



HAL
open science

Contrôle actif du bruit perçu par les opérateurs de centres d'appels téléphoniques

Aurélie Boudier-Cusset

► **To cite this version:**

Aurélie Boudier-Cusset. Contrôle actif du bruit perçu par les opérateurs de centres d'appels téléphoniques. Acoustique [physics.class-ph]. Université de Provence - Aix-Marseille I, 2008. Français. NNT: . tel-00337161

HAL Id: tel-00337161

<https://theses.hal.science/tel-00337161>

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 Provence (Aix-Marseille I)

*Ecole Doctorale 353 - Sciences Pour l'Ingénieur :
Mécanique, Physique, Micro et Nanoélectronique*

THESE

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université Aix-Marseille I

Discipline : Mécanique Energétique

Spécialité : **ACOUSTIQUE**

présentée et soutenue publiquement par

Aurélié BOUDIER-CUSSET

le 18 septembre 2008

• • •

**Contrôle actif du bruit perçu par les
opérateurs de centres d'appels téléphoniques**

• • •

Directeur de thèse :

Emmanuel FRIOT

Jury :

Mme	Marie-Annick GALLAND	Ecole Centrale de Lyon	Rapporteur
M.	Yves GRENIER	Ecole Telecom ParisTech	Rapporteur
M.	Emmanuel FRIOT	CNRS-LMA	Directeur de thèse
M.	Frédéric LEBON	Université de Provence	Examineur

CNRS - Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique

Remerciements

Je remercie tout d'abord la "Dream Team" du contrôle actif au LMA : Manu, qui m'a fait confiance pour mener ce projet à terme et qui m'a tout au long de la thèse apporté son éclairage scientifique (... même dans les plus fortes pentes des Calanques !); Alain, qui m'a toujours fait bénéficier de sa grande expérience en contrôle actif; Muriel, qui m'a aidée à décoder le jargon du Compars et enfin Cédric, sans qui je n'aurais pu faire aucune manip et qui résisté à mon perfectionnisme acharné...

Je remercie Marie-Annick Galland, Yves Grenier et Frédéric Lebon pour avoir accepté d'évaluer mon travail et pour leurs remarques très enrichissantes.

Je remercie le CNRS et l'INRS, co-financeurs du projet ABRUPT, et particulièrement Vincent Planeau qui m'a ouvert les portes du plateau de France Telecom et qui, malgré son départ de l'INRS, a continué à me donner des conseils avisés sur les casques téléphoniques et à suivre avec intérêt l'évolution de ma thèse.

Je remercie l'Ecole Doctorale et son ex-directeur Pierre Suquet, qui m'a soutenue financièrement pour aller présenter mes travaux au congrès Active'06 en Australie, mais également Jeanne Pullino et Pascal Champion avec qui il a toujours été très agréable d'organiser les manifestations de l'ED.

Je remercie Aline Barlet et Françoise Chartier, du GRECAU de l'Ecole d'Architecture de Bordeaux, qui m'ont permis de mieux connaître le métier de télé-opérateur en m'invitant à leurs visites de centres d'appels à Toulouse (attention aux chevilles!).

Je remercie Jacques Prado, du LTCI de Telecom Paris, pour ses conseils avisés en matière de traitement du signal.

Je remercie France Telecom, et en particulier Guy Garnier, préventeur CHSCT, David Ripert, responsable du plateau de St Mauront, et plus généralement tout le personnel du plateau du 1014 pour avoir accepté parmi eux un "télé-opérateur" de plus (moins bruyant mais plus curieux!).

Bien sûr, un grand merci à toute l'équipe Sacads au sein de laquelle j'ai eu un grand plaisir à travailler, entre les bâtiments V, E... et la salle à café. Je pense notamment à tous les doctorants et post-doctorants que j'ai pu côtoyer : Flo, Mathieu, Emma, Max, Stéphane, Stephan, Nico, Lionel, Alex, Gus, mais aussi Isa, Claire... et plus largement tous ceux que j'ai pu rencontrer en tant que responsable des doctorants de l'Ecole Doctorale ("mo-bi-li-sez vous!").

Enfin, je tiens à faire un petit clin d'oeil à Bruno pour avoir été bien patient quand la rédaction du manuscrit a pris un peu plus de temps que prévu... après l'arrivée de notre belle surprise du 15 septembre 2007 : le p'tit Léo!

Contrôle actif du bruit perçu par les opérateurs de centres d'appels téléphoniques

Résumé : Les opérateurs de centres d'appels sont exposés à un bruit de fond relativement élevé, principalement composé des conversations de leurs collègues. Ce bruit de fond gêne l'intelligibilité des conversations téléphoniques et induit chez les opérateurs des comportements dommageables. Une solution pour remédier à ce problème consiste à équiper leur casque téléphonique d'un système de contrôle actif afin de réduire le bruit directement au niveau de leurs oreilles. En raison de la limitation du contrôle par feedback au contrôle des basses fréquences, nous avons envisagé l'étude d'un dispositif de contrôle par feedforward, le principe étant d'utiliser un ou plusieurs capteurs de référence détectant le bruit gênant en amont de la zone de réduction du bruit. Le contrôle par feedforward en centre d'appels peut être limité par des facteurs relevant de la physique et du traitement du signal en raison de la complexité du champ acoustique et des caractéristiques instationnaire et large-bande du bruit. Cette thèse présente l'étude acoustique, algorithmique et technologique d'un système de contrôle par feedforward sous casque, en se basant sur des simulations de contrôle réalisées à partir d'enregistrements sonores et d'une expérience de contrôle temps-réel. Nous y montrons que malgré la faisabilité acoustique et algorithmique du contrôle par feedforward dans les centres d'appels, la technologie actuelle des casques téléphoniques ne permet pas d'obtenir un contrôle satisfaisant.

Active noise control in call centers

Abstract : Call centers agents are exposed to relatively high ambient noise, mostly due to the conversations of other operators. This ambient noise causes loss of intelligibility of the phone calls and can lead to harmful behaviors. One solution to solve this problem is to add to their headset an active control system in order to reduce noise directly at their ears. Because feedback systems are limited to low frequency control, we thought about studying a feedforward system, using one or more reference sensors detecting disturbing noise before it reaches the minimisation area. In call centers, feedforward control can be limited by physics and signal processing because of a complex sound field and an unstationary wideband noise. This thesis deals with the acoustic, algorithmic and technological study of a feedforward headset, based on control simulations computed with sound recordings and a real-time control experience. We show that despite the acoustic and algorithmic feasibility of feedforward control in call centers, the current technology of phone headsets doesn't allow efficient control.

Sommaire

Introduction	1
1 Contrôle actif et centres d'appels	3
1.1 Contexte de l'étude	4
1.1.1 L'INRS et les centres d'appels	4
1.1.2 L'ACI ABRUPT	6
1.1.3 Le centre d'appels de France Télécom St Mauront	7
1.2 Le bruit dans les centres d'appels	8
1.2.1 Les opérateurs face au bruit	8
1.2.2 Analyse du bruit	9
1.2.3 Temps de réverbération du plateau	10
1.3 Choix de la stratégie de contrôle	11
1.3.1 Introduction au contrôle actif du bruit	11
1.3.2 Réduction d'un bruit large bande	13
1.3.3 Choix d'un contrôle local	14
1.3.4 Rapide état de l'art des casques actifs	15
1.4 Conclusion : étude d'un casque feedforward	16
1.4.1 Etude acoustique	16
1.4.2 Etude algorithmique	20
1.4.3 Etude technologique	22
2 Evaluation de casques feedback du commerce	23
2.1 Principe des casques feedback	24
2.2 Mesures expérimentales de casques du commerce	27
2.2.1 Performance des casques en chambre sourde	29
2.2.2 Performance des casques en centre d'appels	33
2.3 Conclusion	36

3	Etude de faisabilité acoustique	39
3.1	Contrôle par feedforward multi-références	41
3.1.1	Description d'un système mono-voie et multi-références	41
3.1.2	Calcul de l'atténuation optimale sans contrainte de causalité	43
3.1.3	Calcul de l'atténuation optimale causale	45
3.1.4	Méthodologie d'évaluation de la faisabilité acoustique	47
3.2	Description des enregistrements	49
3.2.1	Grand bureau du LMA	50
3.2.2	Chambre sourde du LMA	50
3.2.3	Plateau d'appels de France Télécom St Mauront	50
3.3	Contrôle d'une source de bruit blanc	55
3.3.1	Contrôle mono-référence électrique	55
3.3.2	Contrôle mono-référence éloignée vs. mono-référence proche	59
3.4	Contrôle de plusieurs sources de bruit blanc	65
3.4.1	Contrôle mono-référence proche	65
3.4.2	Contrôle multi-références électriques vs. mono-référence proche	66
3.4.3	Contrôle multi-références éloignées vs. mono-référence proche	67
3.5	Contrôle de sources de parole	70
3.5.1	Influence du type de référence (électrique/primaire, éloignée, proche)	70
3.5.2	Contrôle mono-référence éloignée vs. mono-référence proche	71
3.5.3	Contrôle multi-références électriques vs. mono-référence proche	72
3.5.4	Contrôle multi-références éloignées vs. mono-référence proche	73
3.6	Conclusion	75
4	Etude algorithmique	77
4.1	L'algorithme temporel NLMS	79
4.1.1	Evaluation des performances d'un algorithme adaptatif	79
4.1.2	Du LMS au NLMS	83
4.1.3	Performances du NLMS sur des signaux de centre d'appels	84
4.2	L'algorithme fréquentiel Fast LMS	90
4.2.1	Du LMS au block LMS	90
4.2.2	Du block LMS au Fast LMS	91
4.2.3	Normalisation fréquentielle du Fast LMS	92
4.2.4	Performances du Fast LMS sur des signaux de centre d'appels	94
4.3	L'algorithme fréquentiel GMDF α	98

4.3.1	Principe de l'annulation d'écho	98
4.3.2	Du MDF au GMDF_α	100
4.3.3	Performances du GMDF_α sur des signaux de centre d'appels	102
4.4	Conclusion	105
5	Etude technologique	107
5.1	Effets d'une fonction de transfert secondaire réelle	109
5.1.1	Définition de la fonction de transfert secondaire	109
5.1.2	Définition de l'algorithme FXLMS	110
5.1.3	Limitation acoustique	112
5.1.4	Limitation algorithmique	113
5.2	Simulations de contrôle pour un casque téléphonique actif	115
5.2.1	Mesure de la fonction de transfert du casque	116
5.2.2	Mesure de la fonction de transfert du contrôleur	119
5.2.3	Simulations de contrôle hors temps-réel par NFXLMS	121
5.3	Expérience de contrôle temps-réel	124
5.3.1	Dispositif expérimental	124
5.3.2	Description du contrôleur Zen	125
5.3.3	Contrôle d'un bruit blanc	126
5.3.4	Contrôle d'un signal de parole	130
5.4	Conclusion	136
	Conclusion et perspectives	139
	Références bibliographiques	147
	Annexes	149
	A Atténuation optimale sans contrainte de causalité	151
	B L'algorithme LMS multi-références	155

Introduction

Les opérateurs de centres d'appels téléphoniques sont exposés à un bruit de fond relativement élevé qui est principalement généré par leurs collègues en conversation. Ce bruit de fond gêne l'intelligibilité des conversations téléphoniques et peut conduire à des risques auditifs si les opérateurs montent le volume de leur casque au-delà des limites raisonnables pour l'oreille. Afin d'améliorer leurs conditions de travail, des solutions doivent être envisagées pour réduire le niveau sonore qu'ils perçoivent. Des solutions *passives* sont souvent mises en place, par un traitement acoustique des locaux, mais les opérateurs sont toujours gênés par le bruit environnant.

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire et réalisés au Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique (LMA, Marseille) dans le cadre d'une Action Concertée Incitative avec l'INRS (Institut National de Recherche et de Sécurité) concernent l'étude d'une solution *active* permettant de réduire le bruit de fond directement aux oreilles des opérateurs. Le but de ce travail est d'évaluer, à travers une étude numérique et expérimentale, la faisabilité d'un système de contrôle actif utilisant comme support le casque téléphonique des opérateurs.

Ce mémoire est organisé en cinq chapitres. Le chapitre 1 est un chapitre introductif qui permet de poser la problématique du contrôle actif en centre d'appels. Nous y décrivons le type de bruit régnant sur les plateaux ainsi que le cheminement de la stratégie que nous avons choisi d'adopter pour réaliser le contrôle de ce bruit. La stratégie finalement choisie est celle d'un dispositif sous casque fonctionnant par *feedforward*. Avant d'envisager la conception d'un tel dispositif, des études de trois types doivent être effectuées pour déceler les limitations potentielles du contrôle : une étude acoustique, une étude algorithmique et une étude technologique. Ces études sont introduites en fin de chapitre et développées dans les chapitres 3, 4 et 5.

Le chapitre 2 est un chapitre à dominante expérimentale où nous donnons les résultats de tests de casques actifs du commerce fonctionnant par *feedback*, en chambre sourde et sur un plateau d'appels. Nous expliquons en particulier pourquoi nous avons choisi de ne pas orienter notre étude vers ce type de contrôle pour la réduction du bruit des centres d'appels téléphoniques.

Le chapitre 3 présente l'étude de faisabilité acoustique du contrôle par feedforward en centre d'appels. Dans un premier temps nous décrivons la méthodologie d'évaluation que nous avons appliquée sur un système mono-voie et multi-références, c'est à dire composé d'un seul capteur d'erreur et de plusieurs capteurs de référence. Nous y montrons en particulier que le contrôle peut être limité par deux contraintes importantes : la contrainte de cohérence et la contrainte de causalité. Sont ensuite exposés les résultats de simulations numériques de contrôle réalisées pour différentes configurations de capteurs de référence et pour des bruits enregistrés dans trois types d'environnement : une chambre sourde, un grand bureau et un plateau d'appels téléphoniques.

Le chapitre 4 concerne l'étude algorithmique du système de contrôle envisagé pour notre application. Cette étude détaille trois algorithmes adaptatifs et évalue leur capacité à pouvoir ajuster le filtre de contrôle en temps-réel dans les conditions de bruit des centres d'appels. Nous montrons que la principale difficulté d'adaptation de ces algorithmes est liée à l'instationnarité et à la largeur de bande du bruit qui est principalement composé de signaux de parole. C'est pourquoi nous avons choisi de comparer les performances d'un algorithme temporel normalisé (le NLMS) et de deux algorithmes fréquentiels (le Fast LMS et le GMDF α), en réalisant des simulations numériques de contrôle sur des signaux enregistrés en centres d'appels.

Enfin, le chapitre 5 expose l'étude technologique d'un casque téléphonique équipé d'un système de contrôle par feedforward. Nous y développons les raisons de la limitation du contrôle dues à la fonction de transfert secondaire, c'est à dire au système matériel utilisé pour réaliser le contrôle (haut-parleur secondaire et contrôleur). Cette étude présente les résultats de simulations numériques montrant l'effet séparé du haut-parleur et du contrôleur ainsi qu'une expérience de contrôle temps-réel qui a été réalisée en chambre sourde avec un casque téléphonique équipé d'un système actif.

Chapitre 1

Contrôle actif et centres d'appels

1.1 Contexte de l'étude	4
1.1.1 L'INRS et les centres d'appels	4
1.1.2 L'ACI ABRUPT	6
1.1.3 Le centre d'appels de France Télécom St Mauront	7
1.2 Le bruit dans les centres d'appels	8
1.2.1 Les opérateurs face au bruit	8
1.2.2 Analyse du bruit	9
1.2.3 Temps de réverbération du plateau	10
1.3 Choix de la stratégie de contrôle	11
1.3.1 Introduction au contrôle actif du bruit	11
1.3.2 Réduction d'un bruit large bande	13
1.3.3 Choix d'un contrôle local	14
1.3.4 Rapide état de l'art des casques actifs	15
1.4 Conclusion : étude d'un casque feedforward	16
1.4.1 Etude acoustique	16
1.4.2 Etude algorithmique	20
1.4.3 Etude technologique	22

1.1 Contexte de l'étude

1.1.1 L'INRS et les centres d'appels

Selon l'Institut des métiers de France Télécom (mars 1999 [2]), un centre d'appels est une « structure basée sur le téléphone et l'informatique qui permet une communication directe et à distance entre un interlocuteur (client, prospect, adhérent, usager...) et une personne, communément appelée télé-opérateur, qui représente l'entité à l'origine du centre d'appels (entreprise, association, collectivité locale...), afin de répondre au mieux aux besoins des usagers et/ou de développer la relation clientèle sous toutes ses formes. »

Tout le monde a eu affaire au moins une fois à un centre d'appels téléphoniques : pour répondre à une enquête, pour commander un article ou tout simplement pour demander un renseignement. Qu'ils soient internes ou externalisés (sous-traitants), qu'ils gèrent des appels entrants ou sortants, les centres d'appels répondent le plus souvent à la même organisation. Comme on peut le voir sur les photos présentées à la figure 1.1, les télé-opérateurs sont installés sur des bureaux répartis sur des *plateaux* plus ou moins grands. Les bureaux sont la plupart du temps séparés par des parois, vitrées ou non, et parfois regroupés en *marguerites* (lots de quatre bureaux se faisant face). Dans les centres les plus récents, qui ont souvent bénéficié d'une étude acoustique approfondie, on trouve des centres composés de plusieurs petites salles, permettant de regrouper quatre ou cinq marguerites au plus, soit une vingtaine d'opérateurs.

