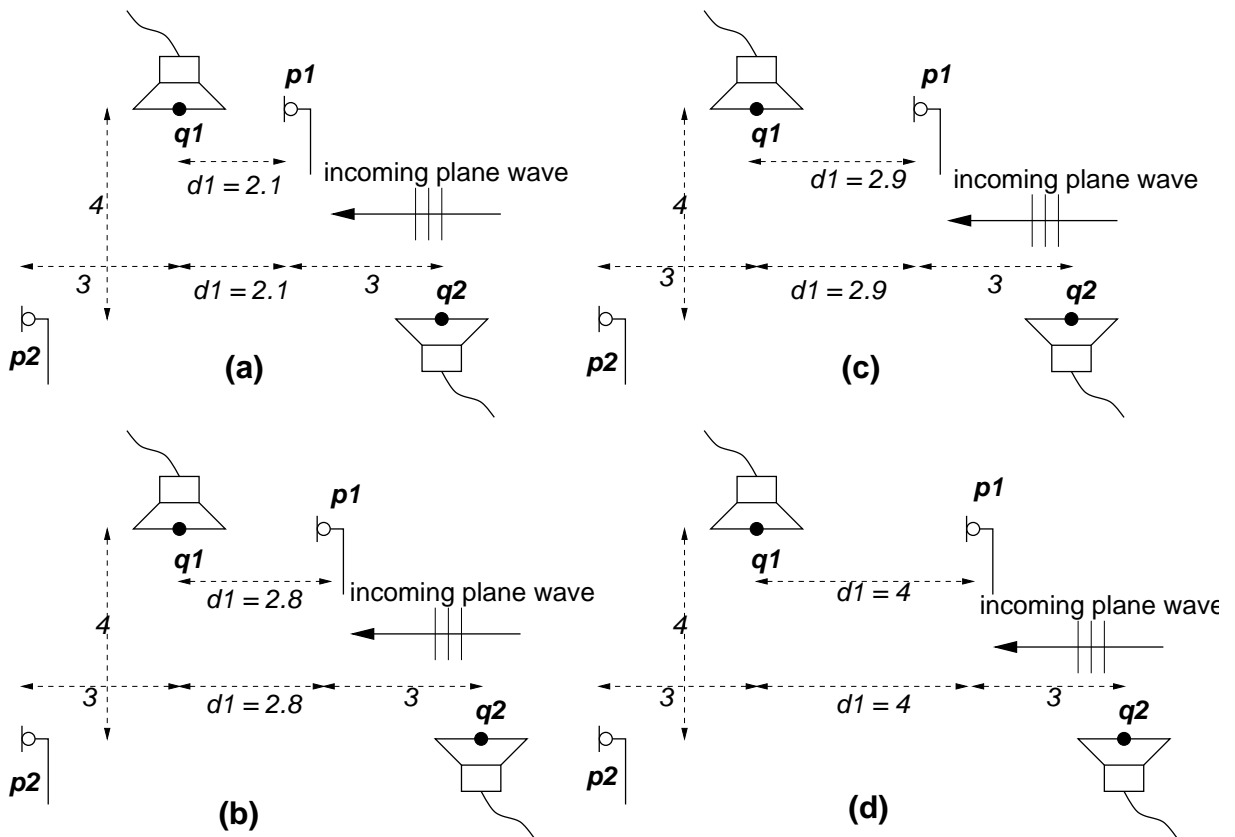


FIG. 2.9 – 4 dispositifs particuliers en champ libre

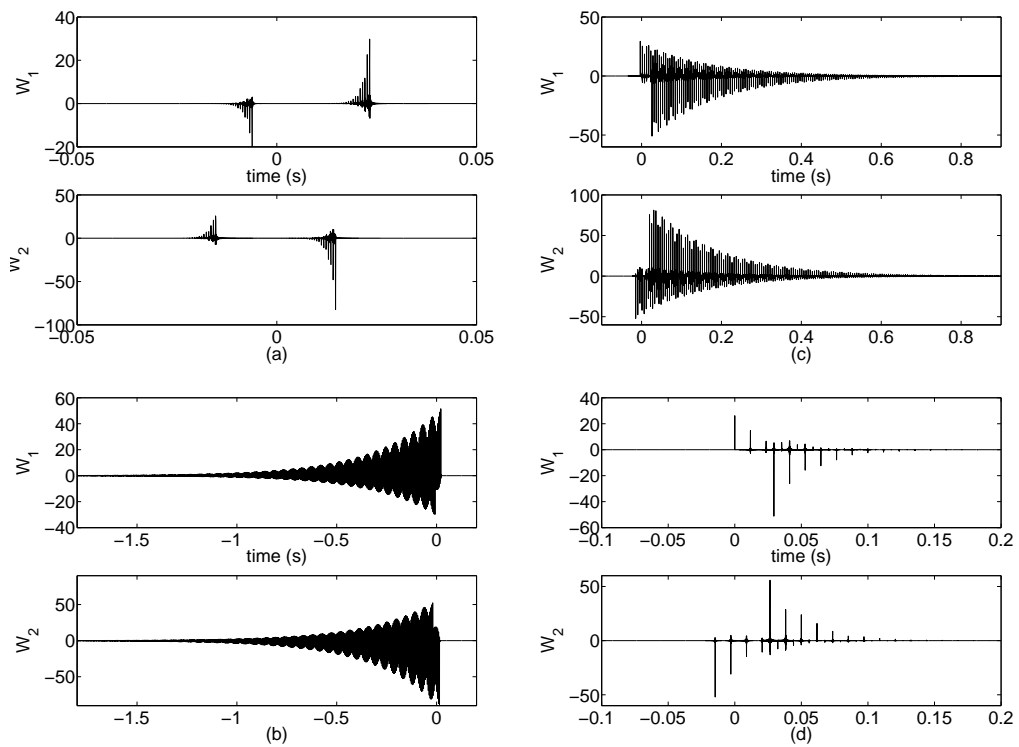


FIG. 2.10 – Réponses impulsionnelles des filtres de contrôle optimaux pour les 4 cas de la figure 2.9

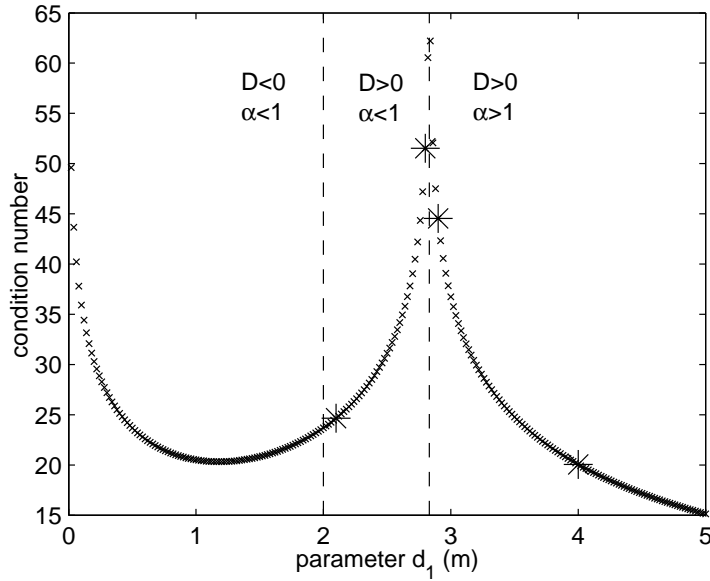


FIG. 2.11 – Conditionnement de la matrice de transfert secondaire en fonction du paramètre d_1 2.9

qu'un mauvais conditionnement est source de difficultés de convergence de l'algorithme FXLMS. En pratique il faudra donc s'efforcer de minimiser le conditionnement du transfert secondaire pour prévenir ces problèmes de convergence et d'anti-causalité du contrôle.

2.2 Traitement de sources instationnaires multiples

Pour réduire un bruit large bande atteignant un ou plusieurs microphones de minimisation, les sections précédentes ont montré qu'un contrôle actif efficace devait faire appel à un signal de référence qui détecte le bruit avec une avance temporelle parfois très importante. Dans le cas de sources primaires multiples, la détection à l'avance de bruits en provenance de toutes les directions requiert a priori au moins quatre capteurs de référence pour circonscrire la zone de minimisation (par un tétraèdre). L'algorithme FXLMS présenté en section A.4 peut être adapté au cas de plusieurs signaux de référence mais, si ces différents signaux sont corrélés, de sérieuses difficultés de convergence peuvent être rencontrées (*cf.* [60] et [61]); si au contraire les sources primaires sont décorréées, la cohérence entre deux signaux microphoniques diminue rapidement en fonction de la distance entre les microphones, ce qui rend inefficace le contrôle du bruit sur l'un des microphones par filtrage du bruit sur l'autre. Le choix du nombre et de la position des capteurs de référence s'avère donc crucial pour un bon contrôle du bruit produit par des sources large bande multiples; un bon compromis doit être trouvé entre la cohérence et la relation de causalité à garantir entre les signaux de référence et de minimisation. L'algorithme de contrôle à utiliser pour la configuration de transducteurs retenue doit également s'avérer efficace en temps réel. Au cours de sa thèse [2], Claire Bordier a testé sur des expériences de principe en chambre sourde plusieurs stratégies de contrôle possibles en présence de sources multiples. Les résultats obtenus ont été récemment mis à profit pour la thèse d'Aurélié Boudier qui concerne, dans le



FIG. 2.12 – Enregistrement de signaux acoustiques en centre d'appel

cadre de l'Action Concertée Incitative CNRS-INRS baptisée Anti-BRUit actif sur un Poste de Travail, le contrôle du bruit sur les oreilles des opérateurs des centres d'appel téléphoniques. On va illustrer ici la problématique du contrôle du bruit de sources multiples par quelques résultats obtenus par Aurélie Boudier.

2.2.1 Cohérence vs. causalité

La figure 2.12 donne une idée du problème de bruit sur les oreilles des opérateurs des centres d'appel et des stratégies qu'on peut envisager de mettre en œuvre pour le réduire par contrôle actif. Le bruit de fond, dont le niveau peut s'élever à 65dB(A) sur un plateau densément occupé, perturbe l'écoute de leur interlocuteur par les opérateurs qui sont alors tentés d'amplifier le signal téléphonique jusqu'à un niveau dommageable pour leur audition. Les sources du bruit de fond, constituées notamment par les autres opérateurs et leur ordinateur, sont décorrélées et multiples. Comme les opérateurs portent un casque audiophonique, on pourrait superposer au signal téléphonique adressé aux haut-parleurs du casque un signal d'anti-bruit destiné à atténuer le bruit de fond.

La bande de fréquence visée (300-3400Hz, ce qui correspond à la bande passante téléphonique) et le fait que les casques soient ouverts et très légers rendent inapplicable un contrôle par *feedback*; pour un contrôle par *feedforward*, il faut déterminer le ou les signaux de référence qui permettent une prédiction linéaire causale du bruit sur les oreilles des opérateurs. Une possibilité consiste à entourer l'opérateur de microphones comme autour de la tête acoustique de la figure 2.12. De cette façon on favorise a priori la causalité de la prédiction. Une autre possibilité consiste à utiliser pour chaque oreille un unique microphone de référence plus proche de l'opérateur, ce qui favorise la cohérence entre les signaux de référence et de minimisation, a priori au détriment de la causalité de la prédiction. La figure 2.13 montre la simulation a posteriori, à partir de signaux

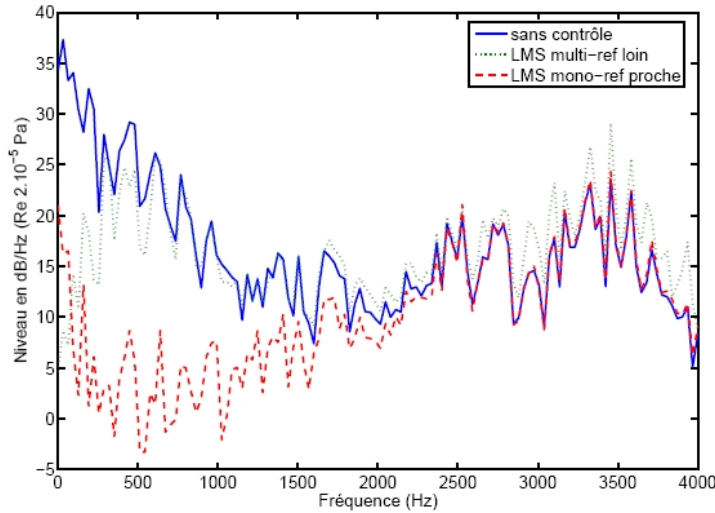


FIG. 2.13 – Niveau du bruit sur une oreille de tête artificielle en centres d’appels téléphoniques : avant (—) et après soustraction du bruit prédit par LMS (avec huit références éloignées (· · ·) et une référence proche (- - -))

enregistrés en centre d’appel, du niveau moyen de pression acoustique sur une oreille lorsqu’on lui soustrait la composante prédite, de façon linéaire causale, à l’aide d’un algorithme LMS qui utilise comme référence soit un ensemble de microphones qui entourent la tête à 70cm de distance, soit un microphone à 3cm de l’oreille. Il apparaît que l’utilisation d’un microphone de référence proche donne les meilleurs résultats. Une analyse plus complète [3] et d’autres mesures en chambre sourde ou en milieu plus réverbérant que les centres d’appel montrent que, bien que les sources de bruit soient instationnaires, large bande et réparties tout autour de l’oreille de mesure, le signal de minimisation en fond d’oreille est relativement prédictible à partir d’une seule mesure acoustique, notamment parce qu’il est coloré par la tête ; en revanche la complexité du champ acoustique même en milieu peu réverbérant suffit à rendre incohérents des signaux de référence plus éloignés et le bruit en fond d’oreille.

2.2.2 Minimisation de signaux instationnaires

Le contrôle de sources instationnaires multiples soulève la question de la causalité et de la cohérence entre des signaux microphoniques qui sont dictées par les modalités de la propagation acoustique dans le milieu considéré. Il soulève également la question, qui ne relève cette fois que du traitement du signal, de l’*adaptativité* des algorithmes de contrôle aux variations des propriétés statistiques du bruit. Avec des signaux instationnaires, une façon simple et efficace d’améliorer la stabilité et la vitesse de convergence de l’algorithme FXLMS présenté en annexe A.4 consiste à utiliser, dans la formule A.24 de mise à jour des coefficients de filtres de contrôle, un coefficient de convergence β variable :

$$\beta(n) = \frac{\mu}{N \left(\hat{P}_x(n) + \varepsilon^2 \right)} \quad (2.13)$$

où μ est un coefficient de convergence normalisé compris entre 0 et 2, N est la longueur de la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle et $\hat{P}_x(n)$ est une estimation de la valeur quadratique moyenne instantanée du signal de référence filtré x . Cette estimation peut être effectuée en temps réel de manière récurrente :

$$\hat{P}_x(n) = (1 - \gamma)\hat{P}_x(n-1) + \gamma x^2(n) \quad (2.14)$$

La valeur quadratique moyenne de x est alors estimée à travers une fenêtre exponentielle glissante de largeur $\frac{1}{\gamma}$ [32]. Le paramètre ε , qui restreint dans l'équation 2.13 le coefficient de convergence lorsque la puissance estimée est faible, peut être fixé à une valeur proche du bruit de fond. L'algorithme FXLMS utilisant un coefficient de convergence sous la forme 2.13 est souvent appelé NFXLMS pour *Normalized Filtered-X Least Mean Square*. Bien que de très nombreuses autres versions du FXLMS aient été proposées, il semble que dans leur pratique quotidienne les spécialistes du contrôle actif s'en tiennent à l'algorithme NFXLMS ; c'est par exemple l'algorithme proposé avec le système de contrôle «clé en main» vendu par la société Soft dB¹.

Pour traiter le bruit dans les centres d'appel, d'autres algorithmes ont toutefois été envisagés en collaboration avec l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications dans le cadre de l'ACI ABRUPT. En effet ce bruit est surtout composé de signaux de parole pour lesquels des algorithmes très performants ont été développés à l'ENST, notamment pour l'annulation d'écho en téléphonie main libre [50]. Malheureusement, la notion de temps réel est plus contraignante en contrôle acoustique actif qu'en télécommunication : alors que des temps de latence de quelques millisecondes sont tolérables en téléphonie, pendant le même temps un bruit primaire se propage sur des distances significatives. Ainsi l'algorithme GMDF- α , excellent en annulation d'écho, n'est-il pas compatible avec les contraintes de causalité du contrôle actif en centre d'appel. D'autres algorithmes, avec optimisation de la convergence par bandes de fréquences mais sans introduire de retards significatifs ([13], [63]), sont encore à l'essai au LMA mais il ne semble pas que les résultats obtenus avec l'algorithme NFXLMS puissent être significativement améliorés.

2.3 Quelques considérations psychoacoustiques

Dans le cas d'un unique son pur, minimiser la pression acoustique par contrôle actif est équivalent à minimiser le niveau du bruit perçu par un auditeur ; la constante multiplicative reliant ces deux grandeurs est fournie par les courbes d'isonie. Dans les autres cas, la minimisation de la pression n'induit pas celle du bruit perçu. Il faut prendre en compte les mécanismes mis en évidence par la psychoacoustique pour évaluer, a posteriori, l'effet audible du contrôle actif de la pression et même pour définir, a priori, le critère que le contrôle doit minimiser pour un effet perçu maximum.

En ce qui concerne la définition du critère de minimisation, on sait que le dB ou le dB(A) ne rendent pas bien compte de la *sonie*, l'intensité subjective d'un bruit, qui est une fonction non linéaire de la pression acoustique. Le dB ne rend pas compte du fait que l'oreille humaine perçoit mieux les sons entre 1 et 4 kHz ; de son côté le dB(A) minimise l'importance des basses

¹cf. <http://www.softdb.com/pdf/dsp/ZEN%20Active%20Controler.pdf>

fréquence quel que soit leur niveau alors qu'à fort niveau la sonie associée à un son basse fréquence est proche de celle d'un son de fréquence plus élevée. Il en résulte d'une part que certains dispositifs de contrôle actif du bruit donnent à l'écoute un résultat décevant en regard du nombre de dB gagnés; d'autre part d'autres dispositifs comme dans les avions à hélice sont perçus comme efficaces alors qu'ils ne permettent une réduction du bruit que de quelques dB(A). Il serait intéressant de minimiser directement par contrôle actif la sonie plutôt que la pression acoustique; malheureusement, estimer la sonie à partir d'un capteur de pression suppose un calcul non linéaire et non causal. Réciproquement, il arrive parfois que l'objectif du contrôle ne soit pas de diminuer la gêne perçue mais simplement de gagner 1 dB pour satisfaire une norme. Par ailleurs, même si la sonie d'un bruit a effectivement été réduite par contrôle actif des composantes basse fréquence, il arrive que l'auditeur qui perçoit plus nettement les composantes non traitées juge par comparaison le contrôle comme «rajoutant du bruit». Un phénomène lié au *masquage* peut également se produire avec un son pur très bien atténué dans un «bruit de fond» de niveau élevé; il arrive que le bruit contrôlé soit perçu comme plus gênant que le bruit sans contrôle. Plus généralement, une réduction de la sonie par contrôle actif peut ne pas être appréciée par un auditeur si d'autres attributs du son tels que l'*acuité* ou la *rugosité* sont modifiées pas le contrôle, la *qualité* d'un bruit ou la gêne qu'il provoque ne dépendant pas que de la sonie.

A titre d'illustration, la figure 2.14, tirée du rapport de fin de projet de dernière année de P. Augereau et V. Christaud, élèves à l'ESM2, montre la densité de sonie et quelques autres indicateurs du bruit enregistré sur autoroute dans une voiture et les quantités correspondantes après simulation du contrôle actif de la pression. La réduction obtenue par contrôle actif est de l'ordre de 5dB, de 3dB(A) et de 2 phones. Ces chiffres sont très modestes mais, à l'écoute des signaux, l'atténuation permise par le contrôle apparaît comme très significative. D'après S. Meunier, psychoacousticienne au LMA, il semble dans ce cas que l'*émergence* du bruit moteur à basse fréquence soit en fait largement responsable de la gêne perçue. Par ailleurs, si l'on sait que le dB(A) ne rend bien pas compte de la perception des bruit basse fréquence de fort niveau, il semble que cela soit également le cas de la sonie calculée selon le modèle de Zwicker. En fait, dans le cas de ce bruit moteur, seule une batterie de tests psychoacoustiques permettrait de préciser quels sont les attributs gênants que le contrôle acoustique actif devrait s'efforcer de minimiser. De tels tests ont été conduits pour le bruit de soufflante des turboréacteurs dans le cadre du projet «Modélisation, contrôle actif et évaluation psycho-acoustique du bruit», financé par le Réseau «Recherche aéronautique sur le supersonique», mené avec le LAUM et le LEA et dont j'ai assuré la coordination (*cf.* [8] [45]).

Enfin, récemment, plusieurs travaux ont été consacrés à l'évaluation systématique a posteriori des performances psychoacoustiques d'un contrôle actif de la pression (*cf.*, au LMA, [5]). D'autres s'efforcent d'intégrer des concepts issus de la psychoacoustique, comme l'utilisation de bruits masquants [37], à l'optimisation de dispositifs de contrôle actif. Le calcul approximatif et la minimisation en temps-réel de la sonie de sons large bande constitue un sujet d'étude actuellement envisagé au LMA. On notera pour terminer que les collaborations relativement nouvelles entre spécialistes du contrôle actif et de la psychoacoustique ne se font pas au bénéfice unique des

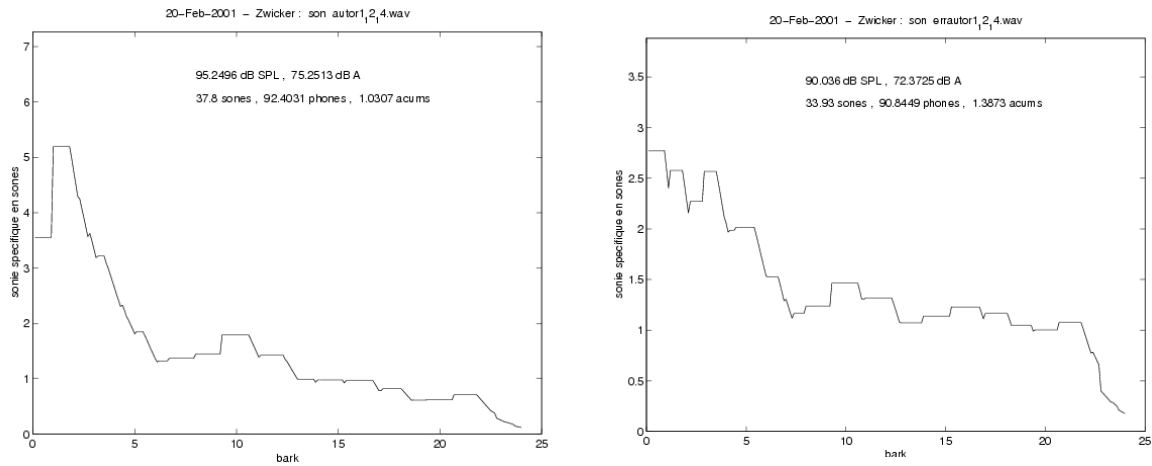


FIG. 2.14 – Densité de sonie et autres indicateurs de niveau du bruit dans une voiture (à gauche) et du bruit résiduel après simulation de contrôle actif de la pression acoustique (à droite)

premiers : les techniques du contrôle actif ont permis de réaliser des simulateurs destinés à la conduite de tests de psychoacoustique comme par exemple au LMA sur la perception du «bang» des avions supersoniques [51].