Le métier des télé-opérateurs consiste à traiter par ordinateur les informations échangées au téléphone avec leur interlocuteur. Ces tâches sont souvent considérées comme stressantes car les opérateurs sont surveillés et doivent répondre à des critères de rendement d'appels. De plus, les opérateurs passent plusieurs heures par jour au téléphone et sont exposés au bruit ambiant du plateau, ce qui contribue à rendre plus difficiles des tâches qui demandent une certaine concentration. Notons que les centres que nous avons visités font partie des centres relativement privilégiés et que nous n'avons pas eu accès aux plateaux les plus denses et les plus bruyants. Néanmoins, même dans les centres peu ou moyennement bruyants que nous avons visités, nous avons pu constater que les opérateurs se plaignaient du bruit.

On dénombre aujourd'hui plus de 3500 centres d'appels en France (chiffre de 2004, source INRS [2]), ce qui représente environ 210000 télé-opérateurs. Face à l'augmentation constante du nombre de centres, leurs conditions de travail et en particulier les conditions de bruit sont devenues une préoccupation majeure des organismes de prévention des risques au travail. Dans une étude réalisée en 2002 sur

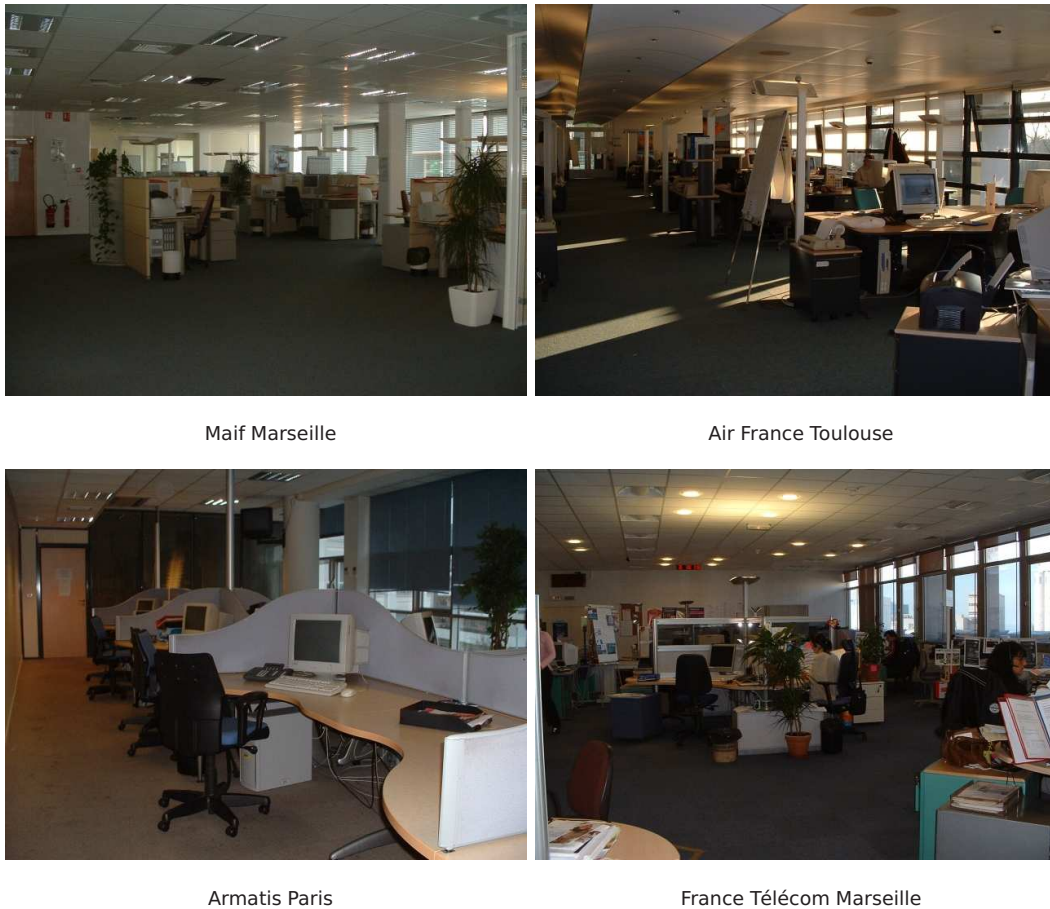


FIG. 1.1 : Photos de centres d'appels

24 plateaux d'appels [32], l'INRS a constaté que pour environ un quart des centres d'appels, le niveau sonore ambiant dépassait souvent 65 dB(A). En considérant qu'un écart de 25 dB(A) entre le niveau ambiant et le niveau du téléphone est nécessaire pour une bonne compréhension de la conversation téléphonique [2], cela signifie qu'un quart des opérateurs sont potentiellement soumis à des niveaux supérieurs au seuil admissible de 85 dB(A) (seuil abaissé à 80 dB(A) en 2006 [1]). Il était donc nécessaire et urgent d'intervenir sur les niveaux sonores subis par les télé-opérateurs, d'autant plus que l'Assurance Maladie a relevé chez eux plusieurs cas de surdités.

Pour réduire les risques auditifs encourus par les opérateurs, une première mesure consiste à limiter les niveaux sonores délivrés par les équipements téléphoniques. Cependant, si le niveau ambiant du centre n'est pas réduit, le problème d'intelligibilité de la conversation téléphonique demeure et les opérateurs doivent faire de gros efforts pour se concentrer, ce qui entraîne à terme une fatigue auditive et nerveuse importante.

Pour réduire le niveau de bruit ambiant, il existe des solutions acoustiques pas-

sives « globales », qui consistent à garantir un espacement minimal entre les bureaux, à agrandir leurs parois de séparations ou encore à traiter les locaux par des matériaux absorbants (moquette, dalles de plafond...). Cependant, ces solutions peuvent être coûteuses et complexes à mettre en oeuvre si elles n'ont pas été prévues dès la conception. De plus, même quand ces solutions sont mises en place, le bruit qui parvient aux oreilles des opérateurs reste gênant, en particulier parce qu'il est principalement composé des conversations des autres opérateurs, les plus proches ou ceux ayant une voix forte étant les plus gênants.

C'est pour cette raison que l'INRS a fait appel au CNRS, dans le but d'explorer les possibilités offertes par le contrôle actif pour la réduction du bruit ambiant des centres d'appels. Le principe du contrôle actif consistant à générer un anti-bruit pour atténuer le bruit gênant, il nous a semblé intéressant de se pencher vers l'étude d'un *casque téléphonique actif*, permettant de réduire le bruit directement aux oreilles de l'opérateur. Le casque serait alors utilisé pour une double fonction : écouter la conversation téléphonique et atténuer le bruit ambiant. Au-delà du côté plus pratique et peut-être moins coûteux que les solutions passives, l'intérêt de la solution active locale pourrait être d'entraîner une réduction globale du bruit. En effet, lorsqu'un opérateur n'est pas gêné pour comprendre son interlocuteur, il n'a pas tendance à hausser la voix, ce qui contribue donc à une ambiance plus calme sur le plateau.

1.1.2 L'ACI ABRUPT

Cette thèse s'est donc déroulée dans le cadre d'une action concertée incitative (ACI ABRUPT : Anti BRUit actif sur un Poste de Travail) à l'initiative de l'Institut National de Recherche et de Sécurité (INRS¹). Le travail de recherche a été réparti sur plusieurs laboratoires CNRS partenaires :

- le Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique (LMA²), partenaire principal pour l'étude du système de contrôle actif et lieu de déroulement de la thèse,
- le Groupe de Recherche Environnement Conception Architecturale et Urbaine (GRECAU³) de l'Ecole d'Architecture de Bordeaux, chargé de l'enquête réalisée auprès des télé-opérateurs pour déterminer leurs attentes en terme d'amélioration du confort acoustique,
- le Laboratoire Traitement et Communication de l'Information (LTCI⁴) de l'Ecole Nationale des Télécommunications de Paris, qui a contribué à l'étude algorithmique du système de contrôle actif.

¹INRS : <http://www.inrs.fr>

²CNRS-LMA : <http://www.lma.cnrs-mrs.fr>

³GRECAU : <http://www.bordeaux.archi.fr/recherche/GRECAU/default.htm>

⁴LTCI : <http://www.ltci.enst.fr>

1.1.3 Le centre d'appels de France Télécom St Mauront

Le plateau du « 1014 » de France Télécom St Mauront (Marseille) nous a ouvert ses portes pour servir de plateau-pilote dans le cadre de l'ACI ABRUPT. Nous avons pu y réaliser des enregistrements d'ambiance sonore ainsi que des mesures d'atténuation de casques actifs du commerce. En parallèle de ces mesures, les opérateurs et le responsable du plateau ont répondu à l'enquête du GRECAU sur le ressenti de leur environnement sonore.

Ce plateau occupe une surface d'environ 300 m^2 (plateau moyen) et il compte 45 opérateurs et 4 managers d'équipe qui tournent sur les différents postes de travail (9 marguerites et 4 bureaux)⁵. Le plan du plateau est donné à la figure 1.2. Les croix sur la figure représentent les marguerites.

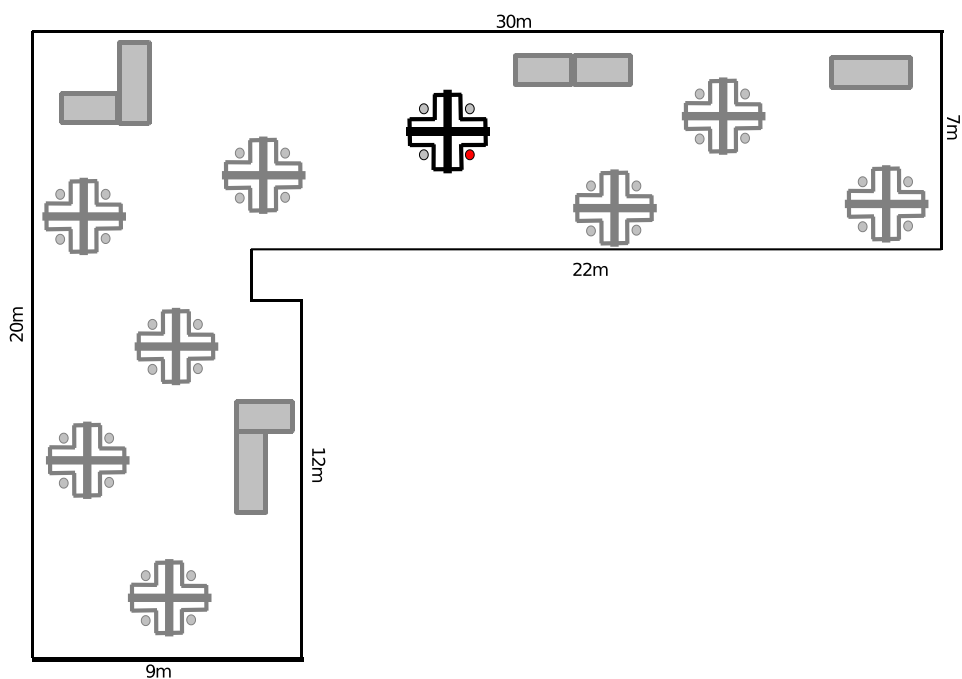


FIG. 1.2 : Plan du plateau du « 1014 » de France Télécom St Mauront

⁵Depuis septembre 2006, le plateau a été réorganisé et découpé en plusieurs petits plateaux mieux étudiés du point de vue acoustique. Nous n'avons pas refait d'enregistrements dans ces nouvelles conditions.

1.2 Le bruit dans les centres d'appels

1.2.1 Les opérateurs face au bruit

Afin de pouvoir dimensionner convenablement un système d'anti-bruit actif pour les centres d'appels, il est important de tenir compte de la façon dont il sera perçu par ses utilisateurs. Si le but du dispositif envisagé est de réduire le bruit ambiant, il ne faut pas oublier que l'objectif recherché à terme est d'induire un changement de comportement des opérateurs, c'est à dire une non-augmentation systématique du volume de leur casque.

Pour savoir comment les opérateurs perçoivent leur environnement sonore et s'ils seraient prêts à accueillir un casque actif, le GRECAU a réalisé une enquête auprès de six centres d'appels, dont celui de France Télécom St Mauront. Déroulée sous forme de questionnaires contenant à la fois des réponses fermées et ouvertes, cette enquête a eu pour but de replacer les besoins en terme de réduction de bruit dans l'environnement global de travail, pas uniquement l'environnement sonore, et donc d'aider à la conception finale du système.

Lors de premiers entretiens informels recueillis avant l'enquête, il était ressorti que la plupart des opérateurs se disaient gênés par le bruit et surtout par leurs voisins proches. Cependant, de nombreux opérateurs, et surtout des opératrices, nous disaient préférer utiliser un casque *monaural* (à une oreillette) par rapport à un casque *binaural* (à deux oreillettes), afin de ne pas se sentir isolés du plateau et de pouvoir rester en contact avec leurs collègues. De la même façon, la plupart exprimaient le besoin d'être soumis à moins de bruit mais ne souhaitaient pas être « enfermés dans des cabines » ou avoir des parois de séparation trop grandes entre eux. Ils semblaient donc avoir des réticences quant au port d'un casque les isolant complètement.

L'enquête a montré que l'environnement sonore apparaissait bien comme l'un des éléments physiques les plus importants pour le confort des opérateurs en situation de travail, bien qu'il agisse plus comme un amplificateur que comme un déclencheur de difficultés dans un cadre de travail stressant et fatigant. Les sources sonores responsables de la gêne ressentie par les opérateurs sont principalement leurs collègues, qu'ils soient en communication ou qu'ils conversent entre eux. Face à ce bruit ambiant dont le niveau est jugé trop élevé, les opérateurs préfèrent utiliser un casque à deux oreillettes mais ne se sentent pas encore assez isolés et règlent ainsi le volume sonore de leur matériel à des niveaux élevés voire maximum. Au final, il semble donc que les télé-opérateurs soient en attente d'un casque les isolant mieux du bruit ambiant, d'où la pertinence de leur proposer un casque à deux oreillettes muni d'un système de contrôle actif.

1.2.2 Analyse du bruit

L'étude environnementale du GRECAU a montré que les opérateurs étaient principalement gênés par les conversations de leurs collègues. Cependant, si l'on écoute plus attentivement des enregistrements d'ambiance sonore de plateau, le bruit est certes principalement composé de conversations mais également de bruits ponctuels, comme des claquements de portes, des mouvements de meubles ou encore des bruits d'imprimante, des sonneries de téléphone... Il s'agit donc d'un bruit ambiant dont le niveau évolue perpétuellement dans le temps selon l'activité du plateau ou la période de la journée et qui peut présenter des sauts de niveau importants.

La figure 1.3 montre différentes représentations d'un signal enregistré pendant une minute sur un micro-oreille d'une tête artificielle⁶, sur le plateau de France Télécom St Mauront. La tête artificielle était placée au poste d'opérateur représenté par un point rouge sur la figure 3.5.

La représentation temporelle (a) montre l'évolution du niveau en dB(A) au cours du temps (moyenné tous les 125 ms). La représentation fréquentielle (b) montre une estimation du « spectre moyen » du signal qui a été obtenu en calculant la DSP (Densité Spectrale de Puissance) des 60 secondes de signal avec une fenêtre de largeur 125 ms. La représentation temps-fréquence (c) utilise également une fenêtre glissante de 125 ms⁷.

On peut voir sur la figure 1.3 que le niveau moyen de l'enregistrement est de 56 dB(A) et qu'il présente des pics de l'ordre de 65 dB(A) vers 28 et 50 s (claquements de porte) ou encore autour de 40 s (voix d'homme forte et proche). Du point de vue fréquentiel, on peut voir que lorsque bruit de fond varie autour de son niveau moyen (pendant les 28 premières secondes), son énergie est concentrée en-dessous de 1000 Hz. En revanche, lorsque la voix d'une personne proche prédomine (comme autour de 40 s), l'énergie spectrale s'étale jusqu'à 3000 Hz. L'émergence spectrale que l'on aperçoit autour de 3000-3500 Hz est due à la résonance du conduit auditif de la tête artificielle sur laquelle ont été faits les enregistrements⁸.