Chapitre 3

Vers des problèmes de contrôle mieux posés

3.1 Performances d'un contrôle mal conditionné

3.1.1 Performances d'un système «carré»

Dans le cas du contrôle d'un son pur avec autant de sources secondaires que de capteurs de minimisation, le contrôle optimal conduit en théorie à un contrôle parfait, *i.e.* avec annulation complète du bruit sur les capteurs. On montre par exemple qu'un algorithme FXLMS converge vers la solution optimale s'il reste stable même si les réponses impulsionnelle des transferts secondaires qu'il utilise sont inexactes, ce qui n'est pas le cas avec un nombre de capteurs supérieur au nombre de sources [11].

Pourtant, les atténuations qu'on observe en pratique avec de telles configurations «carrées» de transducteurs ne sont pas forcément très élevées. Dans le cas monovoie du contrôle basse fréquence en conduit, on observe bien une atténuation supérieure à 60dB et on peut incriminer le bruit ambiant, l'arithmétique finie des micro-processeurs ou la vibration du conduit pour expliquer le bruit résiduel sur le capteur de minimisation. Ces explications ne tiennent pas dans les cas multivoies ; la figure 3.1 montre par exemple les atténuations obtenues dans un conduit, sur 8 microphones de minimisation et avec 8 sources, à 800Hz où seul le mode plan est propagatif et à 2600Hz où plusieurs modes contribuent au champ. Les performances du contrôle sont limitées et, alors que les paramètres du contrôleur et de l'algorithme utilisés étaient identiques lors des deux mesures, elles dépendent de la fréquence ; il faut chercher les facteurs qui limitent l'atténuation non pas dans l'imperfection de la mesure ou du hardware mais dans la physique du problème de contrôle.

Aujourd'hui on ne dispose que d'une seule explication à cette limitation des performances observée sur des systèmes carrés : dans le cas multivoies, un mauvais conditionnement de la matrice de transfert secondaire ralentit tellement la convergence de l'algorithme FXLMS que le contrôle optimal ne peut être atteint en pratique. Au prix d'hypothèses un peu fortes on peut en effet montrer que chacune des valeurs singulières σ_i de la matrice de transfert est associée à un «mode» et à une constante de temps de convergence de l'ordre de σ_1/σ_i échantillons [11]. Si la

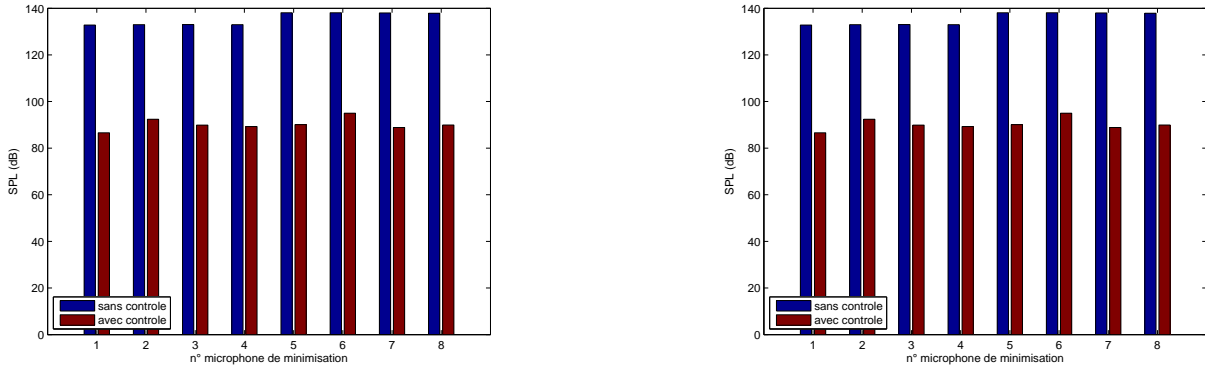


FIG. 3.1 – Bruit avec et sans contrôle dans un conduit à 800Hz et 2600Hz

matrice de transfert est mal conditionnée, le temps de convergence de certains modes peut n'être plus inférieur aux temps caractéristiques des fluctuations de l'environnement ; la convergence de ces modes peut aussi être noyée dans les erreurs d'arrondis. Du coup l'algorithme ne convergera plus en pratique vers la solution optimale. Les performances effectives du contrôle peuvent toutefois être prédites sans mettre en œuvre l'algorithme FXLMS : on peut filtrer l'effet des modes lents dans le calcul direct de la commande en régularisant l'inversion de la matrice de transfert secondaire.

3.1.2 L-curve et TSVD

Bien que la figure 3.1 ait été obtenue avec un algorithme de contrôle sans régularisation, simuler un contrôle régularisé pour s'affranchir des modes de convergence lents doit permettre de retrouver les performances observées en temps réel. Une première possibilité consiste pour cela à utiliser la régularisation de Tikhonov [31] qui revient à substituer à l'inverse d'une valeur singulière $\frac{1}{\sigma_i}$ la quantité $\frac{\sigma_i}{\sigma_i^2 + \lambda^2}$. Si l'on note \mathbf{H} la matrice de transfert, \mathbf{f} le vecteur des bruits primaires et \mathbf{u} le vecteur des signaux de commande, cette technique équivaut à minimiser le critère :

$$J_\lambda = \|\mathbf{H}\mathbf{u} + \mathbf{f}\|^2 + \lambda^2 \|\mathbf{u}\|^2 \quad (3.1)$$

La régularisation de Tikhonov peut donc aussi être utilisée dans les cas où les commandes optimales non pénalisées seraient inacceptables ; on verra dans ce cas dans la section suivante comment mettre en œuvre la régularisation de Tikhonov en temps-réel.

La figure 3.2 représente la classique courbe en L (*L-curve*, cf. [31]) qui traduit, pour le dispositif qui a conduit à la figure 3.1, le compromis obtenu à 800Hz en fonction du paramètre de régularisation λ entre le bruit résiduel et l'amplitude des commandes. Sur cette figure on constate que l'atténuation obtenue expérimentalement (40dB en moyenne sur la figure 3.1) coïncide avec le « coin du L » qui indique les niveaux d'atténuation et de commandes à partir desquels le conditionnement du transfert influe sur la solution. Il semble donc que la courbe en L soit un indicateur susceptible de prédire la limitation des performances d'un système de contrôle liée à son conditionnement ; d'autres confirmations expérimentales sont toutefois nécessaires pour être plus affirmatif. Un atout certain en revanche de la courbe en L tient au fait qu'elle prend

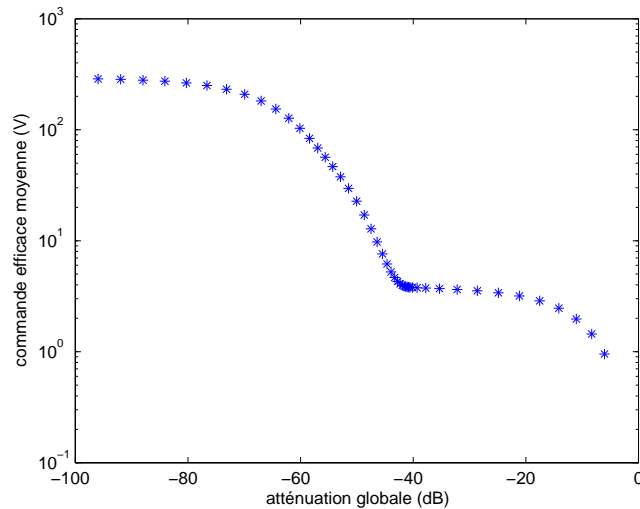


FIG. 3.2 – Compromis coût/performance du contrôle à 800Hz

bien en compte le bruit primaire dans l'analyse du conditionnement du transfert secondaire, à la différence d'une analyse basée uniquement sur les valeurs singulières du transfert secondaire. Enfin on notera bien que, dans l'exemple présenté, ça n'est pas le niveau maximum acceptable des commandes qui restreint les performances du contrôle (les haut-parleurs ne saturent pas avec un algorithme FXLMS sans leakage) mais bien les constantes de temps des «modes lents» de convergence du FXLMS.

Pour prédire l'atténuation obtenue expérimentalement avec un algorithme FXLMS (*sans* pénalisation), il est donc possible d'effectuer le calcul direct de la commande régularisée via un paramètre λ qui soit une fraction de la plus grande valeur singulière de \mathbf{H} . Dans le cas monovoie, ce calcul du contrôle optimal avec régularisation de Tikhonov a l'inconvénient de contraindre le contrôle alors qu'aucun problème de conditionnement ne freine la convergence de l'algorithme FXLMS. C'est pourquoi, pour tenir compte des problèmes de conditionnement dans la prédiction du contrôle, on peut utiliser plutôt la technique de régularisation appelée *Truncated SVD* [31] : pour l'inversion de la matrice de transfert secondaire les premières valeurs singulières sont conservées telles quelles et les suivantes, à partir d'un seuil par exemple fixé à 1% de la plus grande, sont annulées. Dans le cas multivoies du conduit ci-dessus, les deux techniques ont donné des résultats équivalents mais, dans un cas monovoie, la TSVD ne pénalise pas inutilement le contrôle. Enfin on notera bien que cette prédiction des performances du contrôle qui prend en compte le conditionnement n'est pas restreinte aux matrices de transfert carrées, elle est utilisable quels que soient les nombres de voies.

La saturation des commandes peut également être un obstacle à la convergence d'un algorithme FXLMS si les sources secondaire ne sont pas assez puissantes pour contrer le bruit primaire. Dans les cas favorables où le système est bien conditionné et dimensionné, ça sera finalement l'ensemble des bruit parasites (notamment le bruit de quantification en sortie du contrôleur) qui restreindront les paramètres du système. Pour terminer cette section, la figure 3.3 résume, sur

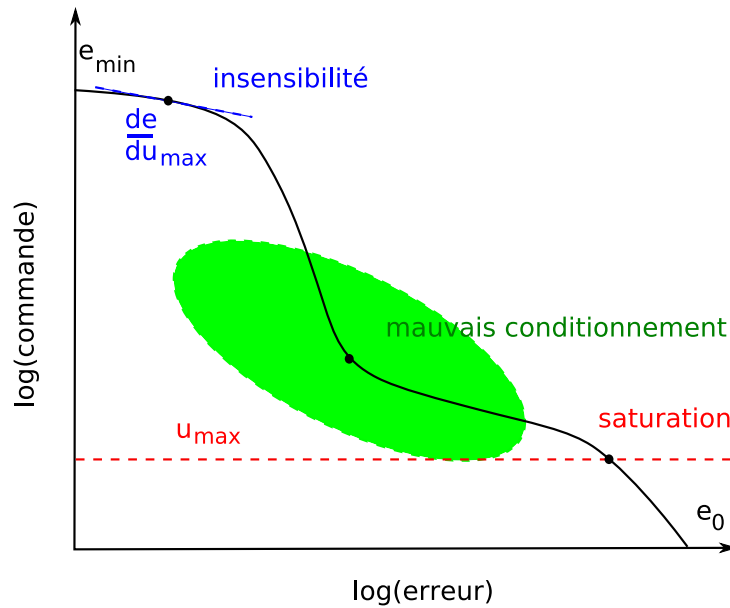


FIG. 3.3 – Trois points de fonctionnement possible du contrôle adaptatif

une courbe en L type, les différents problèmes de convergence que peut rencontrer un algorithme adaptatif et les points de fonctionnement qui peuvent en découler.

3.2 Leakage vs. régularisation de Tikhonov

Le contrôle acoustique actif avec un grand nombre de voies conduit fréquemment à traiter des problèmes mal posés. Dans certains cas le problème à résoudre est rigoureusement singulier, par exemple si le nombre de sources secondaires est plus grand que le nombre de capteurs de minimisation ou que le nombre de DDL du champ acoustique à traiter. Plus généralement, un mauvais conditionnement de la matrice de transfert secondaire peut conduire à un contrôle inefficace parce que les commandes nécessaires s'avèrent trop élevées pour les haut-parleurs secondaires ou, comme au paragraphe précédent, parce que les algorithmes de contrôle en temps réel convergent mal.

Deux approches sont classiquement utilisées pour régulariser les problèmes de contrôle acoustique actif multivoies. D'une part, comme au paragraphe précédent, la régularisation de Tikhonov est bien adaptée pour optimiser un dispositif de contrôle via des simulations numériques dans le domaine fréquentiel ; elle permet d'apprécier avant contrôle le compromis entre efficacité du contrôle et amplitude des commandes. D'autre part, une régularisation analogue peut être obtenue dans le calcul en temps réel de signaux de commande : introduire un coefficient de *leakage* dans l'algorithme FXLMS (cf. A.24) (cf. [11], section 3.4.7) permet de pénaliser la norme des coefficients de la Réponse Impulsionnelle Finie (RIF) d'un filtre de contrôle.

En son pur, les deux formulations de la pénalisation sont équivalentes : des mêmes niveaux de commande sont obtenus avec deux paramètres de pénalisation égaux à *une constante multiplicative près*. Il est intéressant, une fois optimisé dans le domaine fréquentiel le compromis performance/commande, de pouvoir introduire directement dans le calcul temporel le coefficient

de leakage qui reproduit cette optimisation. J'ai donc cherché à rendre explicite la constante multiplicative qui relie le paramètre de régularisation de Tikhonov dans le domaine fréquentiel et le coefficient de *leakage* de l'algorithme FXLMS dans le domaine temporel. Les résultats sont présentés ici en détail dans la mesure où ils n'ont pas encore été publiés.

3.2.1 Critères de minimisation et notations

Dans le domaine fréquentiel, la régularisation de Tikhonov de l'inversion matricielle de la matrice \mathbf{H} permet de déterminer le vecteur de transfert $\mathbf{W}(\omega)$ qui minimise :

$$J_\omega = \|\mathbf{H}(\omega)\mathbf{W}(\omega) + \mathbf{F}(\omega)\|^2 + \gamma^2\|\mathbf{H}(\omega)\|^2\|\mathbf{W}(\omega)\|^2 \quad (3.2)$$

où :

- \mathbf{H} désigne la matrice des transferts secondaires entre \mathbf{u} et \mathbf{e} ,
- $\|\mathbf{H}(\omega)\|$ désigne la plus grande valeurs singulière de $\mathbf{H}(\omega)$,
- \mathbf{F} est le vecteur des transferts primaires entre x et \mathbf{e} ,
- γ est un paramètre adimensionnel de régularisation qui pénalise plus ou moins fortement la commande.

Dans le domaine temporel et, pour simplifier les notations, dans le cas monovoie, l'algorithme leaky-FXLMS permet de déterminer en temps réel le vecteur \mathbf{w} de réponse impulsionnelle finie du filtre qui minimise (*cf.* [11]) :

$$J_t = \|(\mathbf{h} * \mathbf{w} + \mathbf{f}) * x(n)\|_t^2 + \nu\|\mathbf{w}\|^2 \quad (3.3)$$

où :

- $\|\bullet\|$ désigne la norme 2 d'un vecteur
- $\|\bullet\|_t$ désigne la valeur quadratique moyenne de $\|\bullet(t)\|$
- $*$ désigne le produit de convolution, composante par composante, entre deux matrices de RIF,
- \mathbf{h} est la matrice des RIF associée à la matrice de transfert secondaire qui relie le vecteur de signaux de commande \mathbf{u} en sortie de micro-processeur au vecteur \mathbf{e} en entrée de processeur des signaux d'erreur à minimiser,
- \mathbf{f} est le vecteur des RIF associées aux transferts entre le signal de référence x et les signaux à minimiser \mathbf{e} .
- ν est le coefficient de leakage utilisé dans la formule d'adaptation de \mathbf{w} :

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = (1 - \nu\beta)\hat{\mathbf{w}}(n) - \beta\mathbf{R}(n)e(n) \quad (3.4)$$

où $\hat{\mathbf{w}}$ désigne le vecteur des RIF des filtres de contrôle mises bout à bout et \mathbf{R} désigne ce qu'on appelle la *référence filtrée* (sous-entendu par les transferts secondaire).

Dans le critère (3.3) (à comparer au critère A.19 en annexe A.4), la pénalisation de la commande est obtenue indirectement par pénalisation de la norme du vecteur des RIF des filtres de contrôle. On notera enfin que la réponse impulsionnelle \mathbf{h} dans la formule (3.3) englobe la fonction de transfert globale du contrôleur temps réel mais que le vecteur \mathbf{f} n'inclut pas, lui, les éléments du contrôleur situés en aval du processeur de calcul ni la période d'échantillonnage nécessaire au micro-processeur pour toute opération d'entrée/sortie.

3.2.2 Correspondance entre les critères fréquentiel et temporel

Si x est un son pur à la pulsation ω , le critère J_t peut être réécrit sous la forme :

$$J_t = \|\mathbf{H}(\omega)\mathbf{W}(\omega) + F(\omega)\|_t^2 + \nu \frac{\|\mathbf{w}\|^2}{\|\mathbf{H}(\omega)\|^2 \|\mathbf{W}(\omega)\|^2} \|\mathbf{H}(\omega)\|^2 \|\mathbf{W}(\omega)\|^2 \quad (3.5)$$

$$J_t = \|x(n)\|_t^2 \left[\|\mathbf{H}(\omega)\mathbf{W}(\omega) + F(\omega)\|^2 + \nu \frac{\|\mathbf{w}\|^2}{\|x(n)\|_t^2 \|\mathbf{H}(\omega)\|^2 \|\mathbf{W}(\omega)\|^2} \|\mathbf{H}(\omega)\|^2 \|\mathbf{W}(\omega)\|^2 \right] \quad (3.6)$$

Par conséquent en comparant les équations (3.2) et (3.6) il apparaît que les critères de minimisation fréquentiel et temporel seront équivalents si :

$$\nu = \frac{\gamma^2 \|x(n)\|_t^2 \|\mathbf{H}(\omega)\|^2 \|\mathbf{W}(\omega)\|^2}{\|\mathbf{w}\|^2} \quad (3.7)$$

Cette relation entre ν et γ fait encore intervenir la solution \mathbf{w} du problème de minimisation formulé dans le domaine temporel. Pour s'en affranchir, on peut substituer à \mathbf{w} la représentation RIF $\tilde{\mathbf{w}}$ de $\mathbf{W}(\omega)$ qui a le même nombre de coefficients n_w que \mathbf{w} et qui est à norme $\|\tilde{\mathbf{w}}\|$ minimale. En effet c'est bien vers cette solution, à norme minimale, que l'algorithme FXLMS avec leakage doit converger. $\tilde{\mathbf{w}}$ peut s'obtenir en introduisant :

$$\mathbf{Z}(\omega) = \left(1 e^{-i\omega/f_e} \dots e^{-i(n_w-1)\omega/f_e} \right) \quad (3.8)$$

On a alors :

$$\tilde{\mathbf{w}} = \begin{pmatrix} \Re(\mathbf{Z}(\omega)) \\ \Im(\mathbf{Z}(\omega)) \end{pmatrix}^\dagger \begin{pmatrix} \Re(\mathbf{W}(\omega)) \\ \Im(\mathbf{W}(\omega)) \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

où l'exposant \dagger désigne la pseudo-inversion.

Le coefficient de leakage ν qui conduit en principe à une même amplitude de signal de commande (et d'erreur) dans les domaine temporel et fréquentiel est finalement donné par :

$$\nu = \frac{\gamma^2 \|x(n)\|_t^2 \|\mathbf{H}(\omega)\|^2 \|\mathbf{W}(\omega)\|^2}{\|\tilde{\mathbf{w}}\|^2} \quad (3.10)$$

Réciproquement, le calcul dans le domaine temporel d'un vecteur de RIF de contrôle permettrait de calculer une réponse en fréquence $\tilde{\mathbf{W}}(\omega)$ utilisable pour établir l'équivalence entre le coefficient de leakage et celui de Tikhonov.

Enfin, dans le cas de plusieurs sons purs, on peut considérer que la convergence de l'algorithme FXLMS se fait de façon découplée à chacune des fréquences. On peut alors déduire avec la formule (3.10) un ensemble de paramètres de Tikhonov $\gamma(\omega_k)$ à partir d'un coefficient de leakage ν mais il n'est plus possible d'assigner les signaux de commande à un niveau donné dans un algorithme FXLMS à partir d'un unique paramètre de minimisation. En large bande l'atténuation des différentes fréquences est un problème couplé (entre autres par la contrainte de causalité), ce qui ne permet pas de donner de correspondance générale entre les différentes pénalisations. L'utilisation de plusieurs signaux de référence n'étant pas justifiée dans le cas de sons purs, la formule (3.10) ne présente pas non plus d'intérêt dans les cas multi-références.

3.2.3 Illustration numérique

Pour illustrer la formule (3.10) on va simuler, à une fréquence d'échantillonnage de 1000Hz, le contrôle du signal de minimisation $e = \pi \sin 2\pi 300t$ à partir du signal de référence $x = \sqrt{2} \sin 2\pi 330t$ et à l'aide d'un dispositif de contrôle dont la RIF est $h = [0 \ 0 \ 3]$. Le tableau ci-dessous compare les valeurs quadratiques moyennes u des signaux de commande et des atténuations \mathcal{A} obtenues, d'une part, dans le domaine fréquentiel et, d'autre part, après convergence dans le domaine temporel d'un algorithme FXLMS incorporant un coefficient de *leakage* calculé à l'aide de la formule (3.10). Chaque ligne du tableau correspond à une simulation dans le domaine temporel, n_w désignant la longueur de la RIF du filtre de contrôle. Les résultats ont été obtenus pour un coefficient de convergence normalisé de l'algorithme FXLMS égal à 0,4.

γ	n_w	u_{freq}	u_{temp}	\mathcal{A}_{freq} (dB)	\mathcal{A}_{temp} (dB)
0	2	0.7405	0.7407	$+\infty$	223
0.05	2	0.7386	0.7099	52.1	27.2
0.05	10	0.7386	0.7385	52.1	50.7
0.05	50	0.7386	0.7385	52.1	52.1
0.2	2	0.7120	0.4357	28.3	7.20
0.2	10	0.712	0.7076	28.3	27.0
0.5	2	0.5924	0.1818	14.0	1.1
0.5	10	0.5924	0.5666	14.0	12.6
1	10	0.3702	0.2920	6.0	4.3

En premier lieu ce tableau montre bien que l'augmentation du paramètre de pénalisation conduit à une diminution du niveau des commandes et de l'atténuation. Il montre ensuite que l'utilisation du coefficient de *leakage* calculé à l'aide de la formule (3.10) conduit à des niveaux de commande et d'atténuation toujours inférieurs à ceux prédits par la simulation fréquentielle. Enfin les valeurs obtenues se rapprochent lorsque la longueur de la RIF du filtre de contrôle augmente si bien qu'en pratique on peut dire que les deux stratégies de pénalisation conduisent à des résultats de contrôle similaires dès $n_w = 10$, valeur pour laquelle l'algorithme FXLMS commence probablement à conduire à une minimisation précise.

3.3 Contrôle approximativement diagonal

L'étendue spatiale ou fréquentielle d'un contrôle acoustique actif est proportionnelle au nombre de transducteurs utilisés. En revanche, la complexité d'un contrôle en temps réel avec un algorithme de type FXLMS multivoies est proportionnelle au *produit* des nombres de capteurs de minimisation et de sources secondaires, ce qui limite à quelques dizaines le nombre de voies qu'on peut traiter couramment aujourd'hui. C'est pourquoi la communauté du contrôle actif travaille à des stratégies de contrôle *décentralisé* pour lesquelles il n'est pas nécessaire de regrouper et de traiter simultanément tous les signaux. Une architecture possible consiste à juxtaposer des

contrôleurs autonomes ; si chacun des contrôleurs reçoit un seul signal de minimisation et pilote une seule source secondaire à l'aide d'un algorithme de type FXLMS monovoie, on parlera de *contrôle approximativement diagonal* dans la mesure où ce dispositif est équivalent à un contrôle FXLMS multivoies où les termes extra-diagonaux de la matrice de transfert secondaire seraient négligés dans le calcul des signaux de commande. La complexité d'un contrôle approximativement diagonal est proportionnelle au nombre de transducteurs mais ses performances sont différentes de celles du contrôle couplé : les contrôleurs sont autonomes mais pas indépendants, le bruit secondaire produit par l'un modifie le signal de minimisation capté par un autre. On peut toutefois chercher à minimiser les interactions entre voies dès la conception du dispositif de contrôle et espérer que la nature adaptative de l'algorithme FXLMS lui permettra de prendre en compte les interactions résiduelles pour aboutir à un contrôle efficace.

On dispose d'une condition de stabilité du contrôle approximativement diagonal qui est facile à évaluer à partir du calcul ou de la mesure de la matrice de transfert entre des sources secondaires et des capteurs de minimisation. Cette condition est utile pour optimiser la conception d'un dispositif de contrôle diagonal mais elle n'est exacte que dans le cas de sons purs et d'adaptation lente du contrôleur ; on va voir qu'elle peut s'avérer trop sévère en pratique. On va ensuite montrer que l'approximation diagonale du contrôle peut améliorer l'atténuation du bruit primaire obtenue en pratique. Enfin on montrera comment utiliser une approximation diagonale du contrôle dans un cas où la matrice de transfert secondaire ne s'y prête apparemment pas.

3.3.1 Stabilité

L'approximation diagonale d'un contrôle par *feedforward* avec un algorithme de type FXLMS revient à remplacer, dans le calcul en temps réel des coefficients des filtres de contrôle, la matrice de transfert secondaire effective \mathbf{H} par la matrice $\hat{\mathbf{H}}$ obtenue en n'en conservant que les coefficients diagonaux. On peut donc recourir aux résultats connus sur la convergence et la stabilité du contrôle FXLMS multivoies avec biais sur la matrice de transfert secondaire : dans le cas mono-fréquentiel et sous l'hypothèse d'adaptation lente du filtre de contrôle, un algorithme de type FXLMS convergera si, et seulement si, les valeurs propres de la matrice $\hat{\mathbf{H}}^*\mathbf{H}$ à la fréquence de travail sont à partie réelle positive [11] :

$$\forall m, \Re(\lambda_m(\hat{\mathbf{H}}^*\mathbf{H})) > 0 \quad (3.11)$$

De plus, avec autant de capteurs de minimisation que de sources secondaires, l'algorithme FXLMS avec biais sur le transfert secondaire convergera vers la solution optimale sans biais. Toutefois, les inégalités 3.11 ne sont robustes à une petite erreur de mesure sur la matrice \mathbf{H} que si les grandeurs $\Re(\lambda_m(\mathbf{H}^*\mathbf{H}))$ calculées à partir des mesures sont numériquement pertinentes, autrement dit si la matrice \mathbf{H} n'est pas trop mal conditionnée.

Un résultat théorique un peu moins simple peut être obtenu en levant l'hypothèse de convergence lente ; il permet de prendre en compte l'état initial du contrôleur et les constantes de temps présentes dans le transfert secondaire. En revanche, dans le cas large bande, on ne dispose pas de condition nécessaire et suffisante de stabilité du contrôle approximativement diagonal. En ignorant toutes les conséquences de la causalité du contrôle sur le couplage entre fréquences et sur

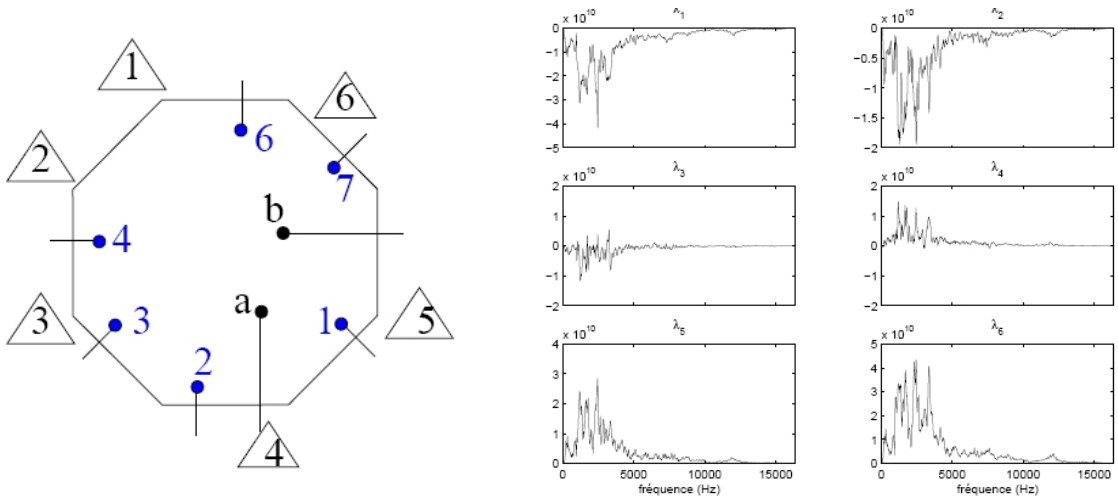


FIG. 3.4 – Dispositif de contrôle en chambre sourde et indicateurs de stabilité $\Re(\lambda_m(\hat{\mathbf{H}}\mathbf{H}))$ correspondants

l'efficacité du contrôle, on peut supposer que l'approximation diagonale du contrôle sera stable si les inégalités 3.11 sont vérifiées sur toute la plage de fréquences considérée. Toutefois la figure 3.4, tirée de la thèse de Claire Bordier [2], montre les 6 valeurs $\Re(\lambda_m(\hat{\mathbf{H}}\mathbf{H}))$ calculées à partir de mesures sur un dispositif de contrôle dans la grande chambre sourde du LMA. Bien que les inégalités 3.11 ne soient pas vérifiées à toutes les fréquences, le contrôle diagonal avec ce dispositif s'est avéré parfaitement stable. Un résultat similaire a été constaté au LMA pour d'autres dispositifs de contrôle diagonal. Il semble donc que les inégalités 3.11 soient trop contraignantes dans les cas large bande ; elles peuvent être utilisées de manière indicative pour optimiser un dispositif de contrôle à diagonaliser mais elles ne permettent pas de prédire exactement la stabilité du contrôle.

3.3.2 Gain en performances

Une complexité réduite n'est pas le seul avantage a priori des dispositifs où les interactions entre les voies de contrôle sont limitées : d'abord, si chacune des voies de contrôle est associée à un algorithme FXLMS normalisé, le conditionnement de la matrice de transfert secondaire ne sera pas un obstacle à la convergence du contrôle ; ensuite, dans les cas large bande, appairer des capteurs de minimisation et des sources secondaires permet de prévenir les problèmes d'anti-causalité liés à l'inversion algébrique de la matrice de transfert secondaire (*cf.* section 2.1.3) ; enfin, dans le cas de champs acoustiques complexes, utiliser un microphone de référence proche d'un microphone de minimisation permet d'assurer une bonne cohérence entre les signaux (*cf.* section 2.2.1).

D'une façon plus inattendue, la comparaison au laboratoire des performances d'un contrôle multivoies et de son approximation diagonale a montré que le contrôle diagonal pouvait, en pratique, permettre d'atteindre un niveau d'atténuation du bruit très supérieur. En effet, négliger les interactions entre paires de transducteurs de contrôle permet de gagner en espace mémoire et

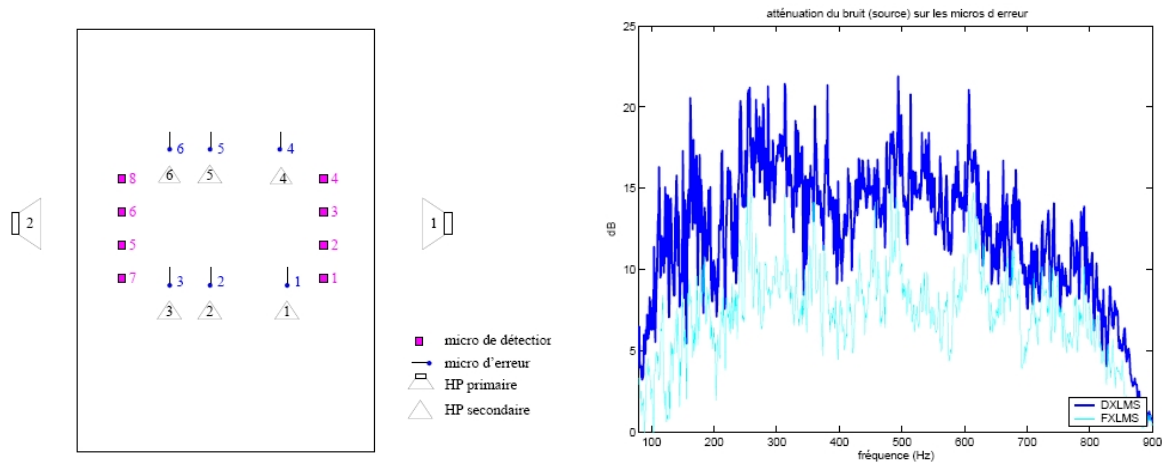


FIG. 3.5 – Dispositif de contrôle en cavité et atténuations obtenues avec les algorithmes FXLMS et DXLMS

en temps de calcul dans la mise en œuvre de l'algorithme FXLMS en temps réel. Les ressources machine ainsi libérées permettent d'augmenter la fréquence d'échantillonnage du contrôleur ou la longueur des réponses impulsionnelles des filtres de contrôle ; on peut de cette façon obtenir une bien meilleure atténuation dans le cas de bruits large bande. La figure 3.5, tirée de la thèse de Claire Bordier [2], compare les performances obtenues avec l'algorithme FXLMS et son approximation diagonale DXLMS lorsqu'on utilise au mieux les performances du contrôleur COMPARS du LMA (*cf.* [43] pour des détails sur le COMPARS).

3.3.3 Diagonalisation d'un dispositif donné

Il est parfois possible de favoriser, dès sa conception, le caractère diagonal d'un dispositif de contrôle. Par exemple, en champ libre, la diagonale d'une matrice de transfert secondaire sera d'autant plus dominante que chacune des sources secondaires est proche d'un capteur de minimisation associé. Néanmoins, un capteur situé dans le champ proche d'une source secondaire ne donnera lieu à une minimisation que sur une zone très peu étendue de l'espace ; en pratique on ne pourra donc pas toujours rapprocher suffisamment les sources des capteurs pour assurer la stabilité de l'approximation diagonale du dispositif de contrôle. Pour favoriser le caractère diagonal d'un dispositif en champ libre on pourra aussi utiliser des sources secondaires et des capteurs de minimisation *directifs* (*cf.* [54]).

Dans le cas de milieux confinés il n'est pas si facile de concevoir a priori des dispositifs de contrôle dont l'approximation diagonale conduise à un contrôle stable. En revanche, pour un dispositif donné, on peut chercher à combiner a posteriori les signaux de minimisation et de commande pour aboutir à une nouvelle matrice de transfert approximativement diagonale. Cette combinaison peut être élaborée à partir de la connaissance que l'on a de la propagation acoustique dans le milieu considéré. Par exemple la matrice de transfert \mathbf{H} entre 3 paires de haut-parleurs et 4 microphones de minimisation, disposés tous les 90° autour d'une section du conduit du

projet CoMBE, a été mesurée à 1500Hz comme :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 21.988 - 15.790 i & -56.025 + 36.286 i & -26.935 + 3.1142 i \\ 20.668 - 15.945 i & -23.179 + 22.204 i & 49.716 - 13.155 i \\ 19.257 - 15.707 i & 56.781 - 31.734 i & 30.714 - 4.8326 i \\ 22.281 - 13.936 i & 22.885 - 21.870 i & -52.794 + 13.119 i \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

A 1500Hz on sait que seuls trois modes contribuent à la propagation acoustique dans le conduit. Les 3 paires de haut-parleurs on été choisies pour exciter chacune un mode de façon privilégiée : les haut-parleurs de chaque paire sont en vis à vis, deux paires avec leurs haut-parleurs en opposition de phase sont en quadrature sur le conduit et la troisième paire a ses haut-parleurs en phase. On peut donc définir, à partir du vecteur \mathbf{p} des pressions microphoniques, un nouveau vecteur \mathbf{p}_d de signaux de minimisation approximativement orthogonaux :

$$\mathbf{p}_d = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) & -\cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & -\cos(\theta) & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \mathbf{p} = \mathbf{Cp} \quad (3.13)$$

où θ repère le décalage angulaire entre les haut-parleurs et les microphones. La matrice de transfert entre les sources et le nouveau vecteur de signaux de minimisation \mathbf{p}_d vaut alors (avec $\theta = \pi/7$) :

$$\mathbf{H}_d = \mathbf{C} \mathbf{H}_d = \begin{bmatrix} 84.194 - 61.377 i & 0.46201 + 4.8860 i & 0.70102 - 1.7545 i \\ 1.7606 - 0.94655 i & -121.62 + 80.408 i & -7.4631 - 4.2401 i \\ 2.6386 + 1.7744 i & -7.4426 - 10.196 i & -117.37 + 27.120 i \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

La diagonale de \mathbf{H}_d est dominante, le contrôle avec un algorithme FXLMS diagonal sera stable. On notera bien que \mathbf{H}_d n'est pas rigoureusement diagonale notamment à cause des disparités entre haut-parleurs et de l'étalonnage approximatif des microphones ; le découplage des degrés de liberté de la propagation acoustique n'est pas parfait, on ne peut pas identifier le vecteur \mathbf{p}_d aux pressions modales. En revanche le découplage est largement suffisant pour assurer un contrôle diagonal efficace. En temps réel, le temps machine et la mémoire nécessaires pour effectuer les opérations de l'équation 3.13 seront plus que compensés par l'utilisation d'un algorithme FXLMS diagonal.

Même si les modalités de la propagation sont mal connues, tout système de contrôle mono-fréquence peut être diagonalisé par décomposition de sa matrice de transfert en valeurs singulières : $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^*$. En effet, la matrice de transfert obtenue, d'une part, en multipliant les signaux de minimisation et de commande par les matrices de vecteurs singuliers et, d'autre part, en écartant les voies associées à une valeur singulière nulle est diagonale : $\mathbf{U}^*\mathbf{H}\mathbf{V} = \mathbf{\Sigma}$. La diagonalisation aveugle d'un dispositif de contrôle actif large bande n'est en revanche pas possible en général : chaque fréquence est associée à un jeu de vecteurs singuliers, le découplage large bande des degrés de liberté du transfert n'est pas forcément causal et il demande un filtrage des

signaux plus coûteux en ressources machine. En revanche, si la propagation peut être décrite par un jeu de modes indépendants de la fréquence, la diagonalisation du dispositif de contrôle est possible.

Chapitre 4

Vers le contrôle de grandeurs non mesurées

Les dispositifs de contrôle actif visent en général à minimiser des grandeurs directement mesurées et fournies à l'unité centrale de contrôle. Toutefois, dans certains cas, il est souhaitable de réduire des quantités non mesurées, qu'il s'agisse de grandeurs inaccessibles pour des raisons pratiques (comme la pression dans le champ lointain d'une soufflante de turboréacteur) ou de grandeurs conceptuelles pour lesquelles on ne dispose pas de capteur (comme la pression diffractée par une surface). En l'absence de prise directe d'information, le système de contrôle doit recourir à un *modèle* de la quantité à minimiser. Tout contrôle acoustique actif fait déjà appel à un minimum de connaissance sur le système à contrôler, notamment sur la fonction de transfert secondaire entre les sources d'anti-bruit et les points de minimisation, mais cette connaissance peut n'être qu'approximative si l'on a un accès direct à la quantité à minimiser : dans le cas d'un contrôle par *feedforward* avec un algorithme FXLMS, la stabilité et les performances du contrôle sont très robustes à une mauvaise modélisation du transfert secondaire [11], ce qui explique en grande partie que son utilisation soit si générale ; la nature itérative de l'algorithme compense bien des erreurs de modèle. De même en contrôle par *feedback*, le théorème du petit gain stipule qu'une majoration du gain de la boucle ouverte suffit pour concevoir un contrôle stable (*cf. e.g.* [57]). Avec des grandeurs non mesurées on prendra le risque supplémentaire qu'une erreur de modélisation, une dérive temporelle ou un bruit de mesure sur les grandeurs accessibles conduise à une mauvaise estimation de la quantité à traiter ; c'est pourquoi les applications du contrôle de grandeurs physiques non directement mesurées sont délicates à mettre en œuvre et sont rares en pratique.

On va considérer ici plusieurs approches mises en œuvre au LMA pour le contrôle de grandeurs non mesurées. Dans un premier temps on va s'intéresser au contrôle des variables d'un modèle d'état du dispositif et expliquer pourquoi cette approche ne semble aujourd'hui pas la meilleure en contrôle acoustique actif. On va ensuite présenter l'algorithme baptisé *Simplified Remote Microphone Technique* (SRMT) qui permet, sans augmenter le volume des calculs à mener en temps réel, de minimiser la pression acoustique en d'autres points que ceux où sont réellement disposés les microphones. On présentera enfin la stratégie proposée récemment au LMA pour le contrôle du champ de pression diffracté par une surface quelconque, sa mise en œuvre en

temps réel sur une expérience de démonstration puis une étude préliminaire au contrôle actif des réflexions en paroi de chambre sourde à basse fréquence.

4.1 Contrôle des variables d'un modèle d'état

4.1.1 Principes et mise en œuvre

Tout dispositif de contrôle actif linéaire peut être décrit par le système d'équations :

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{n+1} = \mathbf{A}\mathbf{X}_n + \mathbf{B}\mathbf{u}_n + \mathbf{v}_n \\ \mathbf{Y}_n = \mathbf{C}\mathbf{X}_n + \mathbf{D}\mathbf{u}_n + \mathbf{w}_n \end{cases} \quad (4.1)$$

où \mathbf{Y}_n représente le vecteur des signaux de minimisation à l'instant n , \mathbf{u}_n celui des signaux de commande et \mathbf{w}_n le bruit primaire sur les capteurs de minimisation. Le vecteur \mathbf{X} représente un ensemble de variables internes, dites d'état, qui contiennent toute l'information sur la dynamique du système observé par \mathbf{Y} et contrôlé par \mathbf{u} . Si le dispositif de contrôle est stationnaire les matrices \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , et \mathbf{D} sont constantes. Une très abondante littérature scientifique propose des stratégies pour le contrôle optimal de systèmes décrits par une représentation d'état du type 4.1. Ainsi le contrôle Linéaire Quadratique Gaussien (LQG, aussi appelé H_2) [38], le contrôle H_∞ [16] ou plus récemment le contrôle défini par des *Linear Matrix Inequalities* [4] ont-ils tous pour objet la minimisation de différents critères portant sur le vecteur d'état \mathbf{X} , moyennant diverses hypothèses sur les bruits d'état \mathbf{v} et de mesure \mathbf{w} .

A la différence d'un contrôle avec un algorithme FXLMS, qui ne minimise que les signaux de mesure, les stratégies de contrôle d'état visent à contrôler tous les degrés de liberté spatiaux observés et excités par un dispositif de contrôle. De plus, la connaissance a priori que l'on a du comportement du dispositif permet de donner un «sens physique» précis aux variables d'état d'une représentation identifiée à partir d'un transfert secondaire mesuré ; par exemple, dans le cas d'une structure vibrante ou d'une cavité acoustique, ces variables seront typiquement des déplacements et des vitesses modaux. Du coup il est possible de chercher à minimiser une fonction des variables d'état qui corresponde à un critère de haut-niveau conceptuel, par exemple une énergie rayonnée en champ lointain qui s'exprime comme une forme quadratique des variables modales d'une structure vibrante.

Au LMA j'ai mis en œuvre en temps réel le contrôle LQG des vibrations et du rayonnement acoustique de plaques vibrantes munies de transducteurs piézoélectriques [17, 18]. Il a fallu pour cela recourir à des techniques assez fines d'identification des éléments du modèle d'état correspondant aux transferts secondaires, au bruit primaire et à la grandeur à minimiser. Avec une stratégie de contrôle LQG (ou H_∞), le calcul hors-ligne des filtres optimaux pour l'estimation du vecteur d'état, à partir des mesures, et pour le calcul de la commande, à partir du vecteur d'état, demande ensuite la résolution d'équations de Lyapunov et de Ricatti matricielles avec des méthodes numériques spécifiques [9]. En revanche la programmation en temps réel du contrôle LQG demande relativement peu de ressources informatiques : le modèle d'état est une représentation économique des entrées/sorties du dispositif sous la forme de filtres IIR et non FIR comme avec un algorithme FXLMS. Au cours de sa thèse Laurent Deschaintres s'est également

penché sur l'obtention et le recalage de modèles d'état numérique ainsi que sur le contrôle de la transparence acoustique des plaques [24, 10].

Une atténuation spatialement globale des vibrations et du bruit rayonné par des plaques a pu être obtenue au laboratoire alors que le nombre de transducteurs utilisés était très inférieur au nombre de modes à contrôler ; les détails des résultats et de la procédure de contrôle, assez délicate et complexe à mettre en œuvre, sont données dans les références indiquées ci-dessus. La figure 4.1 montre un résultat, obtenu en 1998 mais non publié, de contrôle des vibrations d'une plaque excitée par une couche limite turbulente avec un nombre de Mach de l'ordre de 0,3. La figure montre une image obtenue au vibromètre laser à balayage des vibrations de la plaque, à la fréquence de résonance de son mode 3-1, que le contrôle permet d'atténuer significativement. Ces résultats ont été obtenus avec Marc Georgelin, scientifique du contingent au LMA, et en collaboration avec Gilles Robert à l'Ecole Centrale de Lyon dans le cadre du GDR Vibroacoustique.