Sur toute une journée, nous avons pu relever des niveaux s'échelonnant entre 50 et 66 dB(A), pour une moyenne globale de 57 dB(A). Ces mesures ont été faites un lundi, jour de la semaine le plus chargé en appels. Notons que les niveaux les plus élevés ont été mesurés entre 11h et 12h, période où le nombre d'opérateurs en poste était le plus important.

⁶Tête artificielle Head Acoustics et pré-ampli MCN Audio U1126.

⁷Pour une bonne lisibilité de la représentation temps-fréquence, le lecteur est invité à consulter la version électronique du document où la figure est présentée en couleurs.

⁸ Le conduit auditif peut être considéré comme un tube de longueur moyenne $d = 2,5$ cm, ouvert d'un côté (orifice de l'oreille externe) et fermé de l'autre (tympa). La résonance d'un tel tube a lieu pour $d = \frac{\lambda}{4}$, soit à la fréquence $f_r = 3400$ Hz.

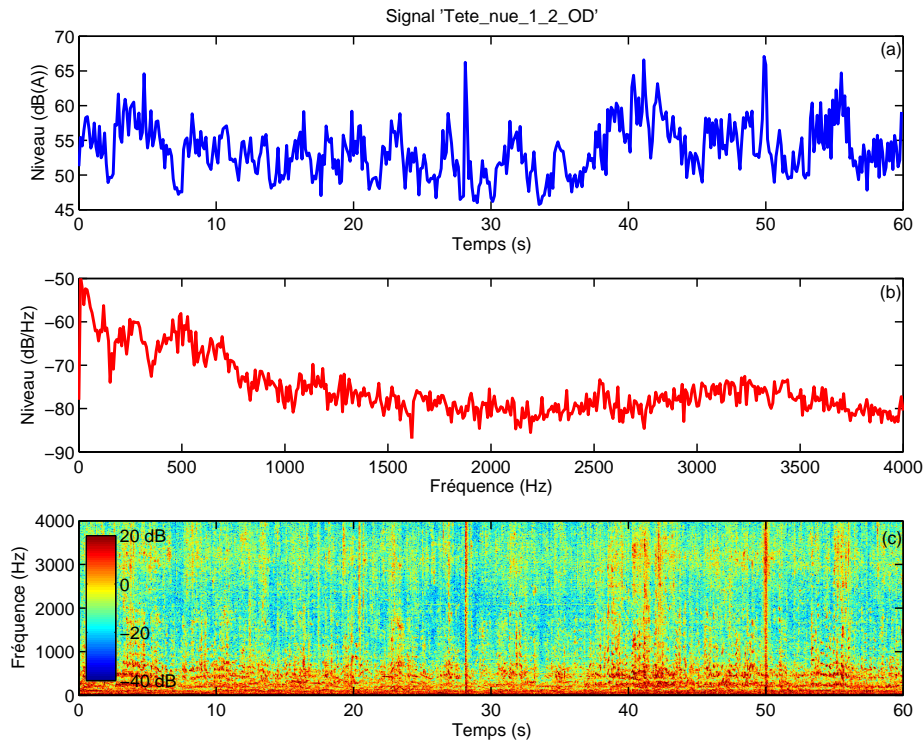


FIG. 1.3 : Différentes représentations ((a) temporelle, (b) fréquentielle, (c) temps-fréquence) d'une séquence sonore enregistrée sur le plateau d'appels de France Telecom St Mauront

1.2.3 Temps de réverbération du plateau

Outre l'analyse en terme de sources sonores, de niveau sonore ou d'étendue spectrale, une autre caractéristique importante de l'ambiance sonore des centres d'appels est la réverbération de la salle. Aujourd'hui, la plupart des plateaux sont étudiés pour être bien amortis, grâce à l'utilisation de matériaux absorbants qui réduisent le niveau de bruit global et rendent l'ambiance sonore plus confortable. La qualité acoustique d'un centre d'appels est donc en partie jugée sur son temps de réverbération TR60. Le TR60 correspond au temps que met un son réverbéré à diminuer de 60 dB par rapport au son initial. Une des techniques de mesure du TR60 consiste à générer un bruit blanc (pour exciter toutes les fréquences de la salle), à le couper brutalement et à mesurer le temps mis pour que le niveau diminue de 60 dB. La mesure est réalisée pour plusieurs positions de source et de microphone dans la salle.

L'INRS a montré dans son étude de 2002 [32] que le temps de réverbération (TR60) des centres d'appels était compris entre 0,3 s et 0,6 s (la valeur finale retenue étant la moyenne des valeurs obtenues dans les bandes d'octaves centrées sur 500, 1000 et 2000 Hz). Le TR60 du plateau de France Télécom St Mauront a été mesuré à

0,3 s. Pour obtenir cette valeur, nous nous sommes restreints à l'espace situé autour de la tête artificielle (point rouge sur la figure 3.5), en utilisant deux positions de source et cinq positions de microphone.

1.3 Choix de la stratégie de contrôle

1.3.1 Introduction au contrôle actif du bruit

Bref historique du contrôle actif

Le contrôle acoustique actif du bruit est une méthode d'atténuation des nuisances sonores. A la différence des méthodes dites « passives », qui consistent à dissiper les ondes acoustiques dans des matériaux absorbants, le principe du contrôle actif réside dans la superposition de champs de pression qui vont s'annuler : on utilise une ou plusieurs sources acoustiques dites *secondaires* pour générer un champ sonore aussi opposé que possible à celui rayonné par la ou les sources dites *primaires*.

Le contrôle actif du bruit a donné lieu à son premier brevet dans les années 1930 (brevet de Paul Lueg sur le contrôle du bruit dans les gaines de ventilation en 1934 [25]) et l'application la plus connue du grand public reste à ce jour le casque anti-bruit actif dont la mise au point a attendu le milieu des années 1980 [12, 46]. Depuis, le contrôle actif n'a pas donné lieu à de nouvelles applications industrielles à grande échelle, souvent en raison des coûts de mise en oeuvre trop élevés. Cependant, de nombreux laboratoires continuent à en exploiter le principe pour des applications industrielles ponctuelles. Au LMA par exemple, les dernières recherches ont porté sur l'étude d'un mur anti-bruit permettant d'isoler une maison des bruits d'un aéroport [37], sur l'application des techniques de contrôle actif à la reproduction de champs sonores basses fréquences [17] ou encore sur l'étude d'une chambre sourde active, le contrôle actif étant utilisé pour rendre la chambre *réellement* anéchoïque en-dessous de 100 Hz [19].

Pour une description plus approfondie du contrôle actif, le lecteur peut se reporter à de nombreux ouvrages écrits sur le sujet (par exemple [15, 23, 27]).

Le contrôle par *feedforward* ou par *feedback*

On peut distinguer deux catégories de dispositifs de contrôle actif du bruit : ceux qui fonctionnent par *feedforward* (anticipation) et ceux qui fonctionnent par *feedback* (rétroaction), suivant qu'ils font appel ou non à un capteur de référence permettant de capter le bruit gênant avant qu'il n'atteigne la zone où on cherche à l'atténuer.

Un dispositif de contrôle acoustique par *feedforward* est constitué :

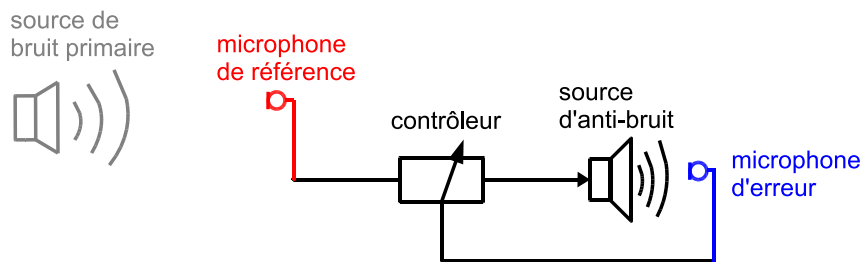


FIG. 1.4 : Principe de fonctionnement d'un système de contrôle par feedforward (ici : mono-voie et mono-référence)

- d'un certain nombre de sources acoustiques (haut-parleurs), dites sources *secondaires*, dont le rôle est d'émettre l'anti-bruit,
- d'un certain nombre de microphones dits *d'erreur* (ou *de minimisation*), qui informent sur les performances actuelles du contrôle en certains points de l'espace (*l'erreur* est la pression résiduelle après addition de l'anti-bruit au bruit primaire),
- d'un ou de plusieurs microphones dits *de référence* qui servent à fournir un ou plusieurs signaux corrélés avec les signaux d'erreur qui seront filtrés pour générer les signaux de commande,
- d'un *contrôleur* électronique, dont le rôle est de générer les signaux de commande des sources secondaires à partir des informations données par les microphones d'erreur et de référence.

Pour réduire le bruit primaire dans un champ acoustique donné, les transducteurs (sources et microphones) doivent être placés de telle sorte que d'un point de vue purement acoustique le champ puisse être contrôlé de façon satisfaisante [27]. Le contrôleur doit ensuite fournir les signaux de commande aux sources secondaires permettant de minimiser la pression sur les microphones d'erreur, y compris dans le cas où le bruit primaire est inconnu, large bande et instationnaire en temps ou en espace. Il s'agit pour cela de traiter convenablement les différents signaux fournis par les microphones et en particulier les signaux de référence qui donnent des informations en amont sur le bruit primaire gênant. Ce traitement se fait à l'aide d'*algorithmes adaptatifs*.

Lorsque le dispositif de contrôle ne comporte qu'une seule source secondaire et un seul microphone d'erreur, on parle de système *mono-voie*. Lorsqu'il comporte plusieurs sources secondaires et/ou plusieurs microphones d'erreur, on parle de dispositif *multi-voies*. De même, on parlera de dispositif *mono-référence* s'il n'y a qu'un seul microphone de référence et de dispositif *multi-références* s'il y en a plusieurs. La figure 1.4 montre le principe de fonctionnement d'un dispositif de contrôle par feedforward mono-voie et mono-référence. Notons que le nombre de sources secondaires,

de microphones d'erreur et de microphones de référence ne sont pas forcément liés.

Lorsque l'on souhaite réduire le bruit dans une zone étendue de l'espace, il faut positionner plusieurs sources secondaires et plusieurs microphones d'erreur qui vont délimiter la zone de silence [27]. Lorsque plusieurs sources sont identifiées comme sources de bruit gênantes, il est possible d'associer à chaque source un signal de référence qui lui sera directement corrélé. Notons que dans certains cas, le ou les signaux de référence peuvent ne pas provenir de microphones. Il est par exemple possible d'obtenir des signaux électriques fortement corrélés aux bruits émis par les moteurs (sources primaires gênantes) en détectant le rythme de leur rotation (signal tachymétrique).

Dans le cas du contrôle actif par *feedback*, aucun signal de référence anticipant n'est utilisé, le contrôleur se basant alors uniquement sur l'information donnée par les capteurs d'erreur pour générer les signaux de commande envoyés aux sources. Ce type de contrôle est utilisé dans le cas où on ne peut pas disposer de façon évidente d'un signal de référence pertinent, dans le cas où le bruit à contrôler est très basses fréquences ou si la zone de contrôle est peu étendue. Le contrôleur est un filtre de contrôle, analogique ou numérique, le plus souvent fixe mais parfois adaptatif. Le filtre est étudié pour donner la meilleure atténuation dans une certaine zone de fréquence, selon un compromis performance/stabilité. L'application phare du contrôle par feedback est le casque anti-bruit actif, dont le principe et les limitations sont détaillées au chapitre 2.

1.3.2 Réduction d'un bruit large bande

Afin d'affiner le choix d'un dispositif de contrôle, il est important de connaître l'objectif que l'on souhaite atteindre en terme de réduction de bruit. Comme nous l'avons vu dans la section 1.2, le bruit ambiant du centre d'appels pousse les opérateurs à monter le volume de leur casque pour pouvoir mieux comprendre leur interlocuteur téléphonique. Il s'agit donc d'un problème d'*intelligibilité* de la conversation, qui se trouve noyée dans le bruit ambiant. L'intelligibilité est affectée par la qualité du système de transmission téléphonique (appareil téléphonique, écouteurs, amplificateurs...), sur laquelle notre étude ne se penche pas, mais également par le phénomène de masquage [50, Chap.4]. Nous avons vu à la section 1.1.1 qu'en pratique on considère qu'une différence d'au moins 25 dB(A) entre le bruit ambiant et le signal téléphonique est nécessaire pour que le signal téléphonique soit intelligible. Les niveaux de bruit délivrés par les casques étant aujourd'hui limités à 80 dB(A), cela signifie que le niveau de bruit ambiant devrait être limité à 55 dB(A), ce qui paraît difficile à obtenir, d'autant que le bruit fluctue sans cesse.

C'est pourquoi il convient de regarder un peu plus en détail ce qui s'opère au niveau fréquentiel. Notons que pour des signaux masquant et masqué aussi complexes qu'ici (principalement des signaux de parole), il n'existe pas de modèle simple de masquage, le masquage pouvant d'ailleurs s'opérer à la fois au niveau fréquentiel et temporel. Nous nous contenterons ici d'observer l'étendue spectrale des deux signaux afin d'avoir un ordre de grandeur de la zone de fréquences du bruit ambiant à atténuer afin d'améliorer l'intelligibilité du signal téléphonique.

- Le signal masqué est un signal de conversation téléphonique. Il s'agit donc de parole filtrée par la bande passante téléphonique qui s'étend de 300 à 3400 Hz [11, Chap.XVI].
- Le signal masquant est le bruit ambiant du centre. Comme on l'a vu à la section 1.2.1, ce sont principalement les conversations de leurs collègues qui gênent le plus les opérateurs dans ce bruit. Le signal masquant peut donc être considéré comme une addition de signaux de parole. Or selon [11, Chap.III], la zone la plus énergétique de la parole s'étend de 150 à 2000 Hz, ce qui correspond aux deux premiers formants du spectre.

Le dispositif de contrôle doit en conséquence être dimensionné pour réduire au maximum le niveau du bruit ambiant dans la zone fréquentielle 300-2000 Hz. Notons que 2000 Hz représente une fréquence relativement élevée pour le contrôle actif du bruit large bande. Les études qui s'intéressent au contrôle de fréquences supérieures à 1000 Hz traitent en général des bruits à « spectre de raies », le but étant de réduire les composantes tonales qui sont responsables de la gêne.

1.3.3 Choix d'un contrôle local

Le but du dispositif de contrôle que nous étudions est de pouvoir mieux isoler chaque télé-opérateur du bruit ambiant du plateau. Or ce bruit est généré par une multitude de sources dispersées autour de lui, qui sont principalement les opérateurs. De plus, ces sources sont disposées dans une salle non anéchoïque qui contribue à la création d'un champ acoustique complexe dans la zone de fréquences qui nous intéresse (300-2000 Hz). Dans ce contexte, trois solutions de contrôle pourraient apparaître comme possibles :

- faire un contrôle « à la source », c'est à dire en disposant les sources secondaires à proximité des sources de bruit, pour atténuer leur rayonnement dans tout l'espace ;
- faire un contrôle « global » pour chercher à créer une « bulle de silence » en disposant les sources secondaires tout autour de l'opérateur ;
- faire un contrôle « local », en utilisant les écouteurs du casque téléphonique que portent les opérateurs comme sources secondaires.

Il est aisé de comprendre que les deux premières solutions paraissent difficiles et coûteuses à mettre en oeuvre. D'une part, le fait que les sources de bruit les plus gênantes soient difficilement identifiables et qu'elles puissent être mobiles n'est pas favorable à une solution « à la source ». D'autre part, créer une « bulle de silence » autour de l'opérateur suppose d'être capable de contrôler un champ sonore sur une large gamme de fréquences et sur une zone étendue de l'espace, ce qui implique l'utilisation d'un trop grand nombre de haut-parleurs pour être réalisable en pratique.

Nous avons donc retenu la troisième solution consistant à réaliser un contrôle local grâce à un *casque actif*. L'avantage de cette configuration locale est que le champ acoustique à contrôler est le champ créé dans la cavité formée entre l'oreillette du casque et l'oreille de l'opérateur, ce qui permet d'espérer un contrôle assez haut en fréquence. L'objectif étant également de se baser sur les modèles de casques téléphoniques les plus courants, nous avons choisi d'étudier un casque actif *ouvert*, c'est à dire muni d'oreillettes légères offrant un meilleur confort pour un port quotidien et permettant aux opérateurs de ne pas être physiquement coupés du reste du plateau.

1.3.4 Rapide état de l'art des casques actifs

Ce paragraphe ne vise pas à dresser une liste exhaustive des articles traitant des casques actifs mais à synthétiser les récentes recherches réalisées sur le contrôle du bruit large bande sous casque. D'autres articles sont cités tout au long du manuscrit.