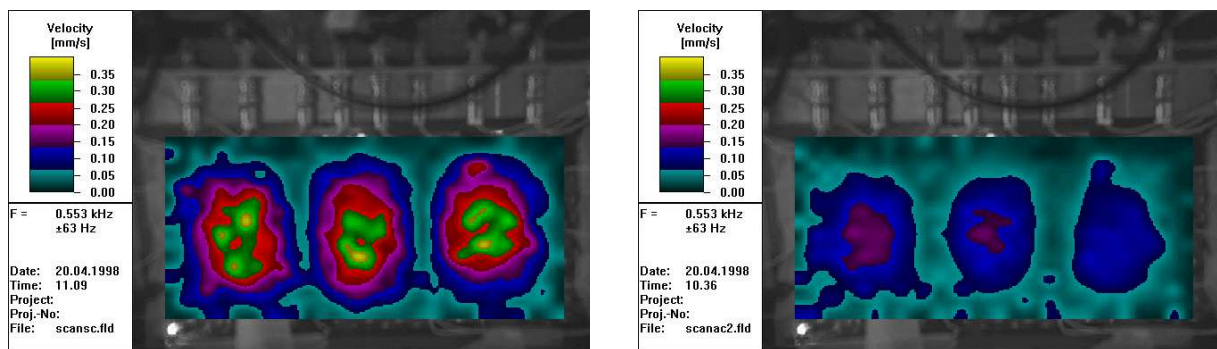


FIG. 4.1 – Contrôle LQG avec des transducteurs piézo-électriques d'une plaque au contact d'une couche limite turbulente : image de la vitesse normale à la fréquence de résonance du mode 3-1 sans (à gauche) et avec contrôle (à droite)

4.1.2 Contrôle d'état vs. contrôle FXLMS

Malgré les succès obtenus au LMA en contrôle LQG, il me semble aujourd'hui que les stratégies de contrôle de type H_2 , H_∞ ou LMI ne sont pas bien adaptées au contrôle actif acoustique ou vibratoire. En premier lieu, la dynamique des systèmes vibroacoustiques est relativement complexe ; élaborer un modèle d'état suffisamment précis demande une identification à partir de mesures qui s'avère souvent délicate et difficile à automatiser. De plus, dans le cas de systèmes peu résonnants, la présence de retards liés à la propagation augmente la dimension des modèles d'état. La figure 4.2, tirée de la thèse de Laurent Deschaintres [10], compare les performances des contrôles LQG et FXLMS des vibrations d'une plaque munie de transducteurs piézoélectriques excitée par un champ acoustique incident large bande. Le contrôle FXLMS utilise un des signaux de référence comme signal de référence et son modèle interne du transfert secondaire est simplement constitué par les réponses impulsionnelles des transducteurs directement mesurées puis sévèrement tronquées compte tenu de la mémoire disponible. Les performances des deux contrôles sont similaires mais le contrôle LQG a demandé une identification difficile à automati-

ser puis des calculs numériques assez lourds ; au contraire la mesure des réponses impulsionnelles pour le FXLMS s'effectue en «presse-bouton» et le calcul des commandes (en fait l'optimisation du paramètre de convergence) ne demande que la rotation d'un potentiomètre ! Cette différence dans la complexité de mise en œuvre des algorithmes m'a fait abandonner les stratégies de contrôle par *feedback* multivariable au profit des stratégies par *feedforward* adaptatif.

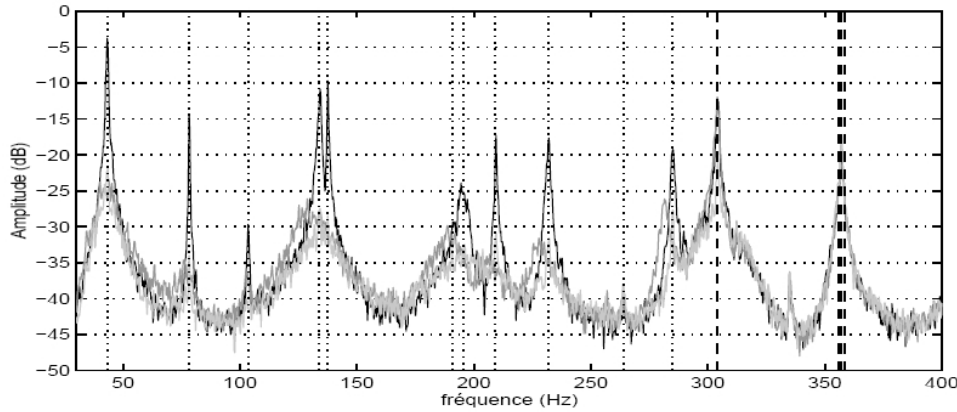


FIG. 4.2 – Comparaison des contrôles LQG et FXLMS avec des transducteurs piézo-électriques des vibrations d'une plaque excitée par un champ acoustique large bande : densité d'énergie vibratoire sans contrôle (en noir), avec contrôle LQG (en gris foncé), avec contrôle FXLMS (en gris clair)

En deuxième lieu, alors qu'un avantage a priori du contrôle d'un modèle d'état est la possible minimisation de variables non accessibles à la mesure, l'interprétation qu'on peut avoir des variables d'état n'est en général pas quantitativement précise ; en pratique l'atténuation de grandeurs dérivées du modèle d'état obtenue peut s'avérer décevante. La figure 4.3, toujours tirée de [10], compare les atténuations LQG et FXLMS du bruit rayonné par la même plaque. Le contrôle FXLMS, qui utilise une prise d'information acoustique directe, conduit à de bien meilleurs résultats que le contrôle LQG qui estime le rayonnement à partir du modèle d'état. Vouloir contrôler précisément une grandeur non mesurée sur la base d'un modèle d'état s'avère un peu illusoire ; le modèle n'est suffisamment précis que pour la minimisation des grandeurs directement mesurées (comme en figure 4.2). La figure 4.4 montre les vibrations de la plaque lorsqu'on minimise le bruit rayonné ; il semble impossible d'expliquer l'atténuation obtenue sur le rayonnement avec le FXLMS en termes de vibrations. L'hypothèse implicite au contrôle LQG du rayonnement (le rayonnement est une forme quadratique des vitesses modales qui sont des variables du modèle d'état) n'est pas assez exacte pour un contrôle efficace. Pour un contrôle vibroacoustique (sans prise d'information acoustique) efficace, la modélisation d'état des vibrations n'est pas une approche concluante. L'utilisation d'un algorithme SRMT (*cf.* section suivante), avec une mesure hors-ligne de transferts vibro-acoustiques, constitue une piste à mes yeux plus prometteuse aujourd'hui.

Enfin, en troisième lieu, le filtrage des signaux de minimisation proposé par une stratégie H_2 ou H_∞ est optimal pour un bruit primaire stationnaire. Un filtrage FXLMS qui s'adapte en permanence au bruit primaire donnera donc de meilleurs résultats dans le cas de sources pri-

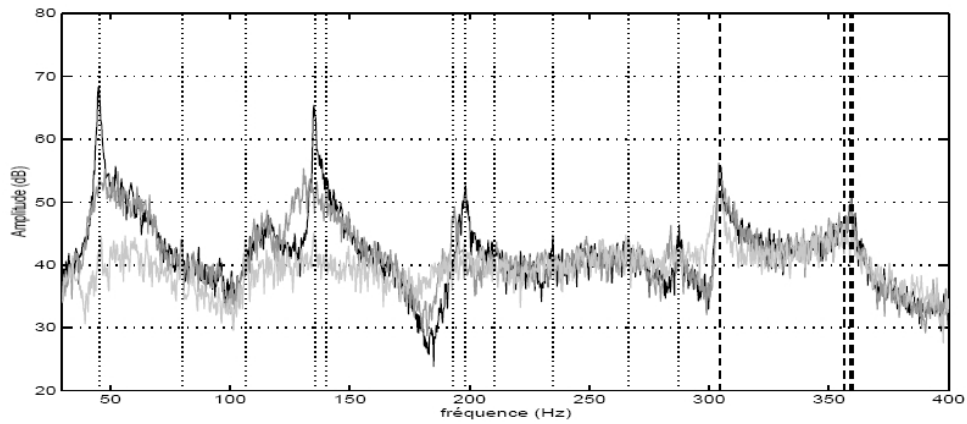


FIG. 4.3 – Comparaison des contrôles LQG et FXLMS avec des transducteurs piézo-électriques du rayonnement d'une plaque excitée par un champ acoustique large bande : densité d'énergie acoustique rayonnée sans contrôle (en noir), avec contrôle LQG (en gris foncé), avec contrôle FXLMS (en gris clair)

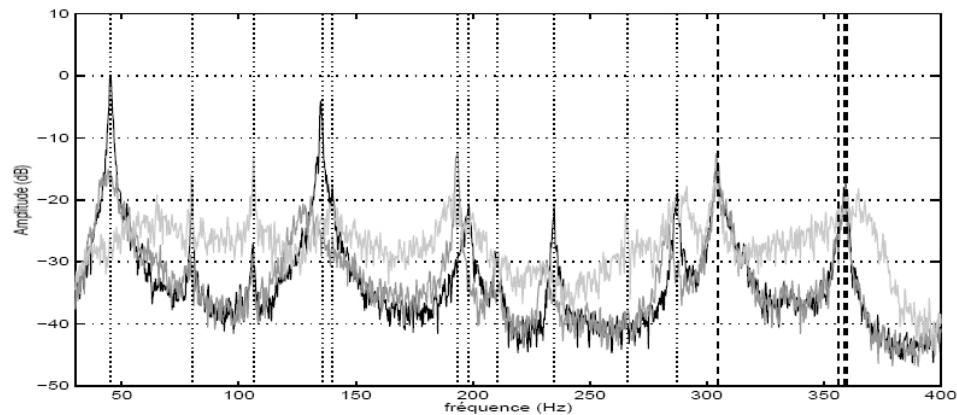


FIG. 4.4 – Vibrations d'une plaque munie de transducteurs piézo-électriques avec contrôle de son rayonnement acoustique : densité d'énergie vibratoire sans contrôle (en noir), avec contrôle LQG (en gris foncé), avec contrôle FXLMS (en gris clair)

maires instationnaires. De plus en pratique on constate souvent, dans le cas de sources large bande stationnaires en théorie, que le contrôle FXLMS se dégrade lorsqu'on fige l'adaptation des coefficients du filtre de contrôle ; il s'avère que le caractère adaptatif de l'algorithme lui permet de tirer parti au mieux des caractéristiques statistiques «instantanées» de bruits supposés stationnaires.

4.2 Contrôle déporté avec l'algorithme SRMT

4.2.1 L'algorithme RMT

Dans de nombreuses situations pratiques on souhaite réduire le bruit en des points où, pour des raisons pratiques, il n'est possible de disposer des microphones que lors d'une phase préliminaire

de mesures. Une possibilité consiste alors à déterminer à chaque fréquence, à partir des mesures hors-ligne, une matrice \mathbf{G} de transfert du bruit primaire entre des points où l'on pourra laisser ensuite des microphones et les points de minimisation désirés ; pour viser un contrôle déporté sur ces points de minimisation dits «virtuels», on pourra y estimer le vecteur des pressions primaires \mathbf{p}_v^p à partir des pressions primaires sur les microphones dits «réels» \mathbf{p}_r^p :

$$\mathbf{p}_v^p = \mathbf{G}\mathbf{p}_r^p \quad (4.2)$$

Le contrôle usuel par *feedforward* avec un algorithme FXLMS utilise comme signaux de minimisation e la somme des pressions primaires \mathbf{p}^p et secondaires \mathbf{p}^s . En notant \mathbf{H}_r et \mathbf{H}_v les matrices, qu'on peut mesurer hors ligne, de transfert entre la commande des sources secondaires \mathbf{u} et les microphones réels et virtuels, le signal à minimiser pour un contrôle déporté de la pression sur les microphones virtuels s'écrit, à partir de la pression \mathbf{p}_r sur les microphones réels ;

$$\mathbf{e} = \mathbf{G}\mathbf{p}_r^p + \mathbf{H}_v\mathbf{u} = \mathbf{G}(\mathbf{p}_r - \mathbf{p}_r^s) + \mathbf{H}_v\mathbf{u} = \mathbf{G}(\mathbf{p}_r - \mathbf{H}_r\mathbf{u}) + \mathbf{H}_v\mathbf{u} \quad (4.3)$$

L'algorithme de minimisation FXLMS du signal de minimisation 4.3 a été baptisé RMT pour *Remote Microphone Technique* par Alain Roure qui l'a appliqué avec succès au contrôle, dans les avions à hélice, du bruit au niveau de la tête des passagers à partir de mesures au niveau des compartiments à bagages à main [53].

4.2.2 L'algorithme SRMT

L'algorithme RMT mis en œuvre au LMA présentait deux inconvénients : d'abord le calcul du signal de minimisation 4.3, qui triple approximativement les ressources en mémoire et en temps machine requises pour un contrôle FXLMS, ne permettait de traiter en pratique avec le contrôleur COMPARS du LMA que des sons purs stationnaires. Ensuite, d'un point de vue plus théorique, une infinité de matrices \mathbf{G} permettent de passer d'un vecteur de pressions réelles à un vecteurs de pressions virtuelles données ; on ne savait a priori pas laquelle retenir pour un fonctionnement optimal de l'algorithme et avec une matrice arbitraire un fonctionnement pathologique de l'algorithme n'était pas à exclure. Dans sa thèse [30], Colas Gronier a suggéré de retenir comme matrice \mathbf{G} celle qui conduit à l'estimation de p_v^p la plus robuste aux erreurs de mesure sur les microphones réels mais cette sélection s'avère numériquement coûteuse ; en cherchant à réduire le coût des calculs à conduire en temps réel, j'ai abouti à une autre solution baptisée *Simplified-RMT*.

La première idée de l'algorithme SRMT consiste à contraindre la matrice de transfert \mathbf{G} à satisfaire, outre l'équation 4.2, une équation aussi valable pour le transfert de tous les bruits secondaires $\mathbf{H}_v = \mathbf{G}\mathbf{H}_r$. Du coup \mathbf{G} doit vérifier :

$$(\mathbf{H}_v \mathbf{p}_v^p) = \mathbf{G} (\mathbf{H}_r \mathbf{p}_r^p) \quad (4.4)$$

Sous cette contrainte on peut constater que le calcul 4.3 du signal de minimisation dégénère en $\mathbf{e} = \mathbf{G}\mathbf{p}_r$. D'un point de vue purement algébrique, il existe une matrice $\hat{\mathbf{G}}$ et une seule qui vérifie 4.4 si le nombre de microphones réels est égal au nombre total de sources primaires et secondaires. D'un point de vue plus physique, quelles que soient les sources de bruit, la

pression sur les microphones virtuels est une fonction de la pression sur une surface fermée contenant les microphones réels ; formellement on peut représenter la pression virtuelle par une intégrale sur la surface des microphones virtuels. Par conséquent la matrice $\hat{\mathbf{G}}$ cherchée est la trace d'un opérateur sous-jacent de propagation acoustique entre deux surfaces. Si la surface des microphones réels renferme toutes les sources de bruit, cet opérateur est indépendant des sources considérées et du nombre de microphones utilisés. Il est donc légitime de vouloir construire une matrice de passage $\hat{\mathbf{G}}$ quel que soit le nombre de transducteurs et, si le problème 4.4 s'avère mal posé, on peut utiliser les techniques usuelles de régularisation pour en identifier une solution approximative.

La deuxième idée de l'algorithme SRMT consiste à utiliser un algorithme *Filtered-Error* LMS, plutôt que l'habituel algorithme FXLMS. Avec l'algorithme FELMS la formule de mise à jour en temps réel des coefficients des filtres de contrôle s'écrit, à comparer à celle du FXLMS présenté en annexe A.4 :

$$\mathbf{W}_k(n+1) = \mathbf{W}_k(n) - \alpha \left[\mathbf{h}^\dagger * \mathbf{e}(n - \tau + \mathbf{1} - \mathbf{k}) \right] \mathbf{x}(n) \quad (4.5)$$

où \mathbf{h}^\dagger représente la réponse impulsionnelle du transfert secondaire, de longueur τ , lue à l'envers. Si $\hat{\mathbf{g}}$ est l'approximation FIR d'une composante de la matrice de transfert $\hat{\mathbf{G}}$, alors, pour un contrôle sur les microphones virtuels, la formule de mise à jour s'écrit :

$$\mathbf{W}_k(n+1) = \mathbf{W}_k(n) - \alpha \left[(\mathbf{h}_v^\dagger * \mathbf{g}) * \mathbf{e}(n - \tau + \mathbf{1} - \mathbf{k}) \right] \mathbf{x}(n) \quad (4.6)$$

La convolution entre le transfert secondaire virtuel \mathbf{h}_v^\dagger et le transfert $\hat{\mathbf{g}}$ de passage des microphones réels aux microphones virtuels peut être effectuée hors ligne. Par conséquent le contrôle du bruit sur des microphones virtuels avec l'algorithme SRMT ne demande guère plus de ressources machine qu'un contrôle FXLMS usuel ; les filtres $\mathbf{h}_v^\dagger * \mathbf{g}$ sont simplement à réponse plus longue a priori que \mathbf{h}_v^\dagger et le nombre de signaux d'erreur à filtrer est en général plus grand que le nombre de signaux de référence filtrés dans l'algorithme FXLMS. L'identification préliminaire des FIR de passage $\hat{\mathbf{g}}$ constitue la seule étape supplémentaire nécessaire au contrôle déporté par rapport à un contrôle direct.

Quelques exemples de mise en œuvre au laboratoire de l'algorithme SRMT sont présentés plus en détail dans [27] et [28]. La figure 4.5, tirée de [28], montre, pour un bruit primaire de type «sinus balayé», un résultat de contrôle du bruit sur un microphone situé juste au-dessus d'un siège de la cavité de la figure 1.3. Le contrôle SRMT, obtenu à partir de microphones réels situés en paroi de la cavité, donne des résultats tout à fait comparables à la minimisation FXLMS directe du bruit. On peut penser que le «sens physique» injecté dans la matrice $\hat{\mathbf{G}}$ rend assez robuste l'estimation des signaux virtuels ; un changement de température créera par exemple une erreur systématique sur les signaux de minimisation virtuels qui ne reviendra finalement qu'à légèrement décaler les points où le champ est estimé. Pour terminer on mentionnera le fait que l'algorithme SRMT est un élément de la stratégie, présentée dans la section suivante, proposée récemment au LMA pour le contrôle du champ diffracté par une surface.

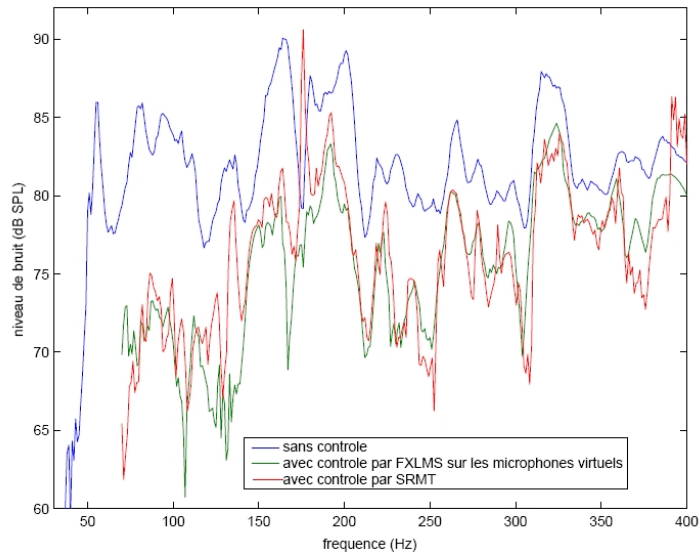


FIG. 4.5 – Comparaison des contrôles FXLMS et SRMT du bruit dans la cavité de la figure 1.3

4.3 Contrôle du champ diffracté

Le problème de la discrétion acoustique des sous-marins a amené les pionniers du contrôle actif à s'intéresser au contrôle du champ diffracté par une surface quelconque. Il a rapidement été montré que ce contrôle était en principe possible (*cf.* [48] pour un historique et une présentation des fondements théoriques du contrôle) mais les stratégies de contrôle initialement proposées n'étaient pas pleinement réalistes et elles n'ont conduit en pratique qu'à des mises en œuvre très restreintes, par exemple à une propagation unidirectionnelle [42]. Plus récemment, plusieurs laboratoires se sont investis dans la mise au point, pour des configurations technologiques différentes, de matériaux hybrides avec un traitement actif pour l'absorption des basses fréquences en complément de celle des hautes fréquences apportée par les caractéristiques passives des matériaux; on peut citer [44] et [39] parmi les publications les plus récentes sur le sujet.

Les matériaux absorbants actifs ont déjà conduit à de bons résultats; l'absorption de bruits propagés en écoulement a par exemple pu être améliorée en laboratoire et son application au bruit de soufflante en entrée de turboréacteur est à l'étude. L'utilisation généralisée d'absorbants actifs demande toutefois la maîtrise de technologies spécifiques. De plus jusqu'à présent le contrôle mis en œuvre vise à minimiser des grandeurs *locales*, comme la pression au travers d'une toile résistive, qui ne permettent qu'une augmentation indirecte de l'absorption. On ne dispose pas encore de stratégie de contrôle directe, pour maximiser l'absorption locale quelle que soit la technologie, ni globale pour minimiser dans son ensemble la perturbation du champ introduite par la surface de contrôle; les matériaux actifs peuvent donc rendre une surface acoustiquement opaque mais pas transparente. C'est pourquoi j'ai cherché il y a quelques années à adapter les techniques, bien maîtrisées au LMA, du contrôle par *feedforward* multivoies à la réduction, avec des haut-parleurs et des microphones usuels, du champ diffracté par une surface quelconque. On a ainsi pu mettre au point une stratégie de contrôle «en boîte noire» du champ diffracté validée dans un premier temps par des expériences unidimensionnelles en conduit [22]; on a ensuite

appliqué cette stratégie au contrôle du champ diffracté par un parallélépipède en chambre sourde [26]. L'algorithme développé au LMA fonctionne mais il n'en réduit pas pour autant le nombre farameux, imposé par les modalités de la propagation acoustique, de transducteurs nécessaires à une application au cas des sous-marins. Il permet en revanche d'envisager raisonnablement le contrôle, avec des haut-parleurs derrière les dièdres, des réflexions acoustiques inévitables à basse fréquence sur les murs des chambres anéchoïques [20] ; l'implantation envisagée du LMA sur un nouveau site fournit une motivation supplémentaire à l'étude de dispositifs qui permettraient effectivement d'assourdir aux basses fréquences une nouvelle chambre anéchoïque.

Les détails de la stratégie développée au LMA pour le contrôle du champ diffracté pourront être trouvés dans les publications [22] et [20] reproduites en annexe C ; on va simplement ici en illustrer les idées clé.

4.3.1 Estimation du champ diffracté

Le champ de pression acoustique diffracté par une surface fermée quelconque S peut être défini, à toute pulsation ω , à partir de la représentation intégrale :

$$p_d(\mathbf{r}, \omega) = \iint_S \left[G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0, \omega) \frac{\partial}{\partial n_0} p(\mathbf{r}_0, \omega) - p(\mathbf{r}_0, \omega) \frac{\partial}{\partial n_0} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0, \omega) \right] dS_0 \quad (4.7)$$

où G désigne la fonction de Green du milieu considéré *sans* la surface S . La représentation 4.7 montre que le champ diffracté p_d est le résultat d'un filtrage de la pression acoustique totale p sur la surface, et de son gradient normal, par un opérateur linéaire indépendant des sources de bruit présentes autour de S . On peut donc estimer la pression diffractée, qui est une grandeur purement conceptuelle, à partir de la pression totale effectivement mesurée autour de l'objet diffractant ; cette estimée pourra ensuite être minimisée par contrôle actif par *feedforward* avec un algorithme adaptatif usuel. En entourant l'objet diffractant de microphones de minimisation plus éloignés et en plaçant les sources secondaires du même côté que l'objet diffractant, on pourra finalement réduire la pression diffractée dans tout l'espace. La figure 4.6, tirée de [22], montre le dispositif envisagé pour le contrôle.

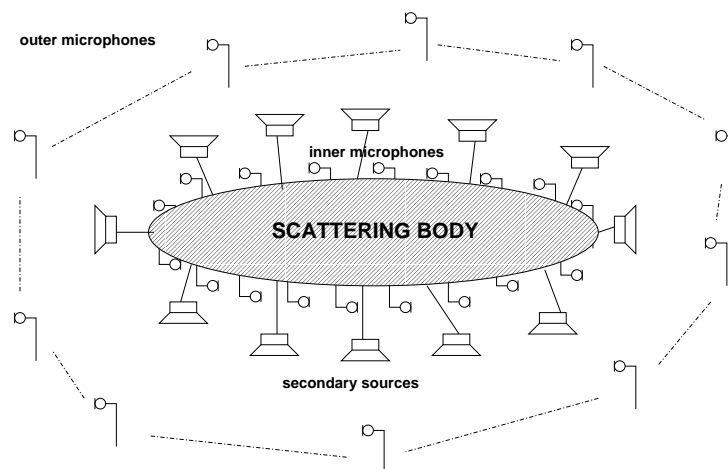


FIG. 4.6 – Un dispositif de contrôle actif du champ diffracté par une surface quelconque

La pression acoustique et son gradient normal sur une surface fermée S sont reliés d'une façon linéaire et bi-univoque (mais pas forcément causale, ce qui pourra perturber le contrôle en temps réel de bruits large bande) en dehors de fréquences singulières discrètes telles que les résonances du problème de Dirichlet intérieur à S (cf. section 1.4). En dessous de la première de ces fréquences ($\sqrt{3}\frac{c}{2a}$ pour un cube de côté a), la représentation 4.7 peut être discrétisée en ne faisant intervenir que des mesures de pression :

$$p_d(\mathbf{r}, \omega) \approx \sum_{k=1}^N g_k(\mathbf{r}, \omega) p(\mathbf{r}_k, \omega) \quad (4.8)$$

Le nombre de points de mesure nécessaire à une bonne estimation de la pression diffractée puis le nombre de points de minimisation nécessaire à son contrôle global sont étudiés dans les références indiquées ci-dessus ; on pourra retenir comme ordre de grandeur *3 points par longueur d'onde* sur chacune des surfaces de microphones. Dans le cas d'un objet qu'on peut aisément insérer ou retirer, on a mis au point au LMA une stratégie efficace d'identification des poids d'intégration g_k dans l'équation 4.8 à partir de mesures expérimentales préliminaires au contrôle [26]. Dans le cas des murs d'une chambre sourde, Alexandre Gintz évalue actuellement, dans le cadre de sa thèse au LMA, différentes stratégies d'identification de l'opérateur de diffraction des murs. Le fait que la chambre puisse être considérée comme anéchoïque si l'on retire ses murs (et si la source de bruit à mesurer n'est pas trop volumineuse) permet aussi d'utiliser la fonction de Green de l'espace libre dans la représentation 4.7.

4.3.2 Mise en œuvre en temps réel

L'estimation 4.8 du champ diffracté à minimiser demande un filtrage des signaux de mesure analogue à celui nécessaire au contrôle déporté étudié en section 4.2. On peut donc mettre à profit pour le contrôle du champ diffracté les développements algorithmiques effectués pour le contrôle déporté et notamment utiliser un algorithme FELMS au lieu du plus usuel FXLMS. En notant classiquement x , \mathbf{w}_k et \mathbf{u} le signal de référence, le filtre de contrôle pour la k -ième source secondaire et le vecteur des signaux de commande, on peut montrer [26] que le contrôle s'obtient en temps réel via les calculs :

$$\mathbf{u}(n+1) = \mathbf{w}(n) * x(n) \quad \text{avec :} \quad (4.9)$$

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n) - \dots$$

$$\alpha \left[(\mathbf{h}_v^\dagger * \hat{\mathbf{G}}) * \mathbf{p}(n - \tau + 1 - k) + (\mathbf{h}_v^\dagger * (\mathbf{h}_v - \hat{\mathbf{G}} * \mathbf{h}_r) * \mathbf{u}(n - \tau + 1 - k)) \right] x(n) \quad (4.10)$$

où :

- $\hat{\mathbf{G}}$ désigne la matrice des réponses impulsionnelles entre la pression totale sur les microphones de mesure et la pression diffractée sur les points de minimisation,
- \mathbf{h}_v désigne le vecteur des réponses impulsionnelles entre la k -ième source secondaire et la pression *totale* sur les signaux de minimisation,
- \mathbf{h}_v^\dagger désigne la transposée du vecteur de ces réponses *lues à l'envers*,
- \mathbf{h}_r désigne le vecteur des réponses impulsionnelles entre la k -ième source secondaire et la pression *totale* sur les signaux de mesure,

– τ est la longueur de la réponse \mathbf{h}_v .

Les convolutions entre réponses impulsionnelles constantes sont effectuées hors ligne. L'algorithme obtenu s'avère toutefois plus gourmand en ressources machine que l'algorithme SRMT parce que ça n'est pas le même opérateur qui relie la pression sur les microphones de mesure d'une part au champ primaire diffracté à minimiser et, d'autre part, au champ secondaire aux points de minimisation.

La figure 4.7 montre le dispositif utilisé en chambre sourde pour tester le contrôle en temps réel du champ diffracté. La figure 4.8, tirée de [25], montre un résultat d'estimation et de contrôle de la pression diffractée par le parallélépipède en chambre sourde.

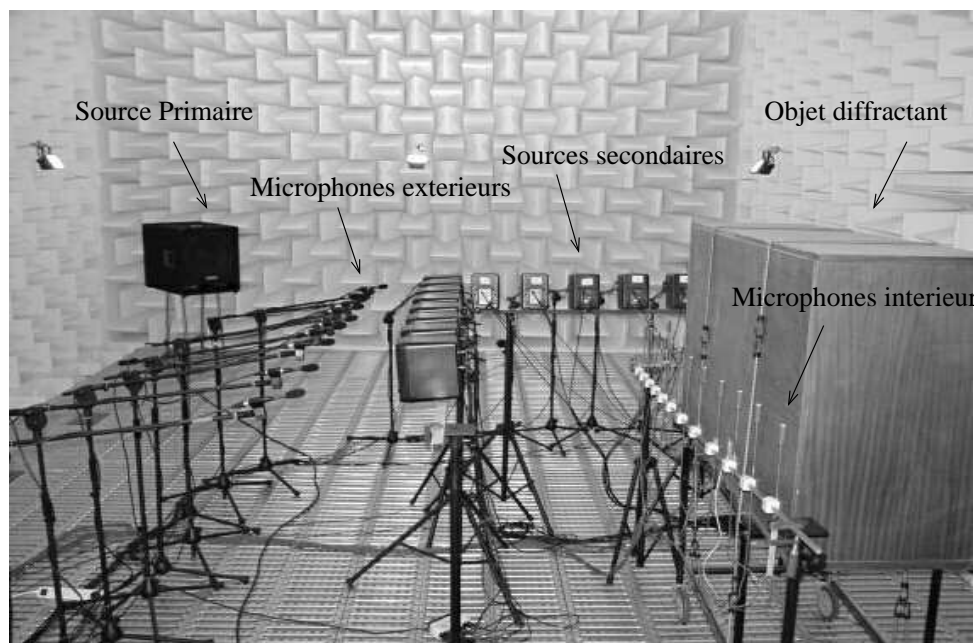


FIG. 4.7 – Dispositif expérimental pour un contrôle du champ diffracté en 3D

4.3.3 Application à l'assourdissement basse fréquence des chambres anéchoïques

La grande chambre sourde du LMA a été conçue pour être considérée comme anéchoïque à partir de 85Hz ; en pratique des phénomènes de résonance structurale des dièdres font qu'elle n'est pas anéchoïque autour de 120Hz [56]. Quelques chambres encore plus grandes permettent de conduire des mesures anéchoïques à partir de 50Hz mais on ne dispose pas d'installations qui permette la mesure précise de nombreuses sources industrielles à plus basse fréquence. La représentation intégrale 4.7 montre que, si l'on a disposé un maillage suffisamment serré de microphone devant les murs, un post-traitement des données recueillies en chambre sourde est possible pour en retirer l'effet des murs. De plus, avec l'algorithme de contrôle 4.9, le champ diffracté peut être *physiquement* annulé pendant les mesures si on dispose de sources secondaires basse-fréquence par exemple dissimulées dans le plenum derrière les dièdres de la chambre.

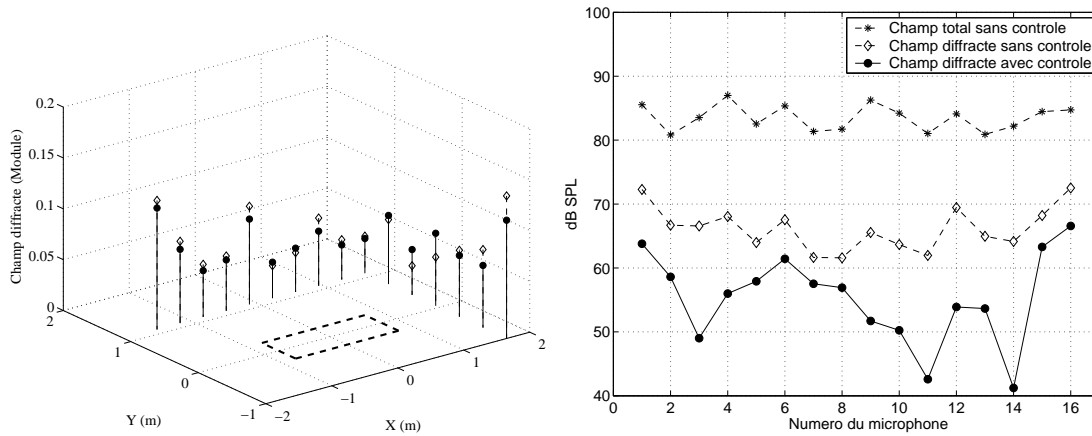
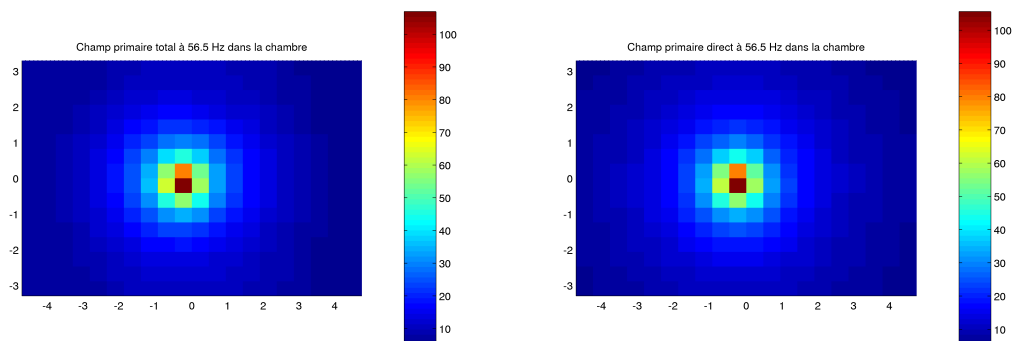


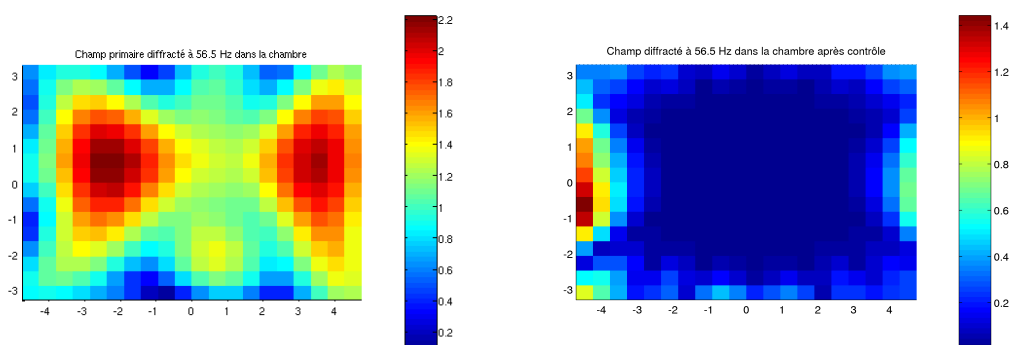
FIG. 4.8 – Contrôle actif du champ diffracté par une cible : comparaison des pressions diffractées aux points de minimisation, valeurs mesurées (—●) et estimées (- -◇), amplitude des pressions aux points de minimisation avec et sans contrôle

Comme pour le contrôle du champ diffracté par une cible quelconque, la faisabilité du contrôle actif des réflexions en paroi de chambre sourde dépend du nombre de transducteurs nécessaires. Des simulations très grossières à l'aide d'une méthode d'images ont été conduites pour la chambre du LMA. La figure 4.9 montre, à une fréquence de résonance de la chambre, des coupes des champs total, direct, diffracté sans contrôle puis diffracté avec contrôle lorsqu'on dispose 68 monopôles en paroi de chambre et 68 microphones de minimisation autour d'un volume de mesure occupant un huitième du volume de la chambre. On constate que le contrôle permet une réduction du champ diffracté sur une zone assez large ; la régénération de bruit parasite est limitée aux parois de la chambre.

Le contrôle des réflexions en paroi de chambre sourde ne sera très probablement pas l'application qui garantira le succès économique ou médiatique du contrôle actif. En revanche il est certain que, pour un laboratoire d'acoustique, un espace où les mesures directes ou post-traitées peuvent être considérées comme anéchoïques dès 20Hz constituerait un outil très intéressant. L'implantation du LMA sur le site de Château-Gombert à l'horizon 2012 fournit donc un excellent prétexte à l'étude des difficultés très pratiques posées par une estimation précise du champ diffracté par les murs. Le point clé d'une estimation à l'aide de la formule 4.8 repose dans le calcul ou l'identification, pour une source étalon donnée, des poids d'intégration g_k . A l'heure actuelle Alexandre Gintz met en œuvre dans sa thèse au LMA différentes techniques très imaginatives d'identification de l'opérateur de diffraction ; la mise en œuvre effective de l'estimation et du contrôle du champ diffracté dans une nouvelle chambre sourde sera conditionnée par la mise au point d'une technique très pratique et robuste.



champ total (à gauche) et direct (à droite)



champ diffracté sans (à gauche) et avec contrôle (à droite)

FIG. 4.9 – Coupe de composantes du champ acoustique dans la chambre sourde à 57Hz

Conclusion

Quelques «messages»

Comme annoncé dans l'introduction, voilà en guise de résumé quelques aphorismes inspirés par mes travaux sur le contrôle acoustique actif au LMA :

- la SVD de matrices de transferts électroacoustiques et l'ACP des signaux de pression sont deux outils bien adaptés à la conception de dispositifs de contrôle actif global. Plus généralement ce sont des outils très utiles pour l'analyse de champs acoustiques complexes (sections 1.2 et 1.3).
- Le contrôle global du champ acoustique dans un volume est possible en pratique par contrôle de la pression à sa surface. Il faut néanmoins tenir compte du problème des fréquences irrégulières (section 1.4).
- Dans le cas de dispositifs académiques monovoie, on dispose d'un outil de calcul précis du contrôle optimal sous contrainte de causalité. Dans les autres cas, un contrôle assez proche de l'optimum peut être calculé dans le domaine temporel à l'aide d'un algorithme FXLMS (section 2.1.1) ou, si le nombre de voies de commande et de référence n'est pas trop grand, sous la forme du filtre de Wiener.
- En présence de réflexions, la contrainte de causalité peut rendre inefficace un système de contrôle large bande monovoie quel que soit le signal de référence utilisé en pratique (section 2.1.2).
- La contrainte de causalité peut rendre inefficace un système de contrôle large bande multivoies même en champ libre. Un mauvais conditionnement du transfert secondaire laisse présager de problèmes de causalité et pas seulement de convergence du FXLMS (section 2.1.3).
- Le contrôle du bruit produit par des sources large bande multiples oblige à rechercher des signaux de référence qui permettent un bon compromis entre les exigences de causalité et de cohérence avec les signaux de minimisation. Dans le cas du bruit dans les centres d'appel téléphonique, un bon compromis est atteint avec un microphone de référence près de l'oreille des opérateurs et en utilisant pour le contrôle un algorithme NFXLMS (section 2.2).
- L'atténuation de la pression et celle de la gêne ressentie par les auditeurs ne sont pas équivalentes. Des considérations de psychoacoustique commencent à être prises en compte pour l'évaluation ou l'optimisation du contrôle actif (section 2.3).
- Un mauvais conditionnement de la matrice de transfert secondaire limite les performances des systèmes multivoies. La courbe en L, associée au contrôle avec régularisation de Tikhonov, permet d'estimer directement, sans utiliser l'algorithme FXLMS, la limitation des performances

due au conditionnement du transfert secondaire (section 3.1).

- Le contrôle en temps réel régularisé grâce à un algorithme *leaky*-FXLMS est équivalent, en son pur, au contrôle simulé avec régularisation de Tikhonov. Expliciter la constante multiplicative entre les deux paramètres de régularisation n'est toutefois pas trivial (section 3.2).
- Les dispositifs de contrôle approximativement diagonaux présentent de nombreux avantages. En pratique ils peuvent même s'avérer plus performants que le dispositif sans approximation. En son pur, tout système multivoies est diagonalisable. Dans le cas large bande on ne dispose toutefois pas de critère de stabilité précis de l'approximation diagonale du contrôle (section 3.3).
- Le contrôle de grandeurs non directement mesurées est possible, à l'aide de différentes stratégies de *feedback* multivariées (H_2 , H_∞ , LMI), à partir d'un modèle d'état du dispositif de contrôle mais sa mise en œuvre pratique est nettement plus délicate que celle d'un contrôle FXLMS, sans présenter d'avantages en compensation (section 4.1).
- L'algorithme SRMT permet un contrôle performant en temps réel de grandeurs non mesurées en ligne mais accessibles hors ligne (section 4.2).
- Le contrôle du champ diffracté par une surface quelconque est possible à l'aide de transducteurs et d'un algorithme adaptatif usuels. Il a été mis en œuvre en temps réel avec succès sur une expérience 3D en chambre sourde au LMA. La stratégie mise au point ne permet pas d'assurer la discrétion acoustique des sous-marins à cause du nombre de transducteurs nécessaires. En revanche le contrôle des réflexions basse fréquence sur les murs des chambres sourdes est possible et les modalités pratiques de sa mise en œuvre sur une nouvelle chambre sont à l'étude au LMA (section 4.3).

Quelques problèmes théoriques ouverts

Tout au long de ce document quelques outils ou résultats ont fait défaut :

- on ne dispose pas d'outil efficace de prédiction directe, par des calculs non itératifs dans le domaine fréquentiel, du *contrôle optimal causal dans le cas multivoies*. Un tel outil permettrait de dissocier les problèmes rencontrés par le contrôle liés à la contrainte de causalité de ceux liés à la convergence des algorithmes adaptatifs (section 2.1.1) ou à la longueur des réponses impulsionnelles nécessaires.
- On ne dispose pas de critères a priori et d'algorithmes efficaces en temps réel pour la minimisation de grandeurs psychoacoustiques telles que la sonie (section 2.3). Prendre systématiquement en compte les modalités de la perception humaine du bruit augmenterait certainement l'impact des systèmes de contrôle actif.
- Dans le cas large bande, on ne dispose pas de critère précis de stabilité de l'approximation diagonale d'un contrôle adaptatif (section 3.3).
- On ne dispose pas aujourd'hui d'un critère général, utilisable quelle que soit la technologie utilisée, pour maximiser l'absorption active permise par un matériau hybride (section 4.3).

Quelques perspectives

A court terme mon travail de recherche va consister à :

- appliquer la BPC à la synthèse d'une onde plane dans le simulateur de bang du LMA,
- optimiser un dispositif de contrôle multivoies avec écoulement, dans le cadre du projet CoMBE, afin de déterminer quel en est le facteur limitant (la turbulence, le conditionnement des transferts secondaires, etc.) ,
- diffuser les résultats notamment obtenus avec l'ACP, la régularisation du contrôle ou son application à l'assourdissement des chambres anéchoïques.

A moyen terme mes objectifs visent à :

- intégrer des critères psychoacoustiques à l'évaluation et à l'optimisation des dispositifs de contrôle ;
- mettre en œuvre une formulation locale générale de l'absorption active,
- concevoir une chambre anéchoïque active réaliste.

Définir des perspectives de recherche à plus long terme relève d'un jeu de hasard. En effet la recherche en contrôle actif multivoies demande des moyens expérimentaux non négligeables ; elle est aujourd'hui tributaire du financement obtenu en réponse à des appels d'offre. Le taux de réussite des réponses est faible et les chances de succès d'un projet donné sont difficiles à estimer à l'avance ; j'ignore donc quels sujets auront la faveur des financeurs dans un horizon dépassant quelques années. J'espère toutefois que ce mémoire aura convaincu le lecteur que le contrôle acoustique actif offre matière à des travaux de recherche intéressants et variés.