Les bruits large bande sont classiquement traités par des casques actifs fonctionnant par feedback (ou « casques feedback »). Tous les casques actifs commercialisés, depuis la fin des années 80 jusqu'à aujourd'hui, fonctionnent à notre connaissance sur ce principe. Le contrôle par feedback prend tout son intérêt dans un contexte de sources inaccessibles [15, Chap.6] et des recherches récentes ont montré que ses performances ne dépendaient ni de la stationnarité du bruit [35] ni de la réverbération du champ acoustique [34]. Un casque feedback pourrait donc a priori être intéressant pour traiter le bruit des centres d'appels. Cependant, comme nous le verrons au chapitre 2, le contrôle par feedback est intrinsèquement limité aux basses fréquences, typiquement en-dessous de 500 Hz. C'est pourquoi pour réduire convenablement un bruit large bande jusqu'à une fréquence élevée, les casques feedback doivent être des casques *fermés*, c'est à dire munis de larges écouteurs voire de coques rigides, pour compléter l'atténuation active par une atténuation passive au-delà de 500 Hz.

Afin de viser une atténuation active sur une gamme de fréquence plus large, il est possible de s'orienter vers le choix d'un « casque feedforward ». Quelques études ont été menées sur ce type de casque, notamment celles de Brammer et Pan à partir du milieu des années 90. Ces auteurs ont étudié un prototype de casque feedforward

basé sur un casque feedback classique (fermé) fonctionnant avec un microphone de référence fixé sur l'extérieur de la coque [31]. Le but de ce casque était notamment de réduire le bruit généré à l'intérieur d'une cabine d'hélicoptère pour améliorer l'intelligibilité des conversations transmises par le casque [8]. Plus récemment en 2006, les capacités d'atténuation du casque ont été encore améliorées grâce à l'ajout d'un système hybride feedback-feedforward [36]. Bien que très intéressantes du point de vue des apports du contrôle par feedforward pour la réduction d'un bruit large bande, ces études n'ont néanmoins pas considéré le cas d'un casque *ouvert*.

Nous n'avons trouvé qu'un seul article traitant d'un casque feedforward ouvert [24]. Ce prototype a cependant été développé dans un contexte différent du nôtre puisqu'il s'agissait de réduire le bruit issu d'une machine tournante de manière à ce que l'opérateur perçoive mieux les signaux d'alarmes extérieurs. Dans ce cas, la source primaire est unique et bien identifiée et le bruit n'est pas large bande. Il s'agit d'un bruit à spectre de raies qui peut être atténué de façon efficace en prenant un signal de référence directement à la source.

1.4 Conclusion : étude d'un casque feedforward

Pour réduire le bruit des centres d'appels aux oreilles des télé-opérateurs, nous avons donc choisi d'étudier les possibilités offertes par un casque *feedforward ouvert*, ce qui constituait une nouvelle piste de recherche sur les casques actifs. Au-delà de la raison pratique nous poussant à nous adapter aux casques téléphoniques existants, l'intérêt d'étudier un système par feedforward, éventuellement multi-références, était double du point de vue théorique : d'une part, il était intéressant de poursuivre les travaux entamés au LMA sur le contrôle multi-références de sources multiples inaccessibles [3] ; d'autre part, l'étude d'algorithmes de contrôle adaptés au traitement de signaux instationnaires constituait à notre connaissance une thématique encore peu explorée.

Si les progrès technologiques nous permettent aujourd'hui de concevoir des contrôleurs de plus en plus performants, il demeure des problèmes de l'ordre de la physique et du signal qui limitent les possibilités de mise en oeuvre pratique d'un casque feedforward. Ces limitations sont introduites dans les sections suivantes et sont développées aux chapitres 3, 4 et 5.

1.4.1 Etude acoustique

Comme nous l'avons vu à la section 1.3.3, le fait de se placer dans le cadre d'un contrôle local mono-voie⁹ est favorable du point de vue de l'acoustique du problème.

⁹Notons que dans l'hypothèse d'une réalisation de prototype, nous utiliserions un casque binaural combinant deux systèmes mono-voies indépendants. Pour l'intérêt de l'étude théorique, nous ne

La limitation des systèmes feedforward est en effet souvent liée à l'étendue spatiale et fréquentielle de la zone de silence et donc à la capacité de la configuration sources secondaires/microphones d'erreur à reproduire un champ proche du champ primaire. Cependant, il existe une autre limitation du contrôle par feedforward, en particulier en contexte multi-sources, qui est liée au nombre et au positionnement des capteurs de référence. Nous abordons les problèmes cruciaux du contrôle par feedforward que sont la contrainte de *cohérence* et la contrainte de *causalité* dans les paragraphes suivants.

La contrainte de cohérence

L'anti-bruit généré par un système de contrôle par feedforward résulte du filtrage linéaire du ou des signaux de référence. Pour que le contrôle soit efficace, il est donc nécessaire de trouver des signaux de référence qui soient bien corrélés au bruit primaire notamment au niveau du microphone d'erreur. La plupart des études de contrôle actif portent sur le contrôle du bruit provoqué par une source bien déterminée. Dans ce cas, on utilise un dispositif mono-référence, qui n'implique qu'un seul capteur de référence (accéléromètre, signal tachymétrique, microphone...). Ce signal de référence doit alors être linéairement cohérent avec le signal d'erreur car le contrôle par feedforward n'annule par principe que ce qui, dans le signal d'erreur, est corrélé au signal de référence (cf. section 3.1.2 chapitre 3).

Dans le cas du contrôle d'une seule source de bruit, il est en théorie possible d'obtenir un contrôle parfait avec un système mono-voie/mono-référence (comme montré à la figure 1.4) en prenant un signal de référence directement corrélé à la source primaire. Les signaux de référence et d'erreur sont en effet parfaitement cohérents, que l'environnement de contrôle soit anéchoïque ou non. En pratique cependant, plusieurs facteurs peuvent entraîner une perte de cohérence entre ces deux signaux et donc une moins bonne atténuation potentielle du contrôle. Cette dégradation peut être due à la présence de bruit de mesure sur les capteurs de référence et d'erreur ou à une pollution des signaux par des sources non identifiées. C'est pourquoi on pourra par exemple annuler quasiment totalement le bruit diffusé par un haut-parleur dans une chambre sourde, en prenant comme signal de référence le signal de commande de ce haut-parleur, alors qu'on ne pourra pas l'atténuer parfaitement dans une salle quelconque non protégée des bruits extérieurs et encore moins en prenant comme signal de référence un signal microphonique.

Dans le cas du contrôle de sources multiples, plusieurs études ont montré l'efficacité de dispositifs *multi-références* [29, 42, 44]. Au vu des limitations avancées

considérons ici qu'un système mono-voie destiné à réduire le bruit sur une oreille.

dans le cas mono-source, on comprend que le choix des signaux de référence soit encore plus difficile à faire dans le cas multi-sources. L'efficacité du contrôle dépend en effet toujours de l'accessibilité des sources et des caractéristiques de l'environnement acoustique mais également de l'influence des sources les unes sur les autres, qui peut rendre les signaux de référence partiellement corrélés. Dans le cas où toutes les sources de bruit sont identifiables, accessibles et que le champ est libre, le contrôle peut-être parfait en prenant un signal de référence directement corrélé à chaque source (comme sur la figure 1.5 où les sources primaires sont des haut-parleurs dont on prend le signal électrique d'entrée comme référence). Si en revanche les sources ne sont pas directement accessibles, il est possible d'utiliser un capteur microphonique placé par exemple devant chaque source. Dans ce cas, chaque microphone capte le bruit de la source qui lui est associée mais peut également capter la contribution des autres sources, ce qui a pour effet de dégrader le contrôle.

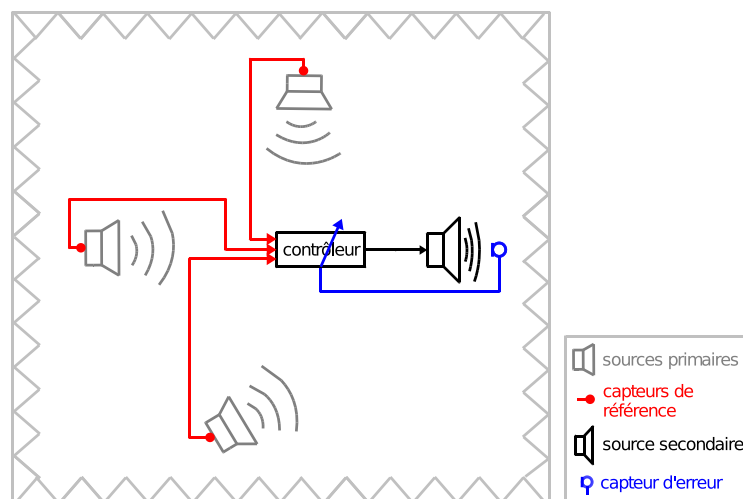


FIG. 1.5 : Exemple de contrôle multi-références optimal du point de vue de la cohérence et de la causalité

Afin de trouver le meilleur nombre et la meilleure position des capteurs de référence, on peut avoir recours au calcul de la *fonction de cohérence multiple* entre les signaux de référence et un signal d'erreur [44]. Cette grandeur découle de la *fonction de cohérence* (simple) et se mesure entre 0 (cohérence nulle) et 1 (cohérence parfaite). La mesure de la fonction de cohérence multiple peut-être utile si les sources sont difficiles à identifier, si elles ne sont pas directement accessibles ou encore si le champ acoustique est complexe. Dans ce cas, on retiendra la configuration de capteurs de référence offrant la meilleure cohérence multiple avec le capteur d'erreur. Une étude sur le contrôle du bruit de roulement dans une voiture a notamment montré qu'une configuration utilisant les signaux de référence donnant la meilleure

cohérence multiple avec le signal d'erreur fournissait une meilleure atténuation qu'une configuration utilisant un signal de référence par source identifiée selon une analyse en composantes principales (ACP) [42]. Ce résultat s'explique notamment en raison de mauvais rapports signal sur bruit sur les capteurs et à des non-linéarités dans les transferts primaires.

La contrainte de causalité

Nous venons de voir que la fonction de cohérence multiple permettait, dans un cas multi-sources, de prédire l'efficacité du contrôle multi-références. L'atténuation optimale du contrôle peut en effet être calculée directement à l'aide de cette grandeur (cf. section 3.1.2 chapitre 3). Cependant, dans le cadre d'une application pratique, il faut également tenir compte de la *contrainte de causalité* qui vient limiter cette atténuation optimale. En effet, pour être mis en oeuvre dans un système fonctionnant en *temps-réel*, le ou les filtres de contrôle doivent être *causaux*. La contrainte de causalité impose donc que les signaux de référence soient suffisamment anticipants pour parvenir au contrôleur avec l'avance nécessaire pour le calcul de la commande et la génération de l'anti-bruit.

Notons que la contrainte de causalité n'est un facteur limitant que pour le contrôle de bruits *non prédictibles*, comme le bruit blanc ou plus généralement les bruits *large bande* et *aléatoires*. Si le bruit primaire est prédictible, comme c'est le cas d'un son pur, le fait que le capteur de référence capte ce bruit avant le capteur d'erreur importe peu : pour un tel signal un retard est, tout comme une avance, assimilable à un déphasage qui peut être compensé par les filtres de contrôle.

Si les ondes primaires ne proviennent que d'une seule direction et que le champ acoustique est simple (par exemple dans un conduit à une fréquence suffisamment basse pour que la propagation soit unidirectionnelle), il suffit de placer le microphone de référence suffisamment en amont dans la direction correspondante pour garantir un contrôle causal. Cependant, même dans un cas a priori simple de contrôle d'une seule source de bruit primaire, la présence d'un microphone de référence en amont ne garantit pas forcément la causalité du contrôle. Il faudrait par exemple placer le microphone de référence à une distance infinie en amont dans une configuration de contrôle où la source secondaire et le microphone d'erreur sont disposés dans un coin de pièce à parois réfléchissantes car l'inverse de la fonction de transfert secondaire est dans ce cas infiniment non causale [20].

Dans le cas de sources primaires multiples, il paraît donc d'autant plus difficile de trouver la position des capteurs de référence garantissant la causalité du contrôle. Si l'environnement est anéchoïque et que les sources primaires sont bien identifiées,

la causalité sera garantie par des signaux de référence directement pris aux sources (comme sur l'exemple de la figure 1.5). Si en revanche les sources ne sont pas identifiables ou que le champ est réverbérant, les ondes primaires peuvent provenir de toutes les directions et il faut parvenir à les capter avant qu'elles n'atteignent le capteur d'erreur. Dans ce cas, il paraît a priori nécessaire (mais pas forcément suffisant !) de positionner au moins quatre microphones de référence à une distance suffisamment grande autour de la zone de minimisation.

Compromis cohérence/causalité pour les centres d'appels

Le bruit des centres d'appels étant généré par un grand nombre de sources primaires, il paraît a priori intéressant d'envisager un dispositif de contrôle multi-références. Cependant, les sources de bruit sont difficilement identifiables (très nombreuses, mobiles, réparties dans tout l'espace) et le champ acoustique sur un plateau d'appels est très complexe, à cause de la réverbération et de la présence de nombreux objets diffractants. Il n'existe donc pas de solution simple garantissant a priori une bonne efficacité de contrôle, du point de vue de la cohérence comme du point de vue de la causalité.

D'une part, on peut s'attendre à ce que la cohérence chute vite avec la distance. La contrainte de cohérence serait donc favorable à l'utilisation de microphones de référence proches du microphone d'erreur. D'autre part, les ondes primaires proviennent de toutes les directions de l'espace et les microphones de référence doivent les capter suffisamment en amont. La contrainte de causalité serait donc plus favorable à l'utilisation d'un réseau de microphones de référence placé autour du microphone d'erreur. Cependant, cette contrainte de causalité peut être moins pénalisante pour le contrôle d'un bruit composé principalement de parole. Un signal de parole est bien un signal large bande mais la présence de formants dans son spectre le rend en partie *prédictible* [11, Chap.IX].

Afin de comprendre en détail ce qui limite le contrôle du bruit des centres d'appels et de voir quelle configuration de microphones de référence est la plus favorable du point de vue de l'acoustique, nous présentons au chapitre 3 une étude de faisabilité acoustique basée sur des simulations de contrôle réalisées hors temps réel à partir de signaux enregistrés.

1.4.2 Etude algorithmique

Le contrôle par feedforward du bruit des centres d'appels soulève également des questions de l'ordre du traitement du signal. En effet, une fois la configuration des transducteurs retenue selon les résultats de l'étude acoustique, il convient de para-

métrer le contrôleur de manière à ce qu'il envoie les bons signaux de commande aux sources secondaires.

Prenons l'exemple d'un système mono-voie, comme montré à la figure 1.4. Le signal de commande de la source secondaire est issu du filtrage du signal de référence par le *filtre de contrôle*. Ce filtre de contrôle doit être calculé pour que la pression générée par l'anti-bruit au niveau du capteur d'erreur soit la plus proche, en opposition de phase, à la pression générée par la source primaire en l'absence du système de contrôle. Autrement dit, le filtre de contrôle doit estimer au mieux la fonction de transfert primaire entre le capteur de référence et le capteur d'erreur, tout en tenant compte de la présence de la source secondaire et malgré l'évolution temporelle des signaux.

Le calcul du filtre de contrôle doit s'effectuer en temps-réel : pour cela on utilise un *algorithme adaptatif* qui utilise les signaux de référence et d'erreur afin d'adapter en permanence les coefficients du filtre de contrôle. L'intérêt du filtrage adaptatif est double. D'une part, il permet de suivre les fluctuations lentes du champ acoustique primaire (cf. section 4.1.1 chapitre 4) et d'autre part, une adaptation pertinente des filtres permet de corriger le biais introduit par une estimation imparfaite du transfert secondaire (cf. section 5.1.4 chapitre 5). Les modifications du champ primaire peuvent intervenir en raison d'un changement de température dans la salle, qui modifie la vitesse du son, mais peuvent également être dues aux mouvements des sources primaires par rapport dispositif de contrôle et inversement. Les fluctuations de la fonction de transfert secondaire peuvent intervenir lors d'un déplacement du dispositif de contrôle.

Le choix et le réglage de l'algorithme de contrôle se fait en fonction de l'application, du nombre de voies et du type de signaux à traiter. Le bruit des centres d'appels étant principalement composé de signaux de parole (conversations des opérateurs) et les fonctions de transfert primaire et secondaire pour un système actif sous casque étant susceptibles de varier (si l'opérateur bouge sa tête ou son casque), les facteurs limitant le contrôle par feedforward du point de vue algorithmique sont l'*instationnarité* et la *largeur de bande* des signaux primaires. L'algorithme doit en effet être capable de converger vers le *filtre optimal* du contrôle afin de fournir la meilleure atténuation possible au niveau du capteur d'erreur et de s'y maintenir quelle que soit l'évolution du signal de référence.

Les algorithmes les plus souvent employés dans les systèmes de contrôle par feedforward sont des adaptations de l'algorithme *LMS* (*Least Mean Square* ou *moindres carrés récursifs* en français) qui sont connues pour donner de très bons résultats pour le traitement temps-réel de signaux stationnaires et à bandes étroites. Ce sont des algorithmes pour lesquels l'adaptation des coefficients du filtre de contrôle s'ef-

fectue dans le *domaine temporel*. Dans le cas de signaux instationnaires, il peut être intéressant d'avoir recours à des algorithmes *normalisés*, qui tiennent compte de la puissance instantanée du signal de référence pour mieux s'adapter à ses variations. Dans le cas de signaux large bande, il peut être intéressant d'utiliser des algorithmes pour lesquels l'adaptation des coefficients du filtre de contrôle s'effectue dans le *domaine fréquentiel*. Les résultats de la comparaison de différents algorithmes adaptatifs (temporel et fréquentiels) pour le contrôle de signaux de centres d'appels sont présentés au chapitre 4.

1.4.3 Etude technologique

Après les étapes de validation acoustique et algorithmique d'un système de contrôle, il est nécessaire de procéder à sa validation technologique. Le contrôle par feedforward peut en effet être limité par le système matériel utilisé pour mettre en oeuvre le dispositif de contrôle. Dans le cas d'un système mono-voie comme celui qui est présenté à la figure 1.4, le système matériel regroupe non seulement les microphones de référence et d'erreur mais également le haut-parleur secondaire et le contrôleur, l'influence de ces deux derniers éléments sur les performances du contrôle étant la plus critique, à la fois d'un point de vue physique et d'un point de vue signal.

Dans le cadre de l'utilisation d'un casque téléphonique typique de centre d'appels comme base de casque actif, il est pertinent de se demander si ses spécifications pourraient être adaptées au contrôle du bruit en temps-réel. Un tel casque répond en effet à un cahier des charges spécifique au traitement de signaux téléphoniques et il est probable que la réponse de ses écouteurs sur les microphones d'erreur placés devant inclue des retards importants ou déforme les signaux.

D'autre part, le contrôleur, c'est à dire le système électronique qui traite les signaux de référence et d'erreur et génère en temps-réel le signal de commande de la source secondaire, doit également être bien adapté à l'application. Les processeurs de traitement du signal disponibles sur le marché autorisent aujourd'hui la conception de contrôleurs multi-voies ou multi-références performants. Néanmoins, selon le type de configuration retenue par notre étude et pour le contrôle de signaux large bande, il est a priori nécessaire d'utiliser un contrôleur pouvant travailler à haute fréquence d'échantillonnage et présentant un temps de latence le plus faible possible.

L'influence du système matériel sur les performances du contrôle par feedforward est détaillée au chapitre 5. Nous montrons en particulier les limitations du contrôle d'un bruit de centres d'appels dues à l'utilisation d'un casque téléphonique et de deux types de contrôleurs.

Chapitre 2

Evaluation de casques feedback du commerce

2.1 Principe des casques feedback	24
2.2 Mesures expérimentales de casques du commerce	27
2.2.1 Performance des casques en chambre sourde	29
2.2.2 Performance des casques en centre d'appels	33
2.3 Conclusion	36

2.1 Principe des casques feedback

Bien que l'idée du casque actif ait été introduite par Olson en 1956 [30], on ne trouve des casques feedback dans le commerce que depuis une vingtaine d'années, suite aux travaux de Wheeler (1986 [46]) et Carme (1987, thèse effectuée au LMA [12]). Les premiers casques actifs commercialisés ont été conçus pour l'industrie ou l'aviation, afin de protéger les travailleurs d'un bruit à fortes composantes basses fréquences pouvant être dangereux pour l'oreille (près d'une machine-outil, sur une piste d'aéroport, dans un hélicoptère...). Ces casques sont des casques dits *fermés* (ou *circum-auriculaires*) car ils sont munis de coques rigides qui entourent l'oreille et qui permettent un relais d'atténuation passive au-delà de la limite de l'atténuation active.

Aujourd'hui, de plus en plus de sociétés spécialisées dans les systèmes audio (Bose, Philips, Sennheiser, Sony, Phitek...) développent des casques actifs destinés à l'écoute de musique. On trouve donc des casques plus légers, souvent *ouverts* (ou *supra-auriculaires*, i.e. l'écouteur est posée sur l'oreille mais il n'y pas de coque entourant l'oreille) voire *intra-auriculaires* (oreillettes ou bouchons d'oreille). Ces casques permettent d'améliorer le confort d'écoute dans les environnements bruyants et sont particulièrement efficaces sur des bruits basses fréquences tels qu'on en rencontre dans les transports (avion, bus, train).

A notre connaissance, tous les casques actifs du commerce fonctionnent sur le principe du contrôle par feedback. Nous avons abordé ce type de contrôle au chapitre 1, nous détaillons ici son principe de fonctionnement. La figure 2.1 montre le schéma de principe d'un casque feedback (on a représenté une des deux coques d'un casque fermé) ainsi que le diagramme-bloc associé.

Comme on l'a noté précédemment, le contrôle par feedback n'utilise qu'un seul microphone : le microphone *de contrôle* ou *d'erreur*. Ce microphone est situé devant le haut-parleur *de contrôle* ou *secondaire*. Comme pour le contrôle par feedforward, on cherche à annuler le bruit d généré par une source primaire sur le microphone d'erreur. Pour cela, le signal d'erreur e est rétrocedé au haut-parleur secondaire G via un filtre de contrôle $-H$ (le signe " $-$ " exprime qu'il s'agit de feedback négatif), analogique ou numérique, qui amplifie le signal et procède à une inversion de phase.

On a donc, dans le domaine fréquentiel :

$$e(z) = d(z) - G(z)H(z)e(z) \quad (2.1)$$

ou encore

$$e(z) = d(z) - F(z)e(z) \quad (2.2)$$

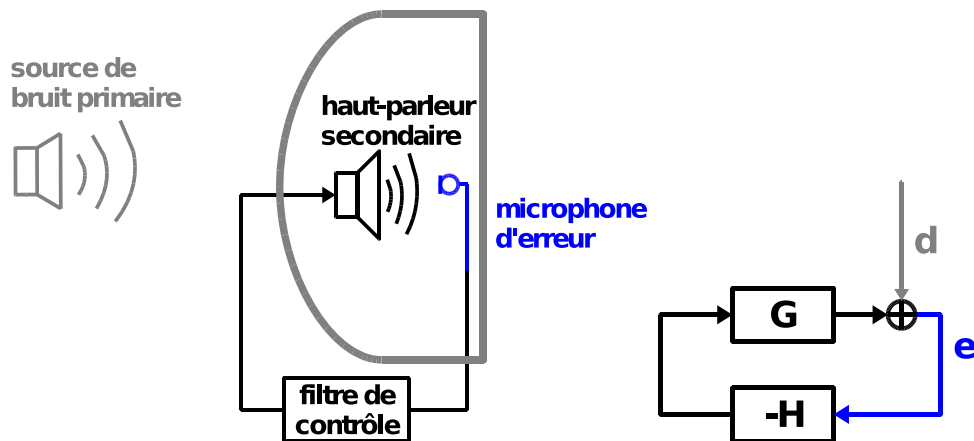


FIG. 2.1 : Principe et diagramme bloc d'un casque actif fonctionnant par feedback

où

$$F(z) = G(z)H(z) \quad (2.3)$$

est la fonction de transfert du système en boucle ouverte.

La fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit alors :

$$S(z) = \frac{1}{(1 + F(z))}. \quad (2.4)$$

Pour minimiser la pression sonore au niveau du microphone d'erreur, on cherche à maximiser $|1 + F(z)|^2$, en prenant garde à ce que la fonction de transfert du système en boucle fermée reste stable [27, Chap.7]. La limite de stabilité du système est liée au déphasage introduit par la fonction de transfert secondaire G , entre l'entrée du haut-parleur et la sortie du microphone d'erreur. Ce déphasage dépend de la fréquence et est lié à la fois à la réponse du haut-parleur et au délai de propagation entre le haut-parleur et le microphone. Un haut-parleur électro-dynamique présente notamment un grand retard de phase près de sa fréquence de résonance mécanique et la distance entre le haut-parleur et le microphone introduit un déphasage qui augmente linéairement avec la fréquence.

L'avantage de l'utilisation d'un casque pour réaliser un dispositif de contrôle par feedback est de pouvoir rapprocher au maximum le microphone du haut-parleur et donc de réduire le déphasage. Cependant, le déphasage dépend de la fréquence de façon plus ou moins complexe selon le champ acoustique qui règne dans la cavité formée entre l'écouteur et l'oreille. On peut voir sur la figure 2.2 la réponse d'un écouteur de casque de type baladeur sur un microphone placé à quelques millimètres de l'écouteur (le casque étant placé sur une tête artificielle). On voit sur ces courbes que, d'une part, le module de la réponse n'est pas plat (présence de résonances) et que, d'autre part, le déphasage augmente fortement avec la fréquence jusqu'à 500 Hz,

puis plus lentement après.

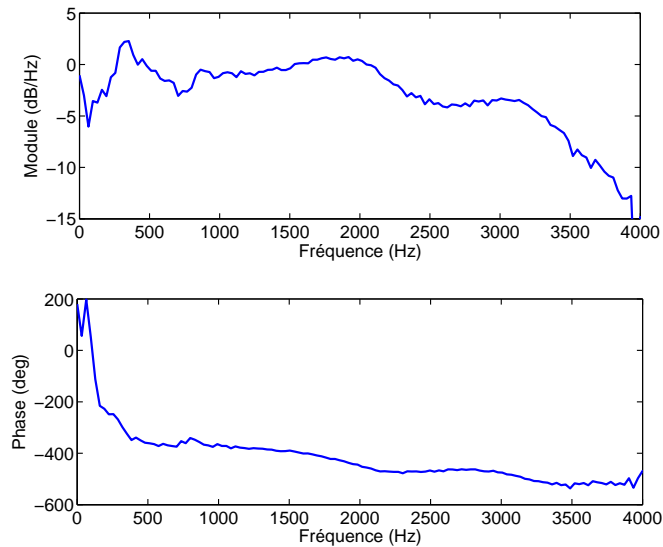


FIG. 2.2 : Module et phase de la réponse d'un casque de type baladeur sur un microphone proche de l'écouteur

Au final, si le déphasage de la fonction de transfert secondaire G devient supérieur à 180° , le feedback devient positif, le système régénère du bruit et devient instable. Le filtre de contrôle H doit donc être conçu pour que la fonction de transfert en boucle ouverte F ait un gain maximal lorsque sa phase ne subit pas de déphasage de plus de 180° et minimal en dehors. La figure 2.3 montre la réponse de la boucle ouverte du casque Noise Master de Technofirst (casque fermé, cf. figure 2.4), le casque ayant été placé sur une tête artificielle. On peut voir que le filtre de contrôle (un filtre « trèfle ») a été conçu pour fournir un gain maximal dans la bande 200-800 Hz et assurer une phase supérieure à -180° jusqu'à 3000 Hz.

Pour que le système de contrôle soit réalisable physiquement, il faut de plus que le filtre H soit causal et qu'il assure une marge de gain suffisamment importante pour que le système reste stable en cas de variations de la fonction de transfert secondaire. Cette variation peut intervenir lors de mouvements de la tête ou de mouvements du casque sur la tête. La présence d'une coque rigide est alors intéressante car elle limite ces variations, en plus de fournir une atténuation passive qui complète l'atténuation active.

Ainsi les casques feedback, tout comme les casques feedforward, répondent à un compromis performance-stabilité. La plupart des casques actifs du commerce atténuent bien les bruits de façon active dans la bande 30-500 Hz [23, Chap.6], comme nous le verrons à la section 2.2.

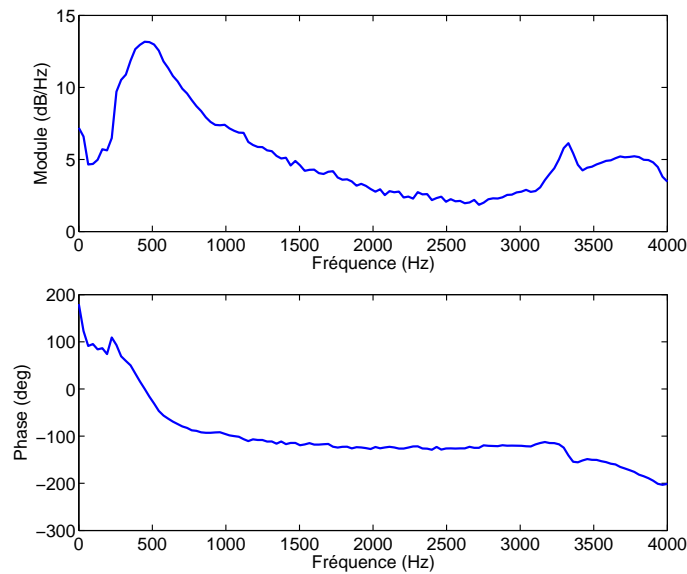


FIG. 2.3 : Module et phase de la fonction de transfert en boucle ouverte d'un casque feedback (casque Noise Master de Technofirst)

2.2 Mesures expérimentales de casques du commerce

Afin d'avoir une idée des performances des casques feedback sur le bruit des centres d'appels, nous avons testé quatre modèles du commerce (cf. figure 2.4) : le "QuietComfort1" de Bose¹, le "QuietComfort3" de Bose, le "Noise Master" de Technofirst² et le "Lite" de Technofirst.

- Le casque Bose QuietComfort1 (figure 2.4(a)) a été le premier modèle de casque actif commercialisé par la marque pour une application de confort audio pour les passagers d'avions. Il s'agit d'un casque fermé mais relativement léger (comparé au Noise Master).
- Le casque Bose QuietComfort3 (figure 2.4(b)) est le dernier né de la marque. Il s'agit d'un casque supra-auriculaire mais disposant d'écouteurs assez larges et bien étudiés pour fournir une bonne atténuation passive et offrir une grande qualité d'écoute dans les environnements bruyants comme les transports.
- Le casque Technofirst Noise Master (figure 2.4(c)) est un des premiers casques actifs commercialisés et est issu de travaux de thèse effectués au LMA [12]. Il s'agit d'un casque fermé muni de larges coques rigides qui assurent une très bonne atténuation passive. Ce casque est principalement utilisé dans l'industrie ou dans l'aviation (modèle « communiquant ») pour protéger les travailleurs de bruits de niveaux très élevés.

¹cf. Bose France : <http://www.bosefrance.fr>

²Technofirst : <http://www.technofirst.com>

- Le casque Technofirst Lite (figure 2.4(d)) est un casque ouvert destiné au confort audio. Bien qu'il ne soit plus commercialisé, nous avons voulu le tester car son design se rapproche plus de celui des casques téléphoniques (petit, léger, ouvert).



FIG. 2.4 : Modèles de casques feedback testés

L'évaluation des casques a été faite en chambre sourde, avec des sources de bruit blanc et de parole, afin d'observer leurs performances passive et active sur des sons maîtrisés. Deux d'entre eux ont pu être testés également en conditions de bruit réelles, dans le centre d'appels de France Telecom St Mauront (un casque fermé :

Bose QuietComfort1 et un casque ouvert : Technofirst Lite). Les mesures des casques ont été effectuées sur une tête artificielle³. Les courbes montrées dans les sections suivantes représentent donc directement le niveau que pourrait percevoir un opérateur (il ne s'agit pas du niveau mesuré sur le microphone de contrôle).

Notons que nous ne prétendons pas avoir réalisé ici une étude comparative rigoureuse (il s'agit encore moins d'une étude de marché mettant en concurrence les fabricants de ces casques!) mais que nous souhaitons avoir un ordre de grandeur des atténuations fournies par les casques dans les conditions de bruit des centres d'appels.

2.2.1 Performance des casques en chambre sourde

Nous montrons en premier lieu les résultats obtenus en chambre sourde bien qu'ils aient été obtenus après les tests réalisés en centre d'appels. En effet, après avoir testé certains casques en centre d'appels, nous avons souhaité en tester davantage en chambre sourde, sur du bruit blanc et sur de la parole. L'intérêt de les tester sur des bruits maîtrisés était de pouvoir bien comparer les niveaux sans casque, avec casque/contrôle "off" ("casque passif") et avec casque/contrôle "on" ("casque actif"). Le bruit blanc a permis en outre de tester leurs performances sur un son stationnaire et sur toute la gamme de fréquences du bruit (0-16384 Hz). La tête artificielle a été placée au milieu de quatre haut-parleurs disposés en carré à 1,5 m de la tête.

Tests sur du bruit blanc

Pour ces mesures, les quatre haut-parleurs disposés autour de la tête diffusaient à 32768 Hz des bruits blancs fabriqués à l'aide de la fonction `randn` de Matlab. Le niveau obtenu avec les quatre bruits blancs diffusés en même temps était d'environ 78 dB(A) au niveau de la tête.