Références bibliographiques

- [1] S. Bellizzi and R. Sampaio. POMs analysis of randomly vibrating systems obtained from Karhunen-Loève expansion. *Journal of Sound and Vibration*, pages 774–793, 2006. (cité page 19)
- [2] C. Bordier. *Contrôle actif acoustique de sources inaccessibles*. Thèse de doctorat, Université de la Méditerranée (Aix-Marseille II), 2003. (cité pages 3, 44, 59 et 60)
- [3] A. Boudier and E. Friot. Acoustic feasibility of feedforward control in call centers. In *Active 2006*, 2006. sur CD-ROM, 12 pages, Adelaide, 18–20 septembre. (cité pages 13 et 46)
- [4] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan. *Linear Matrix Inequalities in system and control theory*. SIAM, 1994. (cité page 64)
- [5] G. Canévet and G. Mangiante. Psychoacoustic assessment of active noise control. In *Active 2004*, 2004. sur CD-ROM, 10 pages, Williamsburg, 20–22 septembre. (cité page 48)
- [6] C. Carne. *Absorption acoustique active dans les cavités*. Thèse de doctorat, Université de la Méditerranée (Aix-Marseille II), 1987. (cité page 9)
- [7] H. Coanda. Procédé de protection contre les bruits, 1931. brevet français numéro 722.274, délivré le 29 décembre 1931. (cité page 9)
- [8] E. Friot (coordinateur) et al. Modélisation, contrôle actif et évaluation psycho-acoustique du bruit de soufflante. Technical report, CNRS-LMA, 2003. Rapport final du programme LMA/LEA/LAUM sous l’égide du Réseau Recherche aéronautique sur le supersonique. (cité page 48)
- [9] B.N. Datta. *Numerical Methods for Linear Control Systems*. Elsevier, 2003. (cité pages 64 et 92)
- [10] L. Deschaintres. *Contrôle actif vibroacoustique de la transparence acoustique de structures planes avec des transducteurs piézoélectriques*. Thèse de doctorat, Université de la Méditerranée (Aix-Marseille II), 2000. (cité pages 3, 65 et 66)
- [11] S.J. Elliott. *Signal Processing for Active Control*. Academic Press, 2001. (cité pages 34, 36, 42, 51, 54, 55, 58, 63, 92 et 96)
- [12] S.J. Elliott and M.E. Johnson. Radiation modes and the active control of sound power. *Journal of the Acoustical Society of America*, 94(4) :2194–2204, 1993. (cité page 18)
- [13] S.J. Elliott and B. Rafaely. Frequency-domain adaptation of causal digital filters. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48, 2000. (cité page 47)

- [14] N. Epain. *Application des techniques de contrôle actif à la reproduction de champs sonores*. Thèse de doctorat, Université de la Méditerranée (Aix-Marseille II), 2007. (cité pages 3, 14, 26 et 28)
- [15] N. Epain and E. Friot. Active control of sound inside a sphere via control of the acoustic pressure at the boundary surface. *Journal of Sound and Vibration*, 299(3) :587–604, 2006. (cité pages 14, 28 et 107)
- [16] B. A. Francis. *A course in H_∞ control theory*. Springer-verlag, 1987. (cité page 64)
- [17] E. Friot. Optimal feedback control of a radiating plate under broadband acoustic loading. In Elliot S.J and Horváth G., editors, *Active 97*, pages 873–884, Budapest, 1997. OPAKFI. 21–23 août 1997. (cité page 64)
- [18] E. Friot. Contrôle optimal par rétroaction de la transparence acoustique d’une plaque munie de transducteurs piézo-électriques. *Comptes-Rendus de l’Académie des Sciences*, 326(IIb) :47–54, 1998. (cité pages 64 et 107)
- [19] E. Friot. Analyse en composantes principales et contrôle actif des champs acoustiques. In *Congrès Français d’Acoustique 2006*, 2006. Sur CD-ROM, 4 pages. Tours, 24–27 avril. (cité pages 14 et 19)
- [20] E. Friot. Control of low-frequency wall reflections in an anechoic room. In *Active 2006*, 2006. sur CD-ROM, 9 pages, Adelaide, 18–20 septembre. (cité page 71)
- [21] E. Friot. Infinite non-causality in active cancellation of random noise. *Journal of Sound and Vibration*, 290(3-5) :597–618, 2006. (cité pages 37, 38, 40, 42 et 107)
- [22] E. Friot and C. Bordier. Real-time active suppression of scattered acoustic radiation. *Journal of Sound and Vibration*, 278(3) :563–580, 2004. (cité pages 70, 71 et 107)
- [23] E. Friot and R. Bouc. Fast synthesis of arma models for the recursive simulation of a scalar random process with a given target spectrum. *Journal of Sound and Vibration*, 170(3) :415–421, 1994. (cité page 107)
- [24] E. Friot and L. Deschaintres. Feedback control of the transmission loss through a plate with piezo device. In G. Schweitzer, R. Siegwart, and P. Cattin, editors, *Second Conference on Recent Advances in Active Control of Sound and Vibration*, pages 64–77, Zurich, 1998. ASME, ETH. 25–28 août. (cité page 65)
- [25] E. Friot and R. Guillermin. Assourdissement actif à basse-fréquence des chambres anéchoïques. In *CFM 2005*, 2005. sur CD-ROM, 6 pages, Troyes, 29 août–2 septembre. (cité page 73)
- [26] E. Friot, R. Guillermin, and M. Winninger. Active control of scattered noise : a real-time implementation for a three-dimensional object. *Acta Acustica united with Acustica*, 92(2) :278–288, 2006. (cité pages 71, 72 et 107)
- [27] E. Friot, A. Roure, and M. Winninger. A simplified remote microphone technique for active noise control at virtual error sensors. In R. Boone, editor, *Internoise 2001*, pages 681–684, 2001. La Haye, 27–30 août. (cité page 69)

- [28] E. Friot, A. Roure, and M. Winninger. Un algorithme pour le contrôle actif en temps réel du bruit large bande sur des microphones virtuels. In *CFA 2002*, 2002. sur CD-ROM, 4 pages, Lille, 8–11 avril. (cité page 69)
- [29] G.H. Golub and C.F. Van Loan. *Matrix Computations*. John Hopkins University Press, 1996 (3rd edition). (cité page 91)
- [30] C. Gronier. *Robustesse des configurations de transducteurs nécessaires au contrôle acoustique actif : analyse et expériences*. Thèse de doctorat, Université de Rouen, 2000. (cité page 68)
- [31] P.C. Hansen. *Rank-Deficient and Discrete Ill-Posed Problems : Numerical Aspects of Linear Inversion*. SIAM, 1998. (cité pages 52 et 53)
- [32] S. Haykin. *Adaptive filter theory*. Prentice Hall, Inc, Baffins Lane, 2002 (4th ed.). (cité pages 47, 94 et 95)
- [33] P. Herzog. Perturbations de l'impédance de rayonnement d'une source compacte. In *5ème Congrès Français d'Acoustique*, pages 664–667, 2000. Lausanne. (cité pages 18 et 91)
- [34] S. Ise. A principle of sound field control based on the Kirchhoff-Helmholtz integral equation and the theory of inverse systems. *Acta Acustica united with Acustica*, 85 :78–87, 1999. (cité page 25)
- [35] M. Jessel. *Acoustique théorique - propagation et holophonie*. Masson & Cie, Paris, 1973. (cité page 26)
- [36] S. Kirkup. *The boundary element method in acoustics*. Integrated sound software, 1998. (cité page 25)
- [37] S.M. Kuo, A. Guptab, and S. Mallua. Development of adaptive algorithm for active sound. *Journal of Sound and Vibration*, 299 :12–21, 2007. (cité page 48)
- [38] H. Kwakernaak and R. Sivan. *Linear optimal control systems*. Wiley-Interscience, 1972. (cité page 64)
- [39] P. Leroy, A. Berry, N. Atalla, and P. Herzog. Numerical analysis of smart foam for acoustic absorption. In *ICA 2007*, 2007. sur CD-ROM, 6 pages. (cité page 70)
- [40] S. Lewy. *Acoustique Industrielle et Aéroacoustique*. Hermès, 2004. (cité page 16)
- [41] P. Lueg. Process of silencing sound oscillations, 1936. US Patent No. 2,043,416 (après le brevet allemand DRP 655 508 en 1933). (cité page 9)
- [42] G. Mangiante and A. Roure. autodirective sources for 3d active control. In *Internoise 94*, pages 1293—1298, 1994. (cité page 70)
- [43] G. Mangiante, A. Roure, and M. Winninger. A multiprocessor controller for active noise and vibration control. In *ACTIVE 1995*, pages 1183–1190, 1995. Newport Beach, 6–11 juillet. (cité page 60)
- [44] B. Mazeaud and M.-A. Galland. A multi-channel feedback algorithm for the development of active liners to reduce noise in flow duct applications. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 21 :2880–2899, 2007. (cité page 70)

- [45] S. Meunier, G. Rabau, and E. Friot. Annoyance and loudness of pure tones in noise : application to active control of fan noise. In *CFA/DAGA'04*, 2004. Strasbourg, 22–25 mars, sur CD-ROM, 2 pages. (cité page 48)
- [46] T.J. Mueller. *Aeroacoustic Measurements*. Springer, 2002. (cité page 19)
- [47] S.T. Neely and J.B. Allen. Invertibility of a room impulse response. *Journal of the Acoustical Society of America*, 66(1) :165–169, 1979. (cité page 38)
- [48] P.A. Nelson and S.J. Elliott. *Active control of sound*. Academic Press, 1992. (cité pages 13, 70 et 87)
- [49] A.V. Oppenheim and R.W. Shaffer. *Digital Signal Processing*. Prentice-Hall, 1975. (cité pages 34 et 92)
- [50] J. Prado and E. Moulines. Frequency-domain adaptive filtering with applications to acoustic echo cancellation. *Annales des télécommunications*, 49(7-8) :414–428, 1994. (cité page 47)
- [51] G. Rabau and P. Herzog. A specific cabin for restitution of sonic boom : application for perceptive tests. In *CFA/DAGA'04*, 2004. sur CD-ROM, 4 pages. Strasbourg, 22–25 mars. (cité pages 28 et 49)
- [52] A. Roure. Self-adaptive broadband active sound control system. *Journal of Sound and Vibration*, 101(3) :429–441, 1985. (cité page 9)
- [53] A. Roure and A. Albarrazin. The remote microphone technique for active noise control. In *ACTIVE 99*, pages 1233–1244, 1999. (cité page 68)
- [54] A. Roure, P. Herzog, and C. Pinhède. Active barrier for airport noise. In *Internoise 2006*, 2006. sur CD-ROM, 10 pages, Honolulu, 3–6 décembre. (cité page 60)
- [55] A.H. Sayed and T. Kailath. A survey of spectral factorization methods. *Numerical linear algebra with applications*, 8 :467–496, 2001. (cité page 36)
- [56] S. Schneider. Local versus non-local boundary conditions for the bem in acoustics. In *Beteq 2007*, pages 185–190, 2007. (cité page 73)
- [57] S. Skogestad and I. Postlethwaite. *Multivariable feedback control*. J.Wiley & Sons, 1997. (cité page 63)
- [58] S. Takane, Y. Suzuki, and T. Sone. A new method for global sound field reproduction based on Kirchhoff's integral equation. *Acta Acustica united with Acustica*, 85 :250–257, 1999. (cité page 25)
- [59] Wen-Kung Tseng, B. Rafaely, and S.J. Elliott. Combined feedback-feedforward active control of sound in a room. *Journal of the Acoustical Society of America*, 104(6) :3417–3425, 1998. (cité page 36)
- [60] Y. Tu and C. R. Fuller. Multiple reference feedforward active noise control part i : analysis and simulation of behavior. *Journal of Sound and Vibration*, 233(5) :745–759, 2006. (cité page 44)
- [61] Y. Tu and C. R. Fuller. Multiple reference feedforward active noise control part ii : reference preprocessing and experimental results. *Journal of Sound and Vibration*, 233(5) :761–774, 2006. (cité page 44)

-
- [62] R. Williams, J. Crowley, and H. Vold. The multivariate mode indicator function in modal analysis. In *International Modal Analysis Conference*, pages 66–70, 1985. (cité page 15)
- [63] J. Yun, D. Youn, and Y. Park. Subband active noise control algorithm based on a delayless subband adaptive filter architecture. In *ICASSP'97*, volume 01(1), pages 391–394, 1997. (cité page 47)

Annexe A

Annexes au résumé des travaux

A.1 Contrôle d'un champ monopolaire avec un monopôle

Cette section présente une modélisation simple de l'expérience de contrôle actif «à la maison» décrite au paragraphe 1.1.1. Une telle analyse est classique et peut être trouvée par exemple dans [48].

On va supposer ici que le bruit primaire est produit en champ libre par une source monopolaire, idéalisation d'une source omnidirectionnelle dont les dimensions sont petites devant la longueur d'onde. L'hypothèse de champ libre n'est pas réaliste pour l'expérience décrite en 1.1.1 mais celle de monopôle est acceptable pour une enceinte d'ordinateur petite devant la longueur d'onde. Si q_p est le débit du monopôle, la pression acoustique primaire p_p peut être écrite comme :

$$p_p(\mathbf{M}) = \frac{j\omega\rho_0q_p}{4\pi} \frac{e^{-jkr_p}}{r_p} \quad (\text{A.1})$$

où r_p désigne la distance entre le monopôle et le point d'écoute \mathbf{M} .

A.1.1 Effet global d'un contrôle local

Lorsque qu'une source secondaire de débit q_s , elle-aussi monopolaire, est mise en marche, la pression totale s'écrit :

$$p(\mathbf{M}) = \frac{j\omega\rho_0q_p}{4\pi} \frac{e^{-jkr_p}}{r_p} + \frac{j\omega\rho_0q_s}{4\pi} \frac{e^{-jkr_s}}{r_s} \quad (\text{A.2})$$

On pourra donc annuler parfaitement le bruit en un point \mathbf{M} en pilotant la source secondaire de telle sorte que :

$$q_s = -q_p \frac{r_s}{r_p} e^{-jk(r_p-r_s)} \quad (\text{A.3})$$

En revanche, avec une telle commande, il n'y a aucune raison pour que la pression acoustique soit nulle en un autre point quelconque \mathbf{M}' ; la figure A.1 montre par exemple, à plusieurs fréquences, l'atténuation obtenue dans le plan $z = 0$ lorsque le bruit est contrôlé au point de coordonnées $(D/4; D/4; 0)$ avec les monopôles en $(-D/2; 0; 0)$ et $(D/2; 0; 0)$. Sur ces figures on constate que le bruit n'est réduit de façon importante que dans des zones étroites ; ces zones rétrécissent lorsque la fréquence s'élève.

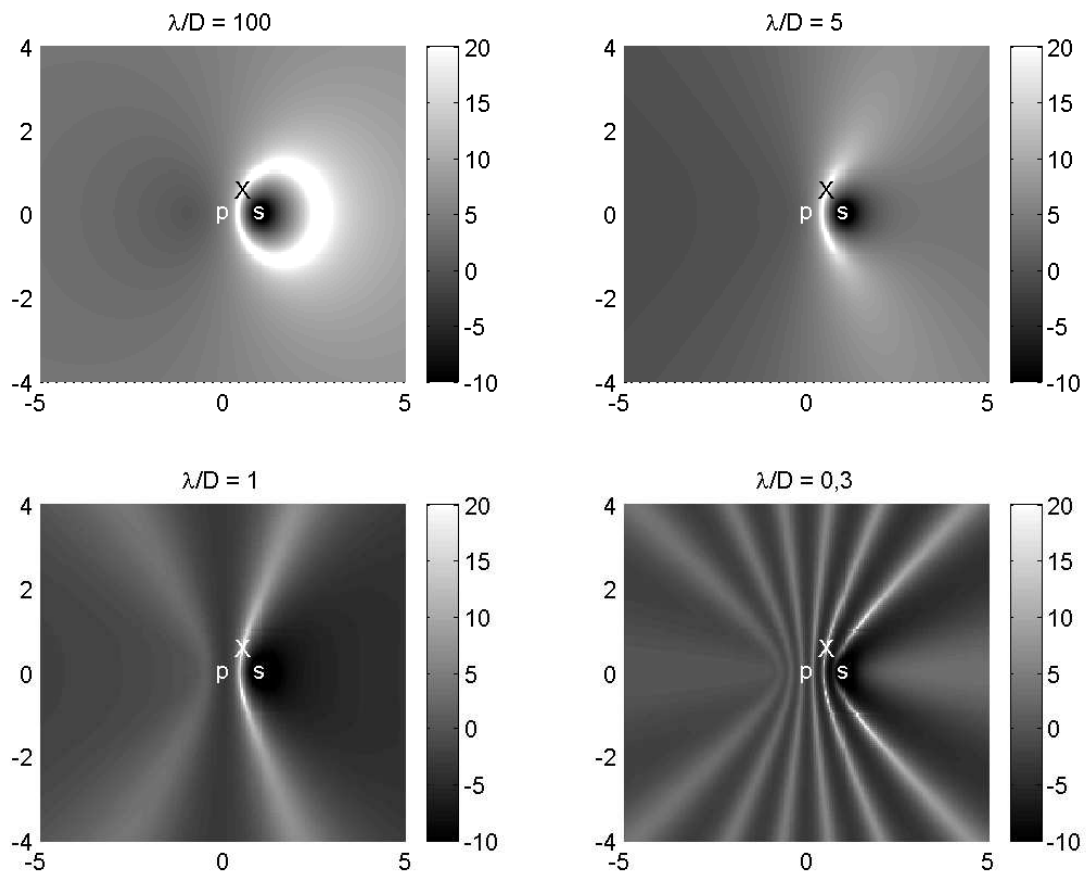


FIG. A.1 – Atténuation (en dB) obtenue par contrôle avec un monopôle secondaire (s) du bruit produit en un point (X) par un monopôle primaire (p) distants de D

A.1.2 Conditions d'atténuation globale

Un résultat particulier intéressant peut être établi lorsque l'on cherche à annuler le bruit en un point éloigné des monopôles primaire et secondaire. Dans ce cas, on peut simplifier l'équation (A.2) par une *approximation de champ lointain*. Avec les notations de la figure A.2, la pression acoustique s'écrit alors :

$$p(\mathbf{M}) = \frac{j\omega\rho_0}{4\pi} \frac{e^{-jkr_p}}{r_p} [q_p + q_s e^{-jkD\cos\theta}] \quad (\text{A.4})$$

Le bruit est annulé en \mathbf{M} si $q_s = -q_p e^{-jkD\cos\theta}$. La pression en un autre point \mathbf{M}' de coordonnées (r'_p, θ') vaut alors :

$$p(\mathbf{M}') = \frac{j\omega\rho_0}{4\pi} \frac{e^{-jkr'_p}}{r'_p} q_p [1 - e^{jkD(\cos\theta - \cos\theta')}] \quad (\text{A.5})$$

On peut maintenant calculer le ratio entre la pression avec contrôle et la pression sans contrôle au point \mathbf{M}' :

$$J = \frac{p(\mathbf{M}')}{p_p(\mathbf{M}')} = [1 - e^{jkD(\cos\theta - \cos\theta')}] \quad (\text{A.6})$$

En remarquant que $|1 - e^{j\alpha}|^2 = 2(1 - \cos\alpha)$, on obtient :

$$|J|^2 = 2(1 - \cos[kD(\cos\theta - \cos\theta')]) \quad (\text{A.7})$$

Par conséquent on aura $|J|^2 < 1$ si :

$$\cos[kD(\cos\theta - \cos\theta')] > \frac{1}{2} \quad (\text{A.8})$$

ce qui sera vérifié pour tout θ et pour tout θ' si $2kD < \pi/3$ donc finalement si :

$$D < \frac{\lambda}{12} \quad (\text{A.9})$$

Dans le cas particulier où le point d'annulation se trouve à égale distance des deux monopôles, on a alors $\cos\theta = 0$ et $q_s = -q_p$ et l'inégalité (A.8) conduit à une réduction du bruit dans tout l'espace en champ lointain si :

$$D < \frac{\lambda}{6} \quad (\text{A.10})$$

Ce petit calcul montre, d'une part, qu'annuler avec un monopôle secondaire le bruit produit par un monopôle primaire en un point quelconque ne réduit le bruit dans tout l'espace que si la distance entre les deux monopôles est inférieure à un douzième de longueur d'onde. D'autre part, dans le meilleur des cas, le bruit ne peut être réduit dans tout l'espace autour des monopôles que s'ils sont écartés de moins d'un sixième de longueur d'onde, ce qui est peu.

A.1.3 Tracés d'intensité acoustique

Dans le cas où le monopôle secondaire est suffisamment proche du monopôle primaire, la pression acoustique et donc l'énergie acoustique rayonnée peuvent être réduites dans tout l'espace par contrôle actif. Cette disparition d'une partie de l'énergie présente sans contrôle a laissé perplexé

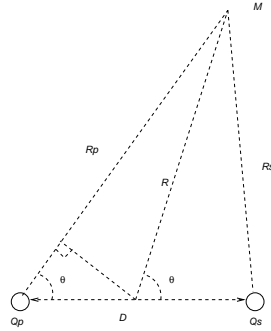


FIG. A.2 – Notations pour l’approximation de champ lointain

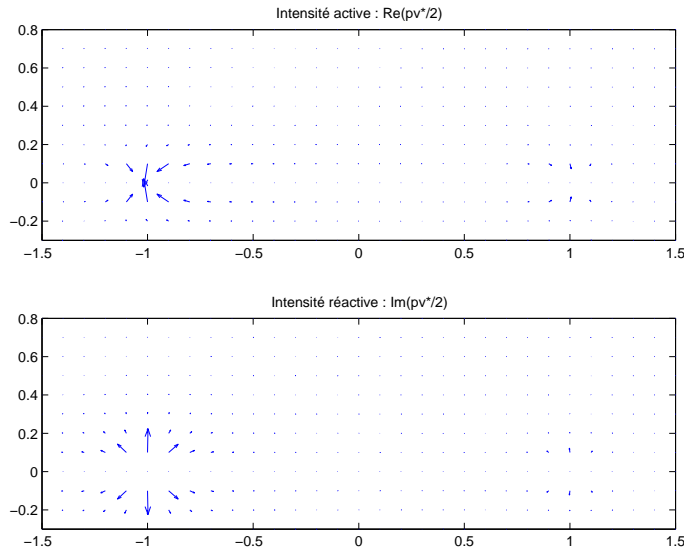
plus d’une personne aux débuts du contrôle actif, certains clamant que cette énergie devait bien devoir se retrouver quelque part dans l’espace en pratique.

En fait ce sont bien les *haut-parleurs* faisant office de sources primaire et secondaire qui peuvent absorber de l’énergie acoustique. Il faut d’abord se rappeler que le *rendement* acoustique d’un haut-parleur est typiquement inférieur à 1% ; l’essentiel de l’énergie qui lui est fournie est dissipée dans les circuits électriques. Il est par conséquent possible que, dans un dispositif de contrôle actif, un ou plusieurs haut-parleurs *absorbent* de l’énergie sans qu’aucune anomalie ne puisse être constatée. Il s’avère même que cette absorption est difficile à observer expérimentalement en pratique tant l’énergie acoustique absorbée est faible devant les énergies électriques présentes ! Pour illustrer ensuite le fait que des monopôles peuvent absorber de l’énergie, on peut tracer des vecteurs *intensité acoustique*. L’intensité est définie par $\mathbf{i} = p\mathbf{v}$ où la vitesse acoustique \mathbf{v} peut être déduite de la pression p , solution de l’équation d’Helmholtz, à partir de l’équation de conservation de quantité de mouvement linéarisée qui s’écrit avec une onde monofréquentielle : $\rho_0 j\omega \mathbf{v} = -\nabla p$. L’intensité acoustique moyennée sur une période vaut dans ce cas $\mathbf{i} = \Re(p\mathbf{v}^*)/2$, on la qualifie d’*active* par rapport à l’intensité réactive définie par $\Im(p\mathbf{v}^*)/2$ qui renseigne, elle, sur l’énergie stockée localement dans le champ proche d’une source. Dans le cas du monopôle, seule la composante radiale de la vitesse est non nulle et elle vaut :

$$v_r = \frac{1}{\rho_0 c} (1 + jkr)p \quad (\text{A.11})$$

La figure A.3 montre les intensités active et réactive dans les mêmes conditions que la figure A.1 pour $\lambda/D = 10$; on voit bien l’intensité (active) «rentre» dans un des monopôles.

Pour terminer on soulignera que l’absorption d’énergie par les sources primaires ou secondaires n’est pas le seul mécanisme de redistribution de l’énergie lors de la mise en œuvre d’un contrôle actif ; on l’a mis en évidence ici parce que les monopôles étaient relativement proches. Si les deux monopôles étaient très éloignés l’un de l’autre, l’intensité que chacun rayonne serait égale à celle rayonnée en l’absence de l’autre monopôle. Dans ce cas, on aurait en un point contrôle actif du bruit simplement par *interférence destructive* des deux pressions produites ; on observerait au final une augmentation de l’énergie globale. Un troisième mécanisme peut aussi être identifié notamment dans les conduits : le fonctionnement de sources secondaires modifie la condition aux limites qui détermine le rayonnement acoustique d’une source primaire de débit fixé ; dans ce cas on peut dire que le contrôle se fait aussi en partie via une modification de l’*impédance de*

FIG. A.3 – Intensité acoustique après contrôle pour $\lambda/D = 10$

rayonnement de la source primaire [33]. En pratique tous ces mécanismes peuvent être présents ; la mise en œuvre effective d'un contrôle optimal peut être faite sans savoir quel mécanisme plutôt qu'un autre est concerné.

A.2 Décomposition en valeurs singulières

La décomposition en valeurs singulières (SVD pour *Singular Value Decomposition*) est un outil puissant d'analyse spectrale des matrices. Elle présente certaines similitudes avec la décomposition en valeurs propres avec la différence capitale que son obtention numérique ne se heurte pas à des problèmes de conditionnement. Comme l'usage de la SVD s'est développé avec celui des calculateurs numériques, elle ne figure que depuis peu dans les cours d'introduction à l'analyse numérique ; c'est pourquoi on la présente brièvement ici. Pour une présentation moins embryonnaire on se référera par exemple à [29].

Définition A.1 (Décomposition en valeurs singulières)

Toute matrice à coefficients complexes \mathbf{M} de dimensions $m \times n$ se décompose sous la forme :

$$\mathbf{M} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^* \quad (\text{A.12})$$

où \mathbf{U} et \mathbf{V} sont des matrices carrées unitaires ($\mathbf{U}\mathbf{U}^* = \mathbf{U}^*\mathbf{U} = \mathbf{I}_m$, $\mathbf{V}\mathbf{V}^* = \mathbf{V}^*\mathbf{V} = \mathbf{I}_n$) et où Σ est une matrice diagonale de coefficients réels σ_i décroissants ($\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_{\min(m,n)}$). Les coefficients σ_i sont appelés les valeurs singulières de la matrice \mathbf{M} et les vecteurs \mathbf{U}_k et \mathbf{V}_k les vecteurs singuliers à gauche et à droite.

Cette décomposition est unique aux permutations de vecteurs singuliers près si deux valeurs singulières sont identiques. Dans le cas où \mathbf{M} est à coefficients réels, les matrices \mathbf{U} et \mathbf{V} sont aussi à coefficients réels (et donc *orthogonales*, $\mathbf{U}\mathbf{U}^t = \mathbf{I}_m$) ; par ailleurs, les valeurs singulières au carré

sont les valeurs propres de la matrice hermitienne carrée $\mathbf{M}\mathbf{M}^*$. L'intérêt de la décomposition en valeurs singulières réside notamment dans la propriété suivante :

Propriété A.1 (approximation de rang donné d'une matrice)

La meilleure approximation de rang p d'une matrice \mathbf{M} au sens de la norme 2 (i.e. la matrice \mathbf{M}_p qui minimise $\|\mathbf{M} - \mathbf{M}_p\|^2$) est obtenue en tronquant à l'ordre p le développement :

$$\mathbf{M} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^* = \sum_{k=1}^{\min(m,n)} \mathbf{U}_k \sigma_k \mathbf{V}_k^* \quad (\text{A.13})$$

Cette propriété implique notamment que le *rang* de la matrice est égal au nombre de valeurs singulières non nulles ; en pratique c'est avec une SVD que l'on évalue numériquement le rang d'une matrice.

La décomposition en valeurs singulières présente un grand intérêt en contrôle actif, aussi bien pour les aspects «acoustique» que «traitement du signal». On a vu par exemple au paragraphe 1.2.2 que la SVD d'une matrice de transfert électroacoustique permettait d'apprécier le nombre de *modes* qui contribuent significativement à la propagation acoustique en milieu confiné ou non. Il s'avère aussi en automatique que la bonne généralisation au cas multivoies du *module d'une fonction de transfert* monovoie est la *plus grande valeur singulière*, à chaque fréquence, de la matrice de transfert ; un grand nombre de résultats sur la stabilité des systèmes monovoies (critère de Nyquist, théorème du petit gain ...) s'énoncent dans le cas multivoies en utilisant les valeurs singulières de la matrice de transfert (cf. e.g. [11]). De plus certaines équations de l'automatique (comme les équations de Riccati matricielles issues de la commande optimale LQG ou H_∞ des systèmes) peuvent également être résolues en utilisant une décomposition en valeurs singulières plutôt qu'en valeurs propres [9].

A.3 Transferts à phase minimale et factorisation spectrale

La notion de transfert à phase minimale est présentée plus en détail par exemple dans [49]. Il existe une infinité de fonctions de transfert stables et causales ayant un module donné ; quelque soit par exemple le réel τ positif, les fonctions retardées $H e^{-j\omega\tau}$ ont toutes le même module. Parmi toutes ces fonctions, il en existe une qui contient «le moins de retard possible». D'un point de vue mathématique, le plus commode est de définir cette fonction à partir des propriétés de son inverse :

Définition A.2 (Fonction de transfert à phase minimale)

Une fonction de transfert H causale et stable est dite à phase minimale si son inverse H^{-1} est également causale et stable.

L'appellation «phase minimale» est alors liée à la propriété suivante, formulée ici en temps discret :

Propriété A.2 Parmi des fonctions de transfert de même module, une fonction à phase minimale H_{min} est celle où le «maximum» d'énergie est concentré dans le début de la réponse impulsionnelle : pour tout entier positif N , la réponse impulsionnelle h de H_{min} est maximisée la grandeur $\sum_{n=1}^N h_n^2$.

Le concept de phase minimale prend tout son intérêt dans la factorisation suivante :

Propriété A.3 (Factorisation d'une fonction de transfert à phase non minimale)

Toute fonction de transfert H causale et stable se factorise sous la forme :

$$H = H_{min} H_{all} \quad (\text{A.14})$$

où H_{min} est à phase minimale et où H_{all} est une fonction passe-tout $|H_{all}(\omega \neq 0)| = 1$ stable, causale, et dont l'inverse est anti-causale.

Si H est une fraction rationnelle en z , elle sera à phase minimale si ses zéros sont de module strictement inférieur à 1. La factorisation (A.14) peut facilement être faite dans le cas rationnel en faisant apparaître l'inverse conjugué des zéros de H de module plus grand que 1. Si H est une fonction scalaire simplement connue par sa réponse en fréquence, on dispose d'un algorithme numérique efficace pour obtenir la factorisation (A.14) en utilisant comme intermédiaire le *cepstre* complexe de H (cf. 2.1.1). Ca n'est malheureusement pas vrai dans le cas général multivoies où H est une matrice de transferts quelconques.

Du concept de phase minimale découle celui de factorisation spectrale : tout signal «physique» peut être interprété comme le résultat du filtrage d'un bruit blanc par une fonction de transfert causale, stable et à phase minimale. Le module de cette fonction de transfert doit être la Densité Spectrale de Puissance du signal, d'où la définition :

Définition A.3 Factorisation spectrale Toute fonction réelle positive $S(f)$ vérifiant la condition dite de Paley-Wiener :

$$\int_{-f_s/2}^{+f_s/2} \log S(f) df > -\infty \quad (\text{A.15})$$

se factorise sous la forme :

$$S(f) = H(f) H^*(f) \quad (\text{A.16})$$

où H est une fonction de transfert à temps discret (f_s est la fréquence d'échantillonnage) causale, stable et à phase minimale.

Numériquement, la factorisation spectrale d'une DSP s'obtient comme la factorisation (A.14). On dispose donc d'un algorithme efficace de factorisation dans le cas d'une DSP scalaire mais pas dans le cas général d'une matrice de DSP quelconques. Enfin, dans le cas des systèmes à temps continu la condition de Paley-Wiener s'écrit :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\log S(\omega)}{1 + \omega^2} d\omega > -\infty \quad (\text{A.17})$$

A.4 L'algorithme FXLMS

A.4.1 L'algorithme LMS monovoie

L'algorithme LMS (pour *Least Mean Square*, de moindres carrés) est un algorithme d'adaptation par récurrence des coefficients de la réponse impulsionnelle finie W d'un filtre FIR (pour *Finite Impulse Response*) qui, étant donnés deux signaux à temps discret x et y , minimise en moyenne

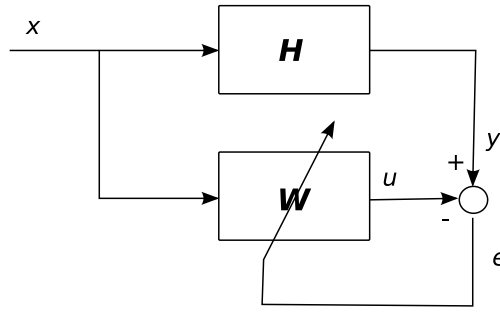


FIG. A.4 – Schéma d'identification par LMS d'une fonction de transfert H

quadratique l'écart $W * x - y$ où $*$ désigne le produit de convolution. Il est intéressant de rechercher W dans la classe des filtres FIR parce que ces filtres sont naturellement stables et causaux. Cela revient dans le domaine fréquentiel à chercher l'approximation de la réponse en fréquence de H par un polynôme; on peut espérer atteindre une bonne approximation du filtre optimal avec un FIR d'ordre élevé. Les utilisations de l'algorithme LMS sont très nombreuses (voir par exemple l'introduction de [32]); en contrôle actif l'algorithme LMS permet d'identifier la réponse impulsionnelle du transfert électroacoustique secondaire H entre un actionneur et un capteur de minimisation. La figure A.4 schématise ainsi le problème de l'identification d'un filtre FIR W qui approche un transfert inconnu H .

De façon plus précise, avec un filtre FIR W de réponse impulsionnelle $\{w_0, \dots, w_{K-1}\}$, le signal u en sortie du filtre W se déduit par définition du signal x par :

$$u_n = \sum_{k=0}^{K-1} w_k x_{n-k} = \mathbf{w}^t \mathbf{x} \quad (\text{A.18})$$

En supposant le signal x aléatoire mais stationnaire, une quantité à minimiser pour identifier H est

$$J = E(e^2) = E([d + \mathbf{w}^t \mathbf{x}]^2) \quad (\text{A.19})$$

où E désigne l'espérance mathématique. Il apparaît qu'avec des signaux stationnaires ce critère de minimisation est une *forme quadratique* des coefficients w_k ; le vecteur \mathbf{w} des coefficients qui minimise J peut alors être recherché de façon itérative avec un *algorithme de plus grande pente* :

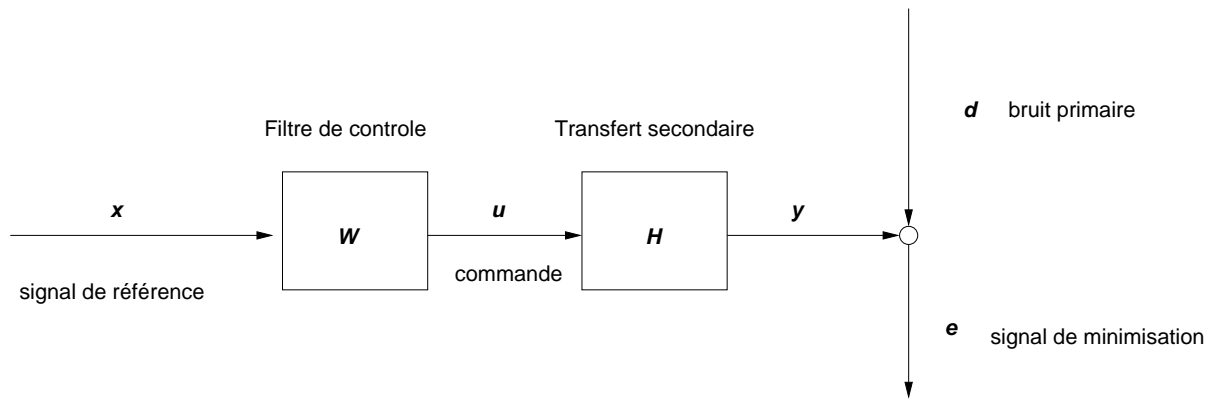
$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\beta}{2} \left(\frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}(n)} \right) \quad (\text{A.20})$$

Il apparaît ensuite que :

$$\left(\frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}(n)} \right) = 2E(\mathbf{x}(n)e(n)) \quad (\text{A.21})$$

Si le processus aléatoire x est ergodique on pourrait, pour calculer ce gradient, faire des moyennes temporelles de la quantité $2\mathbf{x}(n)e(n)$ avant d'effectuer l'itération (A.20). En temps réel cette opération prendrait du temps et de la mémoire. Une autre idée consiste à effectuer les itérations en utilisant la *valeur instantanée* du gradient plutôt que sa moyenne temporelle, l'opération d'estimation du gradient se combinant à l'évolution des coefficients du filtre optimal :

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n - \beta \mathbf{x}(n)e(n) \quad (\text{A.22})$$

FIG. A.5 – Schéma de contrôle actif par *feedforward*

On démontre [32] qu'effectivement, pour un pas constant β positif pas trop grand, les coefficients du filtre W convergent vers leur valeur optimale. L'algorithme défini par la relation de récurrence (A.22) est dit de moindres carrés récurrents (*Least Mean Square*) ; comme on a substitué la valeur instantanée du gradient à sa valeur moyenne on dit aussi qu'il s'agit d'un algorithme de *gradient stochastique*. Outre sa simplicité, un gros atout de l'algorithme LMS est sa capacité, de par sa nature itérative, à adapter les coefficients du filtre W à des fluctuations des caractéristiques statistiques du bruit x ; l'algorithme LMS est *adaptatif*.

Il est possible de présenter l'algorithme LMS dans un contexte purement déterministe en exhibant un critère de minimisation dont la quantité $2\mathbf{x}(n)e(n)$ soit *exactement* le gradient par rapport aux coefficients du filtre recherché (*cf.* [32]). Cette approche permet d'étudier la convergence de l'algorithme en s'affranchissant des difficultés mathématiques particulières d'un contexte stochastique. Elle me semble toutefois un peu artificielle et moins pédagogique dans le contexte du contrôle actif sachant qu'en acoustique on prend en général peu de précautions avec des objets pourtant mathématiquement délicats tels que des bruits blancs.

A.4.2 L'algorithme FXLMS monovoie

L'algorithme FXLMS (*Filtered-X Least Mean Square*, X désignant traditionnellement le signal de référence) est une variante de l'algorithme LMS bien adaptée en contrôle actif à la détermination «en boîte noire» des signaux de commandes optimaux pourvu qu'on dispose d'un signal x , dit «de référence», bien corrélé avec le bruit à minimiser et non affecté par le contrôle. On parle alors d'une configuration, schématisée par la figure A.5, de contrôle actif par *feedforward*.

Si, sur la figure A.5, on «permuté» les fonctions de transfert H et W , on constate que le problème de contrôle actif se ramène alors au problème d'identification de la figure A.4 avec comme signaux à traiter $H * x$ et $-d$. Le signal e sera donc minimisé par le filtre W si, dans la formule A.22, on remplace le vecteur des signaux de référence passés $\mathbf{x}(n) = (x(n) \dots x(n - K + 1))^t$ par sa convolution par la fonction de transfert secondaire. On appelle le vecteur qui résulte de cette convolution la *référence filtrée* (sous-entendu : par le transfert secondaire). Une estimation \mathbf{R} de la référence filtrée peut être calculée en approchant la fonction de transfert par un filtre FIR de réponse impulsionnelle $\{h_0, \dots, h_{L-1}\}$, (lui-même peut-être identifié avant contrôle à l'aide d'un

algorithme LMS comme au paragraphe précédent) :

$$\mathbf{R}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \mathbf{x}(n-l) = \mathbf{h} * \mathbf{x} \quad (\text{A.23})$$

La formule de récurrence donnant les coefficient du filtre W est alors finalement :

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n - \beta \mathbf{R}(n) e(n) \quad (\text{A.24})$$

Cette formule définit l'algorithme FXLMS. On démontre que l'algorithme FXLMS converge vers la filtre FIR de contrôle optimal même si la réponse impulsionnelle \mathbf{h} n'est qu'une approximation grossière de celle du transfert secondaire. On démontre notamment que la *marge de phase* de l'algorithme est supérieure à 90 degrés, ce qui s'interprète en disant que l'algorithme converge tant que le *signe* du transfert secondaire est correct. Comme pour l'algorithme LMS, la forme récurrente de l'équation A.24 lui permet d'être adaptatif à des changements du bruit primaire. Le fait que le transfert secondaire n'ait besoin que d'être grossièrement connu rend également l'algorithme très robuste à une évolution du milieu de propagation, par exemple de la célérité du son avec la température.

Extensions et limites

L'algorithme FXLMS s'étend aisément au cas multivoies de plusieurs capteurs de minimisation, de plusieurs sources secondaires et de plusieurs signaux de référence [11]. Il se prête également au calcul parallèle des signaux de commande. De nombreuses variantes de l'algorithme existent également par exemple pour pénaliser les signaux de commande (*cf.* 3.2) ou réduire le volume des calculs dans des cas particuliers (*cf.* 4.2). Il est également possible de «normaliser» le coefficient de convergence β qui apparaît dans les relations de récurrence A.22 et A.24 (*cf.* 2.2.2).

Dans le cas multivoies, les propriétés de stabilité de l'algorithme sont préservées mais sa bonne convergence, et donc les performances du contrôle, sont tributaires du conditionnement de la matrice de transfert secondaire. On montre aussi que l'algorithme FXLMS converge moins bien dans le cas de cas de signaux de référence x au spectre contrasté [11]. Les résultats de contrôle obtenus avec l'algorithme FXLMS sont en général excellents dans le cas de bruits primaire «son pur» et bons dans le cas de signaux «bruit blanc» non pénalisés par la contrainte de causalité (*cf.* 2.1.2) ; ils sont en général moins bons dans le cas de signaux musicaux.

Annexe B

Bilans d'activité

B.1 Curriculum Vitae

Emmanuel FRIOT

Chargé de Recherche au Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique (CNRS - UPR 7051)

31 Chemin Joseph Aiguier
13 402 Marseille Cedex 20
France

Tél. : +33 4 91 16 40 84
Fax : +33 4 91 16 40 80
adresse mail : friot@lma.cnrs-mrs.fr

Etat-civil :

- Né le 14 novembre 1966 à Nantes ;
- de nationalité française ;
- marié, 3 enfants.

Formation initiale :

- baccalauréat C mention TB (1984) ;
- classes préparatoires Mathématiques Supérieures et Spéciales M' au lycée Clémenceau de Nantes (1984-86) ;
- Ingénieur de l'Ecole Centrale Paris, option "Océan" (1989) ;
- Docteur de l'Université d'Aix-Marseille II, spécialité "Mécanique" mention "Acoustique et dynamique des vibrations" ; thèse intitulée "Contrôle semi-actif d'une suspension de Groupe Moto-Propulseur avec un support hydro-élastique adaptatif", dirigée par Robert Bouc et soutenue en mai 1993, mention "très honorable avec les félicitations du jury".

Parcours professionnel :

- depuis le 1^{er} décembre 1993 : Chargé de Recherche au LMA ; en service réduit à 80% de 1998 à 2000. Voir les autres éléments de ce mémoire pour la présentation de mes activités de recherche

- De juin à décembre 1993 : Ingénieur de Recherche au service H6 (confort acoustique et vibratoire) de la Direction de la Recherche du groupe Renault.
- De janvier 1992 à mai 1993 : Volontaire du Service National (coopérant) en tant qu'ingénieur à l'ETSII (Université de Valladolid - Espagne)
- De septembre 1989 à décembre 1991 : Ingénieur de Recherche Renault, inscrit en thèse et partiellement détaché au LMA dans le cadre d'une convention CIFRE.
- 1986-1989 : stages divers en entreprise (Elf-Aquitaine, Alsthom...) dans le cadre de la formation d'Ingénieur à L'ECP.

Autres compétences diverses :

- français (langue maternelle), espagnol et anglais lus, parlés et écrits couramment.
- titulaire du permis de conduire B, du diplôme de secouriste du travail, d'un classement international FIDE pour le jeu d'échecs, du brevet de pilote confirmé et de la qualification pour le vol biplace en parapente.