La figure 2.5 permet d'observer l'atténuation fournie par les casques sur le bruit blanc et sur toute la gamme de fréquences des signaux. Le tableau 2.1 donne les atténuations « globales » correspondantes. Les atténuations globales sont mesurées en dB(A) pour donner un meilleur aperçu de ce qui peut être ressenti par l'oreille.

³Tête artificielle Head Acoustics et pré-ampli MCN Audio U1126

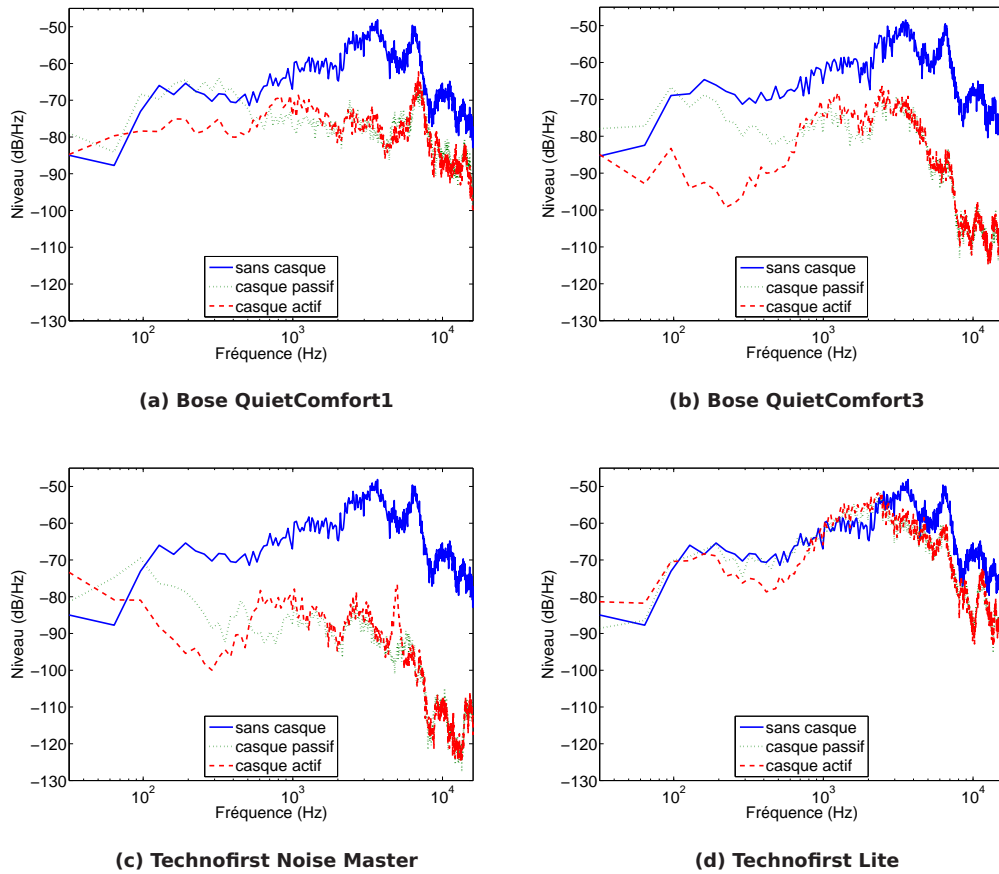


FIG. 2.5 : Atténuation passive et active des casques actifs sur un bruit blanc (0-16384 Hz) - Spectre du signal capté sur une oreille de la tête artificielle : sans casque (—), avec casque/contrôle off ("casque passif") (···) et avec casque/contrôle on ("casque actif") (- - -)

Atténuation en dB(A)	Contrôle "off"	Contrôle "on"
Bose QuietComfort1	19	18
Bose QuietComfort3	21	20
Technofirst Noise Master	34	31
Technofirst Lite	5	4

TAB. 2.1 : Atténuation globale (en dB(A)) fournie par les casques actifs sur du bruit blanc

Tests sur de la parole

Pour mesurer les performances des casques sur des signaux de parole, les quatre haut-parleurs disposés autour de la tête diffusaient à 32768 Hz des séquences de phrases enregistrées par quatre personnes (cf. section 3.2.2 chapitre 3). Le niveau obtenu avec les quatre signaux de parole était en moyenne de 66 dB(A) au niveau de la tête.

La figure 2.6 permet d'observer comment les casques agissent sur la parole et en particulier sur la zone de fréquences qui nous intéresse et où est concentré l'essentiel de l'énergie (0-4000 Hz). Le tableau 2.2 donne les atténuations globales correspondantes en dB(A) (calculées sur toute la gamme de fréquence des signaux soit 0-16384 Hz). Les résultats observés pour la parole ont été moyennés sur 10 s de signal.

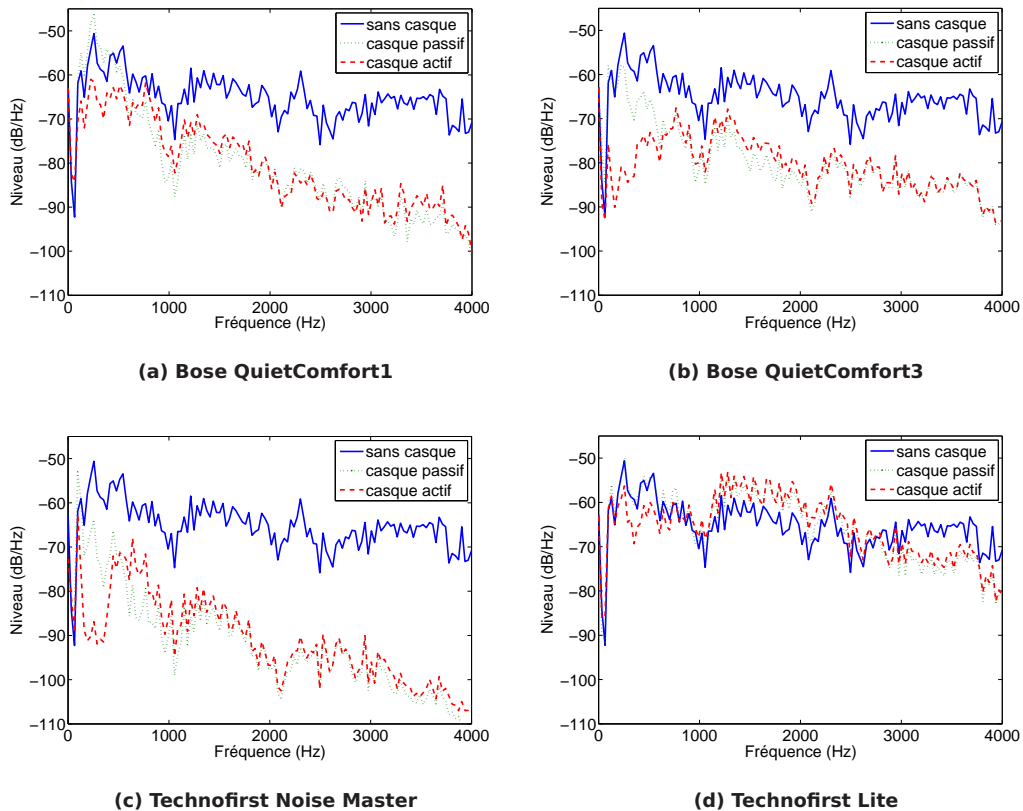


FIG. 2.6 : Atténuation passive et active des casques actifs sur de la parole - Spectre du signal capté sur une oreille de la tête artificielle : sans casque (—), avec casque/contrôle off ("casque passif") (· · ·) et avec casque/contrôle on ("casque actif") (- - -)

Atténuation en dB(A)	Contrôle "off"	Contrôle "on"
Bose QuietComfort1	5	10
Bose QuietComfort3	13	14
Technofirst Noise Master	21	21
Technofirst Lite	-1	-2

TAB. 2.2 : Atténuation globale (en dB(A)) fournie par les casques actifs sur de la parole

Observations pour le bruit blanc et la parole

Pour le casque Bose QuietComfort1, on peut voir sur la figure 2.5(a) que les coques fournissent une assez bonne atténuation passive, de 20 à 30 dB à partir de 400 Hz, d'où une atténuation globale du bruit blanc de 19 dB(A). Le contrôle actif permet d'augmenter l'atténuation passive de 10 dB entre 100 et 500 Hz mais régénère quelques dB plus haut en fréquences (surtout entre 500 et 1600 Hz), d'où une atténuation globale plus faible de 1 dB(A) en mode actif.

Sur le signal de parole, la figure 2.6(a) montre que l'atténuation active semble plus efficace (10 dB(A) en mode actif contre 5 dB(A) en mode passif) mais le fait que le contrôle régénère du bruit entre 500 et 1600 Hz renforce une zone de forte énergie du spectre de parole située entre 1000 et 2000 Hz. A l'écoute des sons, on sent que l'atténuation passive est assez nette (« étouffement » des sons) mais le contrôle actif semble rendre la parole plus intelligible.

Pour le casque Bose QuietComfort3, on peut voir sur la figure 2.5(b) que les écouteurs fournissent une bonne atténuation passive, jusqu'à 40 dB à partir de 100 Hz, d'où une atténuation globale du bruit blanc de 21 dB(A). Le contrôle actif permet d'augmenter l'atténuation passive jusqu'à 20 dB entre 50 et 700 Hz (meilleure atténuation active des casques) mais régénère également quelques dB entre 700 et 2800 Hz, d'où une atténuation globale moins bonne en mode actif.

Sur la parole, l'atténuation passe de 13 dB(A) en mode passif à 14 dB(A) en mode actif, ce qui s'entend bien à l'écoute des sons.

Pour le casque Technofirst Noise Master, on peut voir sur la figure 2.5(c) que les coques offrent une très bonne atténuation passive, de 30 à 50 dB à partir de 100 Hz, d'où une atténuation globale du bruit blanc de 34 dB(A). Le contrôle actif permet d'augmenter l'atténuation passive de 5 à 10 dB entre 100 et 500 Hz mais la diminue de quasiment autant entre 500 et 1200 Hz, d'où une diminution de 3 dB(A) de l'atténuation globale en mode actif.

Pour la parole, la figure 2.6(c) montre que, contrairement aux autres casques,

le contrôle actif ne fait pas ressortir la zone de fréquences 1000-2000 Hz. De ce fait à l'écoute, même si la différence entre l'atténuation passive et l'atténuation active n'est pas très nette, la parole n'est pas rendue plus intelligible.

Pour le casque Technofirst Lite, on peut voir sur la figure 2.5(d) que les écouteurs fournissent peu d'atténuation passive, de moins de 10 dB et seulement à partir de 2500 Hz. De plus, la régénération de bruit entre 1000 et 2500 Hz fait que l'atténuation globale du bruit blanc est limitée à 5 dB(A) en mode passif. Le contrôle actif augmente l'atténuation passive de moins de 10 dB entre 100 et 800 Hz, ce qui n'augmente pas l'atténuation globale.

Pour la parole, la figure 2.6(d) montre que ni le casque passif ni le contrôle actif ne semblent fournir d'atténuation globale, ce qui se ressent bien à l'écoute des sons qui paraissent même légèrement plus forts en mode actif.

Notons que le fait de présenter les résultats en dB(A) et non en dB permet de constater que l'atténuation passive de ces casques est perceptible parce qu'elle agit sur les fréquences auxquelles l'oreille est le plus sensible (entre 1000 et 4000 Hz), alors que l'atténuation active n'agit que sur les basses fréquences auxquelles l'oreille est moins sensible (en-dessous de 500 Hz). Cependant, ces casques peuvent être très efficaces pour atténuer des bruits dont l'énergie est concentrée dans les basses fréquences, ce qui est le cas notamment des bruits de transport.

Remarquons également que l'atténuation globale obtenue sur la parole est moins forte que celle obtenue sur le bruit blanc puisque l'essentiel de l'énergie de la parole est concentré en-dessous de 4000 Hz.

2.2.2 Performance des casques en centre d'appels

Pour les mesures des casques réalisées en centre d'appels, la tête artificielle a été placée à un poste de télé-opérateur sur le plateau d'appels de France Télécom St Mauront. Nous n'avons pu y tester que deux des modèles de casques actifs testés ensuite en chambre sourde : le Bose QuietComfort1 et le Technofirst Lite (le Bose QuietComfort3 n'avait pas encore été acheté par l'équipe et nous avons eu un problème de batterie sur le Technofirst Noise Master). Bien que ces modèles ne soient pas les meilleurs selon les résultats montrés à la section précédente (2.2.1), cela nous a permis de voir la différence de performance entre un casque fermé et un casque ouvert sur un bruit de centre d'appels en conditions réelles de travail.

Comme nous n'avons pas pu faire les mêmes enregistrements dans les mêmes conditions qu'en chambre sourde (d'abord sans casque, puis avec casque "passif" et

enfin avec casque "actif" sur des séquences de bruit identiques), nous montrons les résultats obtenus sous forme de spectrogrammes à la figure 2.7⁴. Les spectrogrammes correspondent à des séquences d'enregistrements d'une minute effectués à différents instants de la journée mais présentant un niveau de bruit moyen équivalent. Notons que les casques ont été basculés en mode "actif" pendant l'enregistrement (ce que l'on a noté sur les figures 2.7(b,c)).

Le tableau 2.3 donne une idée de l'atténuation globale fournie par les casques en mode passif (contrôle "off") et en mode actif (contrôle "on"). Les valeurs données dans ce tableau correspondent à la moyenne du niveau de séquences d'enregistrement obtenues à différents instants (sans casque, avec casque contrôle "off" et avec casque contrôle "on"). Les spectrogrammes sont « zoomés » sur la zone de plus forte énergie du signal (0-4000 Hz) mais les atténuations globales ont été calculées sur tout la bande de fréquences des signaux (0-16384 Hz).

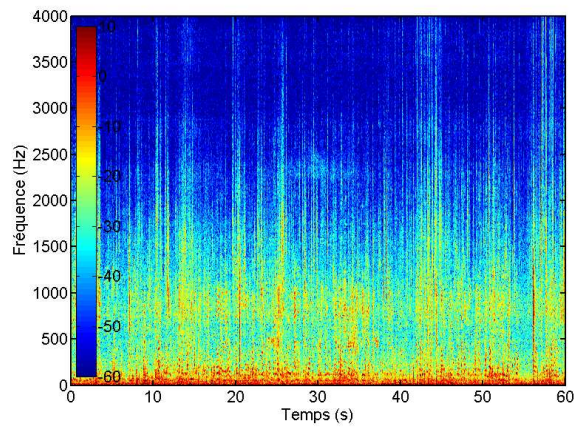
Atténuation en dB(A)	Contrôle "off"	Contrôle "on"
Bose QuietComfort1	15	16
Technofirst Lite	3	3

TAB. 2.3 : Atténuation globale (en dB(A)) fournie par les casques actifs en centre d'appels

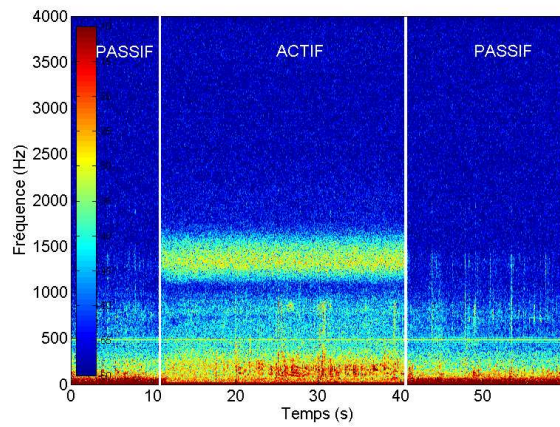
On peut observer sur la figure 2.7 et à l'écoute des sons que :

- Le casque fermé (Bose QuietComfort1, figure 2.7(b)) fournit une bonne atténuation passive au-delà de 350 Hz (atténuation globale de 15 dB(A)) mais le contrôle actif ne fournit presque pas d'atténuation supplémentaire (seulement 1 dB(A)) et régénère même du bruit dans la zone 1200-1600 Hz. A l'oreille, on sent bien l'étouffement du bruit en mode passif et une légère atténuation des très basses fréquences en mode actif mais la régénération des plus hautes fréquences rend les conversations des autres opérateurs plus intelligibles et donc le bruit ambiant globalement plus gênant.
- Le casque ouvert (Technofirst Lite, figure 2.7(c)) fournit une légère atténuation passive au-delà de 400 Hz (3 dB(A) d'atténuation globale) mais qui est peu perceptible à l'oreille. On ne sent qu'une modification de la « couleur » du son, qui semble un peu moins aigu que lorsque le casque n'est pas porté. Le contrôle actif n'est en revanche pas du tout performant : il n'atténue que les très basses fréquences, en-dessous de 200 Hz, ce qui ne change pas l'atténuation globale, objective comme perceptive. Le bruit ambiant reste donc gênant.