B.2 Publications

B.2.1 Revues à comité de lecture

EPAIN N., FRIOT E., *Active control of sound inside a sphere via control of the acoustic pressure at the boundary surface*, Journal of Sound and Vibration (2006), 299(3), p.587–604

FRIOT E., *Infinite non-causality in active cancellation of random noise*, Journal of Sound and Vibration, (2006), 290(3-5), p.597–618

FRIOT E., GUILLERMIN R., WINNINGER M., *Active control of scattered noise : a real-time implementation for a three-dimensional object*, Acta Acustica united with Acustica (2006), 92(2), p.278–288

FRIOT E., BORDIER C., *Real-time active suppression of scattered acoustic radiation*, Journal of Sound and Vibration (2004), 278(3), p.563–580

FRIOT E., *Contrôle optimal par rétroaction de la transparence acoustique d'une plaque munie de transducteurs piézo-électriques*, Comptes-Rendus de l'Académie des Sciences (1998), série IIb, 326, p.47–54

FRIOT E., BOUC R., *Fast synthesis of ARMA models for the recursive simulation of a scalar random process with a given target spectrum*, Journal of Sound and Vibration (1994), 170(3), p.415–421

B.2.2 Conférences invitées dans des congrès

GINTZ A., FRIOT E., *Control of low-frequency wall reflections in an anechoic room : estimation of the scattered sound from wall measurements*, ICA 2007, Madrid, 3-7 septembre 2007, sur CD-ROM, 5 pages

FRIOT E., *Causality Constraints in Multi-Channel Active Control of Random Noise*, CFA/DAGA'04, Strasbourg, 22-25 mars 2004, sur CD-ROM, 4 pages

FRIOT E., BORDIER C., *Contrôle actif en temps réel du champ diffracté par une cible*, CFA 2002, Lille, 8-11 avril 2002, sur CD-ROM, 6 pages

FRIOT E., *Suboptimal feedback control of sound radiating from a plate with piezoelectric transducers*, Euromech 341-Smart Structures and Materials, Giens, 1995

B.2.3 Actes de colloques à comité de lecture (avec rapports d'expertise)

FRIOT E., *Control of low-frequency wall reflections in an anechoic room*, ACTIVE 2006, Adelaide, Australie, 18-20 septembre 2006, sur CD-ROM, 9 pages

EPAIN N., FRIOT E., *3D reproduction of low-frequency sound fields using the boundary pressure control method*, ACTIVE 2006, Adelaide, Australie, 18-20 septembre 2006, sur CD-ROM, 12 pages

BOUDIER A., FRIOT E., PINHÈDE C., *Acoustic feasibility of feedforward control in call centers*, ACTIVE 2006, Adelaide, Australie, 18-20 septembre 2006, sur CD-ROM, 12 pages

FRIOT E., GUILLERMIN R., *Assourdissement actif à basse-fréquence des chambres anéchoïques*, XVIIème Congrès Français de Mécanique, Troyes, 29 août-2 septembre 2005, sur CD-ROM, 6 pages

EPAIN N., FRIOT E., *Indoor sonic boom reproduction using Active Noise Control*, Active 2004, Williamsburg, 20-22 septembre 2004, sur CD-ROM, 12 pages

FRIOT E., ROURE A., WINNINGER M., *Contrôle actif par rétroaction : un algorithme pour le traitement en temps réel d'un grand nombre de haut-parleurs et de microphones*, Cinquième Congrès Français d'Acoustique, Lausanne, septembre 2000, p.632-635

B.2.4 Communications à des congrès (avec actes complets)

FRIOT E., *Analyse en Composantes Principales et contrôle actif des champs acoustiques*, Congrès Français d'Acoustique 2006, Tours, 24-27 avril 2006, sur CD-ROM, 4 pages

BOUDIER A., FRIOT E., PINHÈDE C., *Contrôle actif du bruit perçu par les opérateurs de centres d'appels téléphoniques : étude de faisabilité acoustique*, Congrès Français d'Acoustique 2006, Tours, 24-27 avril 2006, sur CD-ROM, 4 pages

EPAIN N., HERZOG P., RABAU G., FRIOT E., *Preliminary work about the reproduction of sonic boom signals for perception studies*, International Sonic Boom Forum (part of the 17th International Symposium on Nonlinear Acoustics), State College, Pennsylvania, Etats-Unis, 21-22 juillet 2005, sur CD-ROM, 4 pages

MEUNIER S., RABAU G., FRIOT E., *Annoyance and loudness of pure tones in noise : application to active control of fan noise*, CFA/DAGA'04, Strasbourg, 22-25 mars 2004, sur CD-ROM, 2 pages

FRIOT E., BORDIER C., *"Confining silence" : a free-field experiment of multichannel control for random noise coming from uncorrelated sources in an anechoic theater*, Active 2002, Southampton, 14-17 juillet 2002, p. 221-230

FRIOT E., ROURE A., WINNINGER M., *Un algorithme pour le contrôle actif en temps réel du bruit large bande sur des microphones virtuels* CFA 2002, Lille, 8-11 avril 2002, sur CD-ROM, 4 pages

FRIOT E., SCOTTI T., *Simulation dans le domaine temporel de bruits instationnaires dans des cavités à bords absorbants* CFA 2002, Lille, 8-11 avril 2002, , sur CD-ROM, 4 pages

FRIOT E., ROURE A., WINNINGER M., *A Simplified Remote Microphone Technique for Active Noise Control at virtual error sensors*, Internoise 2001, La Haye,(The Hague), 27-30 août 2001 proc. p 681-684, ed. Rinus Boone

FRIOT E., BORDIER C., *A 3D real-time algorithm for active scattering control* Internoise 2000, Nice, août 2000, sur CD-ROM

FRIOT E., ROURE A., WINNINGER M., *A parallel real-time algorithm for multi-channel feedback control*, ACTIVE 99, Fort Lauderdale décembre 1999, p. 921-932

DESCHARENTRES F., FRIOT E., DUBOIS F., *Control of the Acoustic Transmission Loss through a Plate with Piezoelectric Devices : Numerical Modelling versus Experiments*, ICAST'99, 10th International Conference on Adaptative Structures and Technologies, Paris octobre 1999, p.483-490

FRIOT E., DESCHARENTRES L., *Feedback control of the transmission loss through a plate with piezo device*, Movic'98 ASME - Second Conference on Recent Advances in Active Control of

Sound and Vibration, ETH, Zurich 1998, pages 64-77

FRIOT E., PETITJEAN B., *Contrôle actif d'un vitrage simple avec des transducteurs piézo-électriques*, Quatrième colloque du GDR Vibro-acoustique, Publications du LMA numero 149, 1998, pages 197-208

FRIOT E., *Optimal feedback control of a radiating plate under broadband acoustic loading*, Active 97, OPAKFI Budapest 1997, pages 873-884

FRIOT E., *Contrôle optimal par rétroaction du rayonnement d'une plaque munie de transducteurs piézo-électriques*, MECAMAT- Mécanismes et mécanique des matériaux multifonctionnels, Aussois 1997, pages 33-36

FRIOT E., ROURE A., *Multimodal feedback control of a vibrating plate with non co-located actuators and sensors*, Third Conference on Dynamics and Control of Structures in Space, Computational Mechanics Publications, Southampton 1996, pages 201-216

FRIOT E., BOUC R., *Contrôle large bande non colocalisé de la transparence d'une plaque soumise à une excitation aérienne*, Deuxième colloque du GDR Vibro-acoustique, Publications du LMA numero 143, Marseille 1995, pages 229-247

FRIOT E., *Contrôle large bande robuste des vibrations d'une plaque munie de pastilles piézo-électriques*, Deuxième colloque national en Calcul des Structures, Hermès, Paris 1995, pages 835-840

FRIOT E., *Contrôle sous-optimal par rétroaction vibratoire du rayonnement d'une plaque munie de pastilles piézo-électriques*, Premier colloque du GDR Vibro-acoustique, Publications du LMA numero 142, Marseille 1994, pages 121-154

GHEsqUIERE H., FRIOT E., ALBARRAZIN A., *Active noise control for reducing booming noise in cars*, I-Mech-E International Conference on Vehicle NVH & Refinement, Birmingham 1994

FRIOT E., *Active and semi-active control of engine mounts for improving vehicle noise and vibration*, ISMA 17, KUL, Leuven 1992, pages 99-114

FRIOT E., *Active and semi-active control of engine mounts for improving vehicle noise and vibration*, Rencontres scientifiques du cinquantenaire du LMA, Publications du LMA numero 127, Marseille 1991, pages 199-211

B.2.5 Communications à des congrès (sans actes complets)

FRIOT E., GEORGELIN M., ROBERT G., DURAND C., *Real-time control of a vibrating plate excited by a turbulent boundary layer*, Forum Acusticum 1999, Berlin

FRIOT E., ROURE A., *Control of the Acoustic Transmission through a Plate with a Piezoelectric Patch*, Engineering Foundation Conferences - Engineered adaptive composite structures for noise and vibration control, Banff 1997

FRIOT E., *Optimal control of the transmission loss of a radiating plate with piezo devices*, Contrôle et équations aux dérivées partielles, Marseille, 1997

B.2.6 Séminaires, workshops

EPAIN N., FRIOT E., *Une expérience de contrôle du champ sonore à l'intérieur d'une sphère de microphones*, Journées d'Etudes sur la Spatialisation, Paris, 24-25 janvier 2006

FRIOT E., *Le contrôle actif du bruit : limites et applications*, Séminaire de l'Ecole Doctorale MEGA (Lyon), 4 février 2005

FRIOT E., *Le contrôle actif au LMA*, Journée de l'OR CARTES, Marseille, 13 décembre 2004

FRIOT E., EPAIN N., *Techniques de contrôle actif pour la restitution de champs sonores - Application à l'étude de la perception du bang sonore*, Journée de l'action spécifique CNRS-STIC Relief sonore, Marseille, 6 janvier 2004

FRIOT E., DUBOIS F., DESCHARENTRES L., *Contrôle actif par rétroaction avec des modèles de structure identifiés ou recalés*, Journée CSMA - Calage de modèles et problématiques associées, Cachan 1998

FRIOT E., *Contrôle optimal vibro-acoustique par feedback à l'aide de transducteurs piézo-électriques*, Table ronde MV2 - Contrôle actif des vibrations, Lyon 1997

FRIOT E., *Contrôle optimal par rétroaction de la transparence acoustique des plaques*, Colloque Mécanique des fluides actives : algorithmes de contrôle, Lyon 1997, sur invitation

FRIOT E., *Contrôle optimal par rétroaction de la transparence acoustique des plaques à l'aide de matériaux piézo-électriques*, Ecole CEA-EDF-INRIA Matériaux intelligents et structures adaptatives, INRIA, Rocquencourt 1997, pages 263-282

B.2.7 Autres

FRIOT E. (coordinateur) *et al.*, *Modélisation, contrôle actif et évaluation psycho-acoustique du bruit de soufflante*, rapport final de contrat de recherche dans le cadre du Réseau «Recherche aéronautique sur l'avion supersonique», novembre 2003

FRIOT E., *Une introduction au contrôle actif du bruit*, Opuscule disponible en ligne à l'adresse <http://www.lma.cnrs-mrs.fr/~friot/polyCA.pdf> utilisé comme support de cours de Master et d'école d'ingénieur, février 2003

FRIOT E., HERZOG P., *Une introduction à l'acoustique*, cours de l'Ecole Supérieure de Mécanique de Marseille, 2002

FRIOT E., *Contrôle semi-actif d'une suspension de groupe moto-propulseur avec un support hydro-élastique adaptatif*, Thèse de l'Université de la Méditerranée, 1993

FRIOT E., *Simulation ARMA de processus stochastiques à partir de leur densité spectrale de puissance*, Publications du LMA n° 122, Marseille, 1991

B.3 Activités d'encadrement

J'ai été ou suis co-directeur de la thèse de 5 doctorants du LMA :

- Laurent Deschaintres, qui a soutenu le 15 juin 2000 sa thèse de l'Université d'Aix-Marseille II intitulée *Contrôle actif vibroacoustique de la transparence acoustique de structures planes avec des transducteurs piézoélectriques*, qui a bénéficié d'une bourse du ministère et dont le directeur de thèse était R.Bouc ;
- Claire Bordier, qui a soutenu le 23 octobre 2003 sa thèse de l'Université d'Aix-Marseille II intitulée *Contrôle acoustique de sources inaccessibles*, qui a bénéficié d'une bourse BDI-CNRS et dont le directeur de thèse était S.Bellizzi ;
- Nicolas Epain, qui a soutenu le 20 mars 2007 sa thèse de l'Université de la Méditerranée sur l'*Application des techniques de contrôle actif à la reproduction de champs sonores*, qui a bénéficié d'une bourse ministérielle et dont le directeur de thèse était S.Bellizzi ;
- Aurélie Boudier, en fin de thèse à l'Université de Provence sur le *Contrôle actif du bruit perçu par les opérateurs de centres d'appels téléphoniques*, qui bénéficie d'une bourse BDI CNRS-INRS et dont le directeur de thèse est G.Mangiante ;
- Alex Gintz, en troisième année de thèse à l'Université de Provence sur le *Contrôle actif des réflexions en paroi de chambre anéchoïque*, qui bénéficie d'une bourse BDI CNRS-Région et dont le directeur de thèse est P.Herzog.

Je prétends avoir seul proposé le sujet de thèse, élaboré les dossiers de financement et dirigé effectivement sur le plan scientifique les thèses de C.Bordier, N.Epain et A.Boudier.

A l'exception d'Aurélié Boudier j'ai encadré les personnes ci-dessus pour leur stage de DEA ou de deuxième année de Master. J'ai également encadré les stages de DEA d'Ali Hadji et Noë Poffa.

Par ailleurs j'ai encadré plusieurs stagiaires de niveau Bac+4 en fin de maîtrise ou de première année de Master (Sara Masliah, Frank Gilly, Rémi Fahed) ou bien en deuxième année d'école d'ingénieur (Maxime Keller, Sandrine Espeillac et Thomas Pelletier).

J'assure l'encadrement de Martin Glessier recruté en «post-doc» pour le projet CoMBE.

Enfin j'ai assuré l'encadrement de Marc Georgelin qui a effectué son Service National au LMA en tant que Scientifique du contingent.

B.4 Activités d'enseignement

J'ai dispensé ou dispense encore les enseignements suivants :

Une introduction au contrôle acoustique actif

Cours magistral dispensé au DEA de Mécanique, filière Acoustique et Vibrations, puis au DEA d'Acoustique puis au Master d'Acoustique de Marseille

volume actuel : 16h/an ; support de cours accessible à l'adresse :

<http://www.lma.cnrs-mrs.fr/IMG/pdf/polyCA.pdf>

Une introduction à l'acoustique

Cours magistral et Travaux Dirigés de deuxième année mis en place à l'Ecole Supérieure de Mécanique de Marseille (ESM2) avec P. Herzog en 2000 devenus, avec l'adjonction de travaux pratiques et l'assistance de doctorants du LMA, cours d'Option Générale (OG) de deuxième année à l'Ecole Centrale Marseille (ECM) sous l'intitulé *Acoustique Physique Appliquée* (APA) volume actuel : en moyenne 8h/an (sur un total de 24 pour l'OG APA)

Encadrement de projets de troisième année

Proposition annuelle d'un sujet de projet et suivi d'élèves de l'ESM2 puis de l'ECM, axe Acoustique, Sons et Environnement (ASE)

Bruit intérieur des automobiles

Cours magistral de troisième année à l'ECM, axe ASE, 6h/an

Simulation sonore

Travaux dirigés sur ordinateur mis en place en troisième l'année à l'ESM2, 12h/an jusqu'en 2005

B.5 Contrats de collaboration de recherche

J'ai coordonné trois contrats de collaboration associant plusieurs laboratoires et industriels :

Contrôle et Métrologie du Bruit en Écoulement (CoMBE)

Le projet CoMBE associe 5 laboratoires français (le LMA, le LEA, le LMFA, le LAUM et l'ONERA-Toulouse) pour l'étude et le contrôle du bruit propagé dans un écoulement à nombre de Mach 0,3. L'assemblage et l'utilisation d'une veine d'essai commune permet d'étudier dans des conditions de laboratoire les spécificités du contrôle en écoulement qu'il est envisagé de mettre en œuvre pour réduire le bruit de soufflante des turboréacteurs. Le projet CoMBE, qui répondait à l'appel d'offres «Avion à Faible Bruit» de la Fondation Nationale de Recherche pour l'Aéronautique et l'Espace» a reçu un financement de 300k€ sur deux ans.

Modélisation, contrôle actif et évaluation psycho-acoustique du bruit de soufflante

Ce projet qui réunissait trois laboratoires (LMA, LEA et LAUM) et un industriel (Snecma) a permis d'évaluer la gêne associée au bruit de soufflante des turboréacteurs et le gain perceptif qu'on peut attendre de son contrôle actif à partir de mesures sur une expérience de contrôle in situ. Ce projet a permis en parallèle d'adapter les techniques de vélocimétrie laser développées au LEA et d'antennerie développées au LAUM au cas du bruit propagé en écoulement relativement rapide (à nombre de Mach 0,3). Ce projet, en réponse au deuxième appel à propositions du réseau «Recherche aéronautique sur l'avion supersonique», a reçu un financement de 1MF sur deux ans. Les résultats obtenus ont ensuite permis de préparer le projet CoMBE.

Contrôle large bande avec des transducteurs piézo-électriques de la transparence d'une plaque soumise à une excitation aérienne

Ce projet a associé le LMA, l'ONERA-Châtillon et le CNAM pour la modélisation et la mise en œuvre du contrôle vibroacoustique d'une plaque. Il a été financé par le Ministère de l'Environnement, à hauteur de 400kF pour le LMA, dans le cadre du GDR Vibroacoustique, co-dirigé par Robert Bouc et Claude Lesueur.

Enfin j'ai participé à des titres divers à de nombreux contrats de collaboration de recherche sur le contrôle actif coordonnés au LMA par Alain Roure (programmes européens Silence(R), Terria, Ranntac et Asanca; contrats nationaux avec Renault, Snecma, Eurocopter...).

B.6 Autres activités diverses

participation à des instances représentatives

Je suis depuis 1999 membre élu du Conseil de Laboratoire du LMA. Je suis membre du Bureau du CdL depuis 2006.

J'ai été, jusqu'à la création de l'ECM, membre nommé de la Commission de Spécialistes, sections 60-61, de l'Université de la Méditerranée. Depuis je suis membre nommé de la Commission Pluridisciplinaire de Spécialistes de l'ECM.

diffusion de l'information scientifique et technique, vulgarisation

Tous les ans je participe à une opération de communication à l'occasion de la Fête de la Science en tenant un stand soit au LMA, à l'occasion de journées portes ouvertes, soit dans des lieux divers comme une galerie de centre commercial...

J'ai été interviewé à quelques reprises par les équipes régionales de télévision (France 3, M6 Marseille) à l'occasion du Congrès Français d'Acoustique ou de l'inauguration du nouveau revêtement de la chambre sourde, avec diffusion à chaque fois de quelques minutes de reportage.

Je suis régulièrement contacté par des journalistes de la presse de vulgarisation scientifique pour des articles sur l'acoustique. A ce jour, la retombée médiatique la plus notable que j'ai pu constater a suivi la publication par *Le Nouvel Observateur* de la photographie du «parapluie anti-bruit» qu'Alain Roure a fait fonctionner sur l'aéroport de Lyon St Exupéry ; cette photographie sert d'illustration, dans le dernier numéro de l'année, à une page consacrée aux avancées de la recherche en 2005 cent ans après les fameux articles d'A. Einstein. Malheureusement le journal m'attribue par erreur la paternité de l'appareil qu'il situe d'ailleurs à Marignane et non à Satolas...

En réponse aux très nombreuses sollicitations des élèves de classes préparatoires à l'occasions de leur Travail d'Initiative Personnelle Encadré, j'ai regroupé sur une page web des informations diverses sur le contrôle acoustique actif.

participation à des jurys de thèse

En dehors du LMA j'ai été membre du jury des thèses de Colas Grenier, Hervé Lissek et Philippe-Aubert Gauthier. J'ai été rapporteur de la thèse de P.-A. Gauthier (ce qui est possible sans HDR pour une thèse menée au Québec).

expertises

J'ai été rapporteur pour les revues *Acta Acustica united with Acustica*, *American Institute for Aeronautics and Astronautics Journal*, *European journal of Mechanics - A/solids*, *Journal of Engineering Applications of Artificial Intelligence*, *Journal of Sound and Vibration*, plusieurs fois par an pour la dernière.

J'ai été rapporteur pour le *Natural and Sciences Engineering Research Council*, organisme de financement de la recherche au Canada.

organisation de congrès

J'ai participé à l'organisation du Quatrième colloque national en calcul des structures. J'ai été membre du comité scientifique des congrès Active 2006 et CFM 2007. J'organise les troisièmes Journées nationales du réseau IROQUA tenues en novembre 2007 à Marseille.

autres

Je suis responsable du Groupe de Travail Thématique Technologies Actives du réseau IROQUA.

Annexe C

Publications parues dans des revues à comité de lecture

La suite de ce document est constituée par mes publications parues à ce jour dans des revues à comité de lecture. Pour des questions de *copyright* cette partie du mémoire *ne peut pas être diffusée librement*, elle a donc été retirée des versions disponibles en ligne.

Ces publications concernent successivement :

- la simulation des trajectoires de la paramétrisation ARMA d'un processus stochastique, à l'aide de l'algorithme de factorisation spectrale évoquée en section A.3, pour l'article [23],
- le contrôle LGQ des vibrations et du rayonnement d'une plaque munie de transducteurs piézoélectriques, discuté en section 4.1, pour l'article [18],
- la stratégie de contrôle du champ diffracté par une surface quelconque, présentée en section 4.3, et sa mise en œuvre 1D pour l'article [22],
- la mise en évidence et l'interprétation de l'infinie anti-causalité du contrôle actif en présence de réflexions (*cf.* section 2.1.2) ou en champ libre (*cf.* section 2.1.3), pour des cas multivoies, pour l'article [21],
- la mise en œuvre 3D évoquée en section 4.3, pour un dispositif dimensionné à partir de calculs par éléments finis de frontière, de la stratégie de contrôle du champ diffracté pour l'article [26],
- la mise en œuvre de la stratégie de contrôle BPC, présentée en section 1.4, pour l'article [15].

Limites et outils d'optimisation du contrôle acoustique actif

Résumé :

Ce mémoire présente un ensemble de travaux de recherche destinés à élargir le domaine d'application du contrôle acoustique actif et à en améliorer les performances.

Il vise à expliquer le nombre toujours petit des applications du contrôle actif par les contraintes physiques, telles que la contrainte de causalité des algorithmes en temps réel ou le raccourcissement de la longueur d'onde avec la fréquence, qui s'appliquent aux dispositifs de contrôle; compte tenu de ces différentes contraintes il présente des outils d'optimisation pour concevoir des systèmes plus performants. Sont ainsi décrits des travaux de recherche orientés successivement vers un contrôle actif sur une zone de l'espace plus étendue, vers le contrôle de sons plus complexes, vers la résolution de problèmes de contrôle mieux posés puis vers le contrôle de grandeurs acoustiques non directement accessibles à la mesure. Au delà de cet exposé de travaux de recherche conduits en équipe au sein du Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique du CNRS à Marseille, ce mémoire espère montrer que le contrôle actif n'est pas une simple mise en œuvre technologique, un peu limitée et passée de mode, de théories connues de l'acoustique et de l'automatique mais bien un réel et actuel sujet de recherche en acoustique.

Mots-clés :

Acoustique - Contrôle actif - Analyse en Composantes Principales - Reproduction sonore - Causalité - Filtrage adaptatif - Conditionnement - Diffraction

Limitations and optimization of Active Noise Control

Abstract :

This dissertation introduces a set of scientific works aiming at widening the scope and the performances of Active Noise Control.

Physical constraints, such as the causality constraint of real-time algorithms or the shortening of wavelength as frequency increases, are discussed, and optimization tools are suggested for the design of better-performing practical set-ups. This dissertation successively considers the widening of the actively controlled area, the control of more complex sounds, the formulation of better-posed problems and the control of acoustic variables that cannot be directly measured. Beyond the introduction of research work carried at the CNRS-Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique, this dissertation aims at showing that Active Noise Control is not a mere implementation of theoretical results from automatics and acoustics but a hot research topic in acoustics.

Keywords :

Acoustics - Active Noise Control - Principal Component Analysis - Sound reproduction - Causality - Adaptive filtering - Condition number - Acoustic scattering