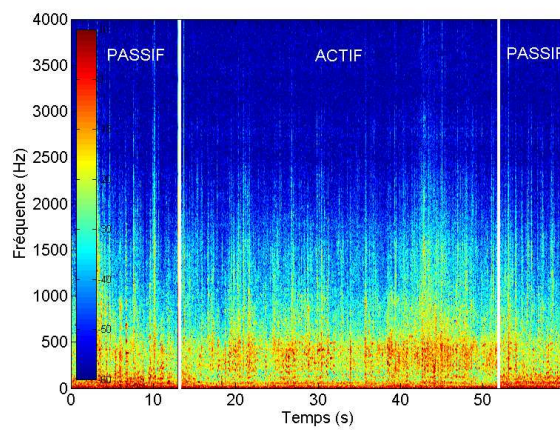
⁴Pour une bonne lisibilité des spectrogrammes, le lecteur est invité à consulter la version électronique du document où la figure est présentée en couleurs.



(a) sans casque



(b) avec casque fermé (Bose QuietComfort1)



(c) avec casque ouvert (Technofirst Lite)

FIG. 2.7 : Atténuation passive et active de casques actifs sur un bruit de centre d'appels - Spectrogramme du signal capté sur un micro-oreille de la tête artificielle : (a) sans casque, (b) avec le casque fermé Bose QuietComfort1 et (c) avec le casque ouvert Technofirst Lite

Notons que nous avons également réalisé des essais de contrôle en faisant bouger la tête artificielle ainsi que le casque sur la tête (pour voir l'influence de variations de la fonction de transfert secondaire sur le contrôle⁵) et en diffusant un signal de parole dans le casque (pour simuler la présence d'une conversation téléphonique à ne pas annuler). Ces essais n'ont pas révélé de dysfonctionnement particulier ni de déformation du signal de parole.

2.3 Conclusion

En conclusion, nous venons de voir que les casques qui fournissent la meilleure atténuation, sur le bruit blanc comme sur la parole, sont les casques fermés (Technofirst Noise Master et Bose QuietComfort1) ainsi que le dernier modèle de Bose (QuietComfort3) dont les écouteurs, bien que supra-auriculaires, ont été étudiés pour fournir une bonne atténuation passive. Toutefois, cette atténuation n'est due qu'à la protection passive des casques car le contrôle actif, qui n'agit que sur les basses fréquences (en-dessous de 700 Hz), n'est pas efficace sur des signaux dont le spectre est réparti sur une large gamme de fréquences. C'est pourquoi nous avons pu constater que le casque ouvert (Technofirst Lite) n'était pas efficace sur un bruit tel que celui des centres d'appels. En effet, en raison du compromis performance/stabilité du contrôle par feedback, la marge de gain d'un casque ouvert doit être suffisamment grande pour éviter au contrôle d'être instable lors de mouvements de la tête ou du casque (la fonction de transfert secondaire est en effet plus sujette aux variations que dans le cas d'un casque fermé). En conséquence, le gain du filtre de contrôle doit être faible et l'atténuation active est donc limitée.

Ainsi, bien que le contrôle par feedback semble bien adapté pour traiter des signaux instationnaires dans un environnement non anéchoïque et en présence d'un signal additionnel à ne pas annuler, ses performances sont insuffisantes pour qu'il puisse être implanté dans un casque ouvert tel qu'un casque téléphonique dans le but de réduire le bruit large bande des centres d'appels. On a en outre pu remarquer que pour quasiment tous les casques testés, le contrôle actif avait tendance à régénérer du bruit dans une bande de fréquence de forte énergie de la parole (1000-2000 Hz) et donc à rendre la conversation des autres opérateurs plus gênante, en rendant les conversations des autres opérateurs plus intelligibles.

⁵Comme suggéré dans la thèse de Wheeler [46] qui a travaillé sur des casques actifs communicants pour l'aviation, le signal additionnel à ne pas annuler étant connu, il est possible, via un traitement préalable, de supprimer sa contribution au contrôle en connaissant à l'avance la fonction de transfert secondaire du casque.

Une solution pour obtenir un contrôle par feedback efficace sur le bruit des centres d'appels serait d'utiliser des oreillettes intra-auriculaires ou des bouchons d'oreille [38]. En effet, dans ces systèmes tout comme dans les systèmes avec coques, la présence d'un espace clos réduit le déphasage et les possibilités de variation de la fonction de transfert secondaire. Dans ce cas en outre où l'espace clos est créé entre le bouchon et le tympan, la fréquence critique avant instabilité est plus élevée, ce qui autorise un contrôle sur une plus large gamme de fréquences. Enfin, l'autre intérêt des oreillettes ou bouchons actifs est qu'ils fournissent la même atténuation sur le tympan que sur le microphone de contrôle.

Ce dernier point soulève un problème important : les performances d'un système de contrôle actif sont souvent montrées sur le microphone d'erreur. Cependant, elles sont souvent moins bonnes au niveau du tympan, là où on cherche réellement à réduire le bruit. Cette différence d'atténuation est due à la position du microphone d'erreur par rapport à l'entrée du canal auditif (dans le cas d'un casque externe) et par rapport au tympan (dans le cas d'un casque intra-auriculaire). Dans [43], il est montré que pour obtenir une atténuation de 10 dB jusqu'à 3000 Hz sur le tympan, il est nécessaire d'annuler parfaitement le bruit à l'entrée du canal auditif. Dans [48], il est montré que l'atténuation peut être nulle à l'entrée du canal bien que bonne sur le microphone d'erreur (situé entre l'écouteur et l'entrée du canal).

Chapitre 3

Etude de faisabilité acoustique

3.1	Contrôle par feedforward multi-références	41
3.1.1	Description d'un système mono-voie et multi-références	41
3.1.2	Calcul de l'atténuation optimale sans contrainte de causalité	43
3.1.3	Calcul de l'atténuation optimale causale	45
3.1.4	Méthodologie d'évaluation de la faisabilité acoustique	47
3.2	Description des enregistrements	49
3.2.1	Grand bureau du LMA	50
3.2.2	Chambre sourde du LMA	50
3.2.3	Plateau d'appels de France Télécom St Mauront	50
3.3	Contrôle d'une source de bruit blanc	55
3.3.1	Contrôle mono-référence électrique	55
3.3.2	Contrôle mono-référence éloignée vs. mono-référence proche	59
3.4	Contrôle de plusieurs sources de bruit blanc	65
3.4.1	Contrôle mono-référence proche	65
3.4.2	Contrôle multi-références électriques vs. mono-référence proche	66
3.4.3	Contrôle multi-références éloignées vs. mono-référence proche	67
3.5	Contrôle de sources de parole	70
3.5.1	Influence du type de référence (électrique/primaire, éloignée, proche)	70
3.5.2	Contrôle mono-référence éloignée vs. mono-référence proche	71
3.5.3	Contrôle multi-références électriques vs. mono-référence proche	72
3.5.4	Contrôle multi-références éloignées vs. mono-référence proche	73
3.6	Conclusion	75

Le but de ce chapitre est d'étudier la faisabilité acoustique d'un casque feedforward ouvert pour le contrôle temps réel du bruit des centres d'appels téléphoniques. Nous allons donc nous concentrer sur l'étude d'un système mono-voie (comportant une seule source secondaire et un seul microphone d'erreur) correspondant à un des côtés du casque. Nous avons vu au chapitre 1 que la limitation acoustique d'un système de contrôle mono-voie local était principalement liée au nombre et au placement des capteurs de référence par rapport au microphone d'erreur. L'efficacité du contrôle par feedforward est en effet limitée par les contraintes de cohérence et de causalité entre les signaux de référence et le signal d'erreur. Ces contraintes peuvent être très pénalisantes dans un champ acoustique complexe tel que celui des centres d'appels, en raison du grand nombre de sources primaires et de la réverbération de la salle.

Aussi, si nous avons vu en particulier à la section 1.4.1 que pour respecter un bon compromis cohérence-causalité il semblait a priori nécessaire de placer des capteurs de référence tout autour du microphone d'erreur et suffisamment proches, nous avons également vu que, d'une part, aucune configuration ne pouvait garantir a priori la causalité du contrôle et que, d'autre part, cette contrainte de causalité était moins pénalisante pour des signaux prédictibles comme des signaux de parole.

Nous allons donc dans ce chapitre approfondir cette analyse, en étudiant plusieurs configurations de capteurs de référence et en détaillant pour chacune d'entre elles les raisons acoustiques des limitations du contrôle.

Nous commençons par décrire dans la section 3.1 un système feedforward mono-voie et multi-références afin d'introduire les notations utilisées dans la suite du chapitre et de présenter la méthodologie choisie pour en étudier la faisabilité acoustique. Nous détaillons en particulier le calcul de l'atténuation optimale sans contrainte de causalité et de l'atténuation optimale causale qui permettent de séparer l'influence de la contrainte de cohérence et de la contrainte de causalité sur l'efficacité du contrôle. La suite du chapitre est consacrée aux résultats de simulations de contrôle réalisées hors temps-réel à partir d'enregistrements sonores (décrits dans la section 3.2). Nous montrons d'abord les résultats obtenus pour une (section 3.3) ou plusieurs (section 3.4) sources de bruit blanc dans des environnements maîtrisés (chambre sourde et bureau du LMA) avant de conclure sur la meilleure configuration retenue pour plusieurs sources de parole dans un centre d'appels (section 3.5).

3.1 Contrôle par feedforward multi-références

3.1.1 Description d'un système mono-voie et multi-références

On donne à la figure 3.1 le schéma et le diagramme bloc d'un système de contrôle par feedforward mono-voie et multi-références.

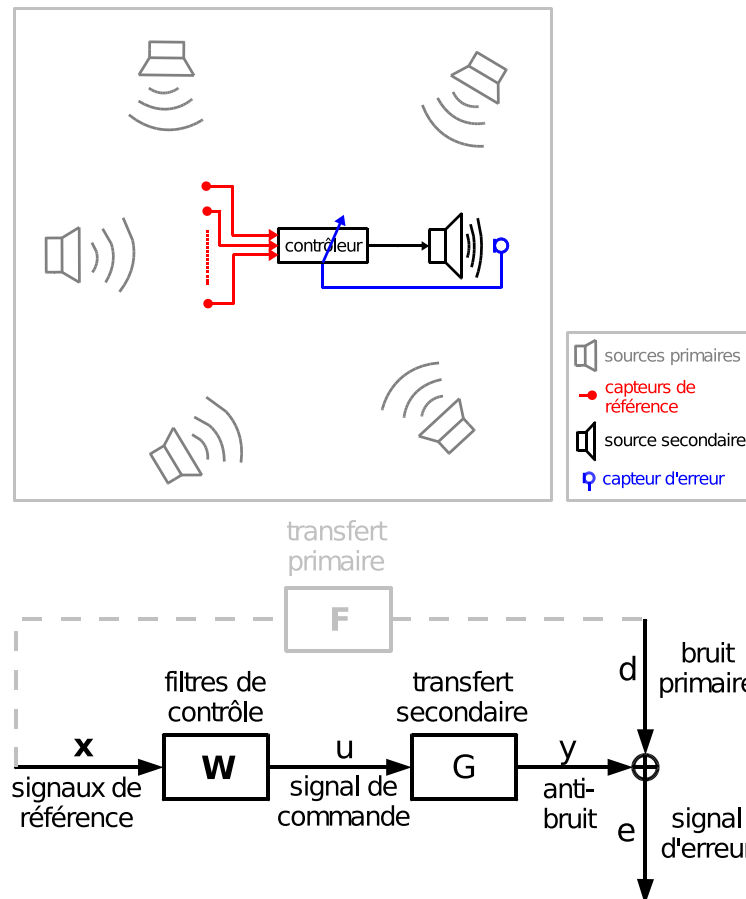


FIG. 3.1 : Schéma et diagramme-bloc du contrôle par feedforward mono-voie et multi-références

Le signal d'erreur e est la somme du bruit secondaire (ou anti-bruit) y et d'un bruit primaire a priori inconnu d (comme *disturbance*). Le problème posé par le contrôle est de trouver les filtres de contrôle W qui minimisent la valeur quadratique moyenne du signal d'erreur. Le signal de commande u de la source secondaire résulte alors du filtrage des signaux de référence x par les filtres de contrôle W . Par ailleurs, on suppose connaître la fonction de transfert secondaire G , qui correspond à la réponse du système de contrôle (entre l'entrée contrôleur et la sortie du capteur d'erreur, en incluant la source secondaire). Le but du contrôle est donc d'estimer au mieux le transfert primaire entre les signaux de référence et le signal d'erreur tout en tenant compte du transfert secondaire. Autrement dit, W doit approcher au mieux

F tout en tenant compte de G . De plus, dans un système de contrôle temps-réel, les filtres de contrôle doivent être causaux, linéaires et de longueur finie (on les cherche la plupart du temps sous forme de filtres FIR (filtre à réponse impulsionnelle finie ou *Finite Impulse Response* en anglais). Leur calcul se fait de façon adaptative, à l'aide d'un algorithme de contrôle, ce qui leur permet de s'adapter aux évolutions du transfert primaire.

Problème de *prédiction* plus que de *contrôle*

Afin de s'affranchir à ce stade de considérations technologiques concernant le choix du contrôleur et de la source secondaire, nous avons choisi dans notre étude acoustique de considérer une fonction de transfert secondaire unitaire ($G = 1$), ce qui correspond à un cas idéal où le signal de commande n'est ni déformé ni retardé par le système ($y = u$). Notre problème de *contrôle* se réduit donc plutôt à un problème de *prédiction* où l'on cherche à évaluer dans quelle mesure il est possible de prédire ce qui se passe sur le capteur d'erreur à partir de ce qui se passe sur les capteurs de référence. Notons que nous employons malgré tout l'expression « contrôle » dans la suite du chapitre. L'influence d'une fonction de transfert secondaire non unitaire est étudiée au chapitre 5. Le but de cette simplification est de se concentrer sur le problème acoustique suivant : est-il possible de trouver une estimation causale, linéaire et adaptative du transfert primaire dans un champ acoustique complexe créé par plusieurs sources de parole dans une salle non anéchoïque ?

La figure 3.2 donne le diagramme-bloc du système simplifié finalement étudié (avec $G = 1$). Les calculs d'atténuation développés dans les sections suivantes correspondent à ce système.

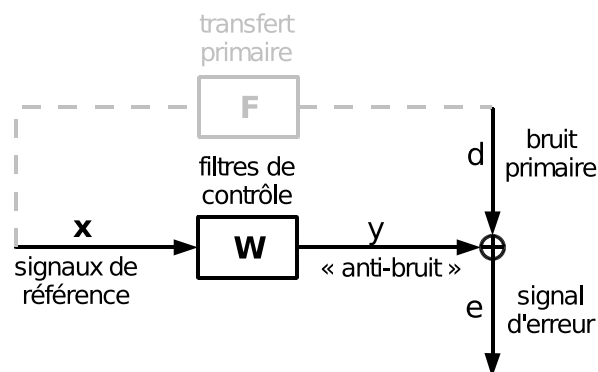


FIG. 3.2 : Diagramme-bloc du système de contrôle étudié ($G=1$)

3.1.2 Calcul de l'atténuation optimale sans contrainte de causalité

L'efficacité d'un système de contrôle se mesure par l'atténuation qu'il est capable de fournir au niveau du microphone d'erreur¹. Si on note S_{dd} la densité spectrale de puissance du signal primaire non contrôlé (signal d'erreur avant contrôle) et S_{ee} la densité spectrale de puissance du signal primaire contrôlé (signal d'erreur après contrôle), l'atténuation s'exprime de la façon suivante :

$$A = -10 \log \frac{S_{ee}}{S_{dd}}. \quad (3.1)$$

Le calcul de l'atténuation optimale d'un système de contrôle découle du calcul de son filtre optimal, c'est à dire de son *filtre de Wiener*, non contraint. Cette atténuation est l'atténuation maximale que peut fournir le système avant de tenir compte de la contrainte de causalité. On trouvera en annexe A le détail du calcul du filtre optimal et de l'atténuation optimale sans contrainte de causalité d'un système mono-voie et multi-références. Ce calcul est réalisé dans le domaine fréquentiel. On y montre que l'atténuation optimale s'écrit de la même façon que pour un système mono-référence [15, Chap.5] :

$$A_{opt} = -10 \log(1 - \gamma_{xd}^2), \quad (3.2)$$

où γ_{xd} est la fonction de cohérence entre le ou les signaux de référence et le signal d'erreur.

Dans le cas multi-références, γ_{xd} est la *fonction de cohérence multiple* entre les K signaux de référence et le signal d'erreur et s'exprime sous la forme [28] :

$$\gamma_{xd}^2 = \frac{S_{xd} \mathbf{S}_{xx}^{-1} S_{xd}^H}{S_{dd}} \quad (3.3)$$

où

- \mathbf{S}_{xx} est matrice de densité spectrale de puissance des signaux de référence,
- S_{xd} est le vecteur de densité interspectrale de puissance entre les signaux de référence et le signal d'erreur
- et S_{dd} est la densité spectrale de puissance du signal primaire (signal d'erreur avant contrôle).

Dans le cas mono-référence, γ_{xd} est la *fonction de cohérence simple* et s'exprime sous la forme :

$$\gamma_{xd}^2 = \frac{|S_{xd}|^2}{S_{xx} S_{dd}}, \quad (3.4)$$

¹Notons qu'il est encore plus intéressant de mesurer l'atténuation au niveau de la zone où l'on veut réellement réduire le bruit, par exemple au niveau du tympan. Cependant, le but étant ici de comparer plusieurs configurations de capteurs de référence, nous nous contenterons de déterminer l'efficacité du contrôle en terme d'atténuation obtenue sur le microphone d'erreur.

S_{xx} , S_{xd} et S_{dd} étant dans ce cas des scalaires.

Ce résultat permet de constater qu'il faut une très bonne cohérence entre les signaux de référence et le signal d'erreur pour que le contrôle soit efficace. En effet, une cohérence de 0,9 donne seulement une atténuation de 10 dB et il faut atteindre une cohérence de 0,99 pour obtenir une atténuation de 20 dB.

Valeur de la fonction de cohérence selon le champ acoustique

Afin d'avoir une idée de la cohérence du champ acoustique qui règne dans un centre d'appels et donc de l'efficacité potentielle du contrôle dans un tel contexte, nous pouvons donner les indications suivantes.

Si l'on considère une source monopolaire émettant dans des conditions de champ libre, la cohérence entre deux points quelconques du champ acoustique résultant sera toujours parfaite (égale à 1) quelles que soient la distance entre les points et la fréquence d'observation.

Dans le cas opposé de champ diffus où le champ est défini comme une somme d'ondes planes d'amplitude et de direction équiprobables (ce qui correspond à un nombre de sources infini), on peut montrer que la fonction de cohérence entre deux points séparés de Δr s'exprime sous la forme [27] :

$$\gamma = \text{sinc}^2(k\Delta r) \quad (3.5)$$

où k est le nombre d'ondes. En champ diffus, la cohérence chute donc très vite lorsque la distance et la fréquence augmentent.

Le champ acoustique d'un centre d'appels n'est ni libre ni diffus. Cependant, en raison du grand nombre de sources, de la réverbération et de la présence de nombreux objets diffractants, on peut s'attendre à ce que le champ soit plus proche d'un champ diffus que d'un champ libre et donc que la cohérence chute vite avec la distance et la fréquence. Ainsi, comme l'atténuation maximale d'un système de contrôle actif est directement liée à la cohérence entre le capteur de référence et le capteur d'erreur, on comprend que le contrôle en centre d'appels sera meilleur pour des capteurs placés proches.

En pratique, la cohérence peut également être dégradée par le bruit de mesure sur les capteurs de référence et d'erreur. Ce bruit sera par exemple plus élevé, donc plus pénalisant, pour des capteurs acoustiques (i.e. microphoniques) que pour des capteurs électriques (les entrées électriques des sources de bruit par exemple).

Enfin, nous avons vu précédemment qu'il pouvait être plus intéressant d'utiliser un système de contrôle multi-références pour contrôler des sources multiples. Cette configuration permet d'obtenir une meilleure cohérence (multiple) entre les capteurs de référence et le capteur d'erreur. Dans ce cas, outre les problèmes déjà avancés pour la cohérence simple, la cohérence multiple peut être dégradée :

- si le bruit primaire au niveau du capteur d'erreur n'est pas dû qu'aux sources dont on a pris la référence
- et si les signaux de référence sont partiellement corrélés.

Une cohérence multiple maximale est obtenue par exemple dans le cas de la situation illustrée à la figure 1.5 où les sources de bruit primaires sont des haut-parleurs placés dans une chambre sourde et où les signaux de référence sont les signaux électriques alimentant les haut-parleurs. Pour que les signaux de référence soient bien décorrélés, on peut imaginer que les sources émettent des signaux harmoniques à des fréquences différentes.

Dans un centre d'appels, il n'est bien sûr pas envisageable de parvenir à une cohérence multiple égale à 1 dans la mesure où il n'est pas possible de prendre autant de références que de sources (certaines sources sont difficiles à identifier) et où les sources émettent des signaux dans la même bande de fréquences (celle de la parole). Il est néanmoins intéressant de regarder quelle configuration de capteurs de référence peut donner la meilleure cohérence et donc le meilleur contrôle potentiel.

3.1.3 Calcul de l'atténuation optimale causale

Nous avons vu à la section 3.1.2 comment déterminer le filtre optimal sans contrainte de causalité d'un système par feedforward dans le domaine fréquentiel, en cherchant à minimiser la pression résiduelle captée sur le microphone d'erreur au sens des moindres carrés. L'algorithme LMS est un algorithme *de plus grande pente* (ou de *gradient stochastique*) qui permet de calculer son filtre optimal *causal*, c'est à dire *sous contrainte de causalité*, en minimisant cette erreur quadratique de façon adaptative dans le domaine temporel (cf. annexe B). Ainsi de la même façon que nous avons vu comment évaluer le potentiel d'atténuation optimale du système, sans tenir compte de la contrainte de causalité, nous allons voir comment évaluer son potentiel d'atténuation dans le cadre d'une utilisation en temps réel, en tenant compte de la contrainte de causalité. On parle alors d'*atténuation optimale causale*.

Notons qu'il est possible de calculer le filtre optimal causal dans le domaine fréquentiel grâce au calcul des facteurs spectraux de la densité spectrale de puissance du signal de référence (S_{xx}) [15, Chap.5]. Il n'existe cependant pas de méthode numérique efficace pour réaliser ce calcul dans le cas multi-références, où \mathbf{S}_{xx} est une *matrice* de densité spectrale de puissance, et pour des signaux réels instationnaires.

En effet, les méthodes telles que la décomposition de Schur utilisent une représentation polynomiale des densités spectrales de puissance peu adaptée aux données expérimentales [39]. Il est également possible d'estimer le filtre optimal causal à l'aide d'une procédure qui inclut l'inversion d'une matrice formée à partir de l'auto-corrélation des signaux de référence, en supposant que le filtre de contrôle est un filtre FIR. Cet outil est très intéressant d'un point de vue théorique mais il est à nouveau difficile à utiliser en pratique et il est limité aux signaux stationnaires [21].

Le principe de l'algorithme LMS est d'ajuster le filtre de contrôle \mathbf{W} de façon adaptative pour qu'il estime au mieux le transfert primaire \mathbf{F} . Si cet algorithme est stable, les coefficients du filtre de contrôle vont converger vers les coefficients du filtre optimal causal (cf. section 4.1.1 chapitre 4). L'atténuation optimale causale du système sera alors obtenue après convergence de l'algorithme.

En pratique dans le cas d'un système mono-référence, l'algorithme LMS calcule le filtre de contrôle sous la forme d'un filtre FIR, qui est par définition causal et de longueur finie. Pour un système multi-références composé de K capteurs de référence et d'un capteur d'erreur, l'algorithme LMS doit calculer K filtres FIR de longueur N pour identifier le transfert primaire entre les K signaux de référence et le signal d'erreur (cf. figure 3.1).

L'algorithme LMS multi-références s'écrit de la façon suivante (le détail du calcul est donné en annexe B) :

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \boldsymbol{\beta} \mathbf{X}(n) e(n) \quad (3.6)$$

où :

- $\mathbf{W}(n)$ est le vecteur qui contient les KN coefficients des filtres de contrôle à l'échantillon n ,
- $\boldsymbol{\beta}$ est le vecteur constant par bloc des K pas d'adaptation β_k (K blocs de longueur N),
- $\mathbf{X}(n)$ est le vecteur de longueur NK des N derniers échantillons des K signaux de référence à l'instant n
- et $e(n)$ est le signal d'erreur à l'instant n .

L'atténuation optimale causale peut ainsi être calculée dans le domaine fréquentiel à partir de l'évaluation de la densité spectrale de puissance du signal d'erreur avant convergence (S_{dd}) et après convergence (S_{ee}), selon l'équation 3.1.

Notons que dans les simulations qui sont montrées dans la suite de ce chapitre, les pas d'adaptation ont été pris comme :

$$\beta_k = \frac{\mu}{NP_k} \quad (3.7)$$

où :

- μ est un coefficient de convergence pris entre 0 et 2
- et P_k est la puissance moyenne du $k^{\text{ième}}$ signal de référence x_k (calculée sur toute la durée du signal traité)

Cette normalisation du pas d'adaptation permet de faciliter l'ajustement du coefficient de convergence en étant mieux adapté à chaque signal traité. Nous verrons au chapitre 4 que pour mieux s'adapter à l'instationnarité des signaux, on peut utiliser une version normalisée du LMS, le *NLMS*, où le pas d'adaptation est normalisé en fonction du temps par une estimation de la puissance instantanée des signaux de référence.

Convergence de l'algorithme LMS multi-références

La convergence de l'algorithme LMS dépend de la convergence des *modes* de l'algorithme [15, Chap.2]. Ces modes sont liés à la matrice de densité spectrale des signaux de référence (\mathbf{S}_{xx}). Lorsque les modes convergent vers 0, le filtre de contrôle converge vers le filtre optimal causal.

Si les signaux de référence sont bien décorrélés (comme dans le cas cité à la section 3.1.2, illustré par la figure 1.5), les K filtres de contrôle peuvent être ajustés de façon indépendante pour annuler le signal d'erreur. On dit dans ce cas que les signaux de référence et que les modes de convergence du filtre de contrôle sont *orthogonaux*. Si en revanche, les signaux de référence sont partiellement corrélés, ce qui est le cas dans un centre d'appels où les sources primaires ont des spectres qui se recouvrent, l'ajustement des filtres de contrôle doit être traité par un problème d'optimisation couplée (on cherche dans ce cas KN coefficients de filtre). Les modes de convergence sont alors couplés et ne convergent pas tous à la même vitesse, ce qui résulte en une mauvaise convergence globale. Cependant, ces signaux peuvent être néanmoins tous nécessaires pour que l'un fournisse par exemple des informations plus anticipantes que les autres [15, Chap.5]. Notons qu'il est possible de découpler les modes de convergence et donc d'obtenir une meilleure convergence globale en pré-traitant les signaux de référence, grâce à des méthodes s'inspirant par exemple du théorème d'orthogonalisation de Gram-Schmidt [45].

3.1.4 Méthodologie d'évaluation de la faisabilité acoustique

En pratique, pour tester la faisabilité acoustique de notre système de contrôle par feedforward en centre d'appels, nous avons considéré plusieurs configurations de capteurs de référence (mono ou multi-références) et calculé l'atténuation fournie par le contrôle pour chacune d'entre elles. Afin de séparer l'influence des contraintes de cohérence et de causalité, nous avons :

- d’une part, simulé un contrôle optimal sans contrainte de causalité dans le domaine fréquentiel, à l’aide de la fonction de cohérence (cf. section 3.1.2),
- d’autre part, simulé un contrôle temps-réel quasi-optimal (causal et adaptatif) dans le domaine temporel, à l’aide de l’algorithme LMS (cf. section 3.1.3).

Si le but final est de trouver une configuration de contrôle efficace pour plusieurs sources de parole dans un centre d’appels, nous avons dû valider nos résultats sur des cas plus simples (une ou plusieurs sources de bruit blanc) et dans des environnements mieux maîtrisés (chambre sourde et bureau du LMA) afin de séparer les problèmes dûs à la réverbération, au nombre de sources et à la non-stationnarité des sources.

Nous avons donc cherché à comparer l’efficacité du contrôle selon :

- le type, le nombre et la configuration des capteurs de référence (références électriques ou microphoniques, proches ou éloignées, configuration mono ou multi-références),
- le type et le nombre de sources de bruits (bruit blanc ou parole),
- les conditions de réverbération de l’environnement (chambre sourde, bureau du LMA (*TR60* de 1 s) et centre d’appels (*TR60* de 0,3 s)).

Pour cela, nous avons simulé des contrôles hors temps-réel sous Matlab à partir de signaux enregistrés dans les conditions citées plus haut.

Les résultats des simulations sont montrés en terme d’atténuation du signal d’erreur dans le domaine fréquentiel. L’atténuation optimale sans contrainte de causalité est directement calculée à l’aide de la fonction de cohérence entre les signaux de référence et le signal d’erreur (cf. section 3.1.2). L’atténuation optimale causale (i.e. sous contrainte de causalité) correspond au moyennage du contenu fréquentiel d’une seconde du signal d’erreur obtenue après convergence de l’algorithme LMS (cf. section 3.1.3). Notons que la mesure de fonction de cohérence (dans le domaine fréquentiel) ne peut être effectuée facilement que sur des signaux stationnaires (ici des bruits blancs) alors que l’algorithme LMS permet de simuler un contrôle causal dans le domaine temporel sans préjuger de la nature des signaux.

3.2 Description des enregistrements

Les résultats montrés dans la suite de ce chapitre sont issus de simulations de contrôle réalisées hors temps-réel sous Matlab à l'aide de signaux de référence et d'erreur pré-enregistrés.

Nous avons choisi comme microphone d'erreur le micro-oreille d'une tête artificielle² et nous avons placé autour de la tête plusieurs microphones de référence dans différentes configurations. Notons qu'en réalité nous avons fait des enregistrements sur les deux micro-oreilles de la tête artificielle pour pouvoir comparer ce qui se passait à gauche et à droite mais nous n'avons simulé que des contrôles mono-voie (avec un seul microphone d'erreur).

Tous les enregistrements ont été recueillis sur un analyseur-enregistreur OROS38 (32 voies) à la fréquence d'échantillonnage 32768 Hz. Le but d'utiliser une fréquence d'échantillonnage aussi élevée était de permettre une éventuelle post-analyse psychoacoustique et de pouvoir placer un microphone de référence très proche du microphone d'erreur (pour que le délai de propagation entre les deux soit supérieur à un échantillon).

Les enregistrements ont été faits dans trois environnements :

- dans un grand bureau du LMA : cet environnement a été choisi pour avoir une première idée de la faisabilité acoustique du contrôle avant de pouvoir faire des enregistrements en centre d'appels ; il nous a permis de tester le contrôle sur une ou plusieurs sources de bruit blanc et de parole dans un champ assez réverbérant (avec un temps de réverbération ($TR60$) d'environ 1 s) ;
- dans la grande chambre sourde du LMA : cet environnement nous a permis de tester le contrôle des mêmes types de sources en s'affranchissant des problèmes de réverbération et de pollution par des sources de bruits externes ;
- dans un centre d'appels (plateau de France Télécom St Mauront) : des enregistrements ont pu être faits en conditions réelles de travail pour tester deux configurations de contrôle retenues dans le bureau et dans la chambre sourde ; cet environnement était moins réverbérant que le bureau, avec un temps de réverbération ($TR60$) d'environ 0,3 s.

Le dispositif d'enregistrement pour chaque environnement est détaillé dans les sections suivantes.

²Tête artificielle Head Acoustics et pré-ampli MCN Audio U1126.

3.2.1 Grand bureau du LMA

La figure 3.3 donne le schéma détaillé et une photo du dispositif d'enregistrement installé dans le bureau. Nous avons réparti dans la salle huit personnes lisant des textes (pour simuler un « mini centre d'appels ») ainsi que huit haut-parleurs³ diffusant des bruits blancs aux mêmes emplacements que les locuteurs. Les haut-parleurs diffusaient à 44100 Hz des séquences indépendantes générées par la fonction `randn` de Matlab.

Nous avons disposé huit microphones de référence « éloignés », sur un carré d'un mètre autour de la tête artificielle et un microphone de référence « proche » à 3 cm du micro-oreille gauche. Nous avons également disposé quatre microphones de référence « primaires » devant quatre des haut-parleurs/locuteurs, afin de tester une configuration utilisant des références très proches des sources primaires (configuration uniquement testée dans ce bureau). Nous avons enfin pris le soin d'enregistrer les signaux de commande des haut-parleurs, afin de pouvoir tester des configurations de contrôle en références « électriques ».

3.2.2 Chambre sourde du LMA

Dans la chambre sourde, nous avons disposé quatre haut-parleurs et quatre microphones de référence éloignés autour de la tête artificielle, ainsi qu'un microphone de référence proche à 3 cm de chaque oreille. Nous avons également enregistré les signaux de commande des sources primaires pour simuler un contrôle avec des références électriques (cf. figure 3.4). Le but de ce dispositif était de valider en champ libre des résultats obtenus en champ réverbérant (dans le bureau).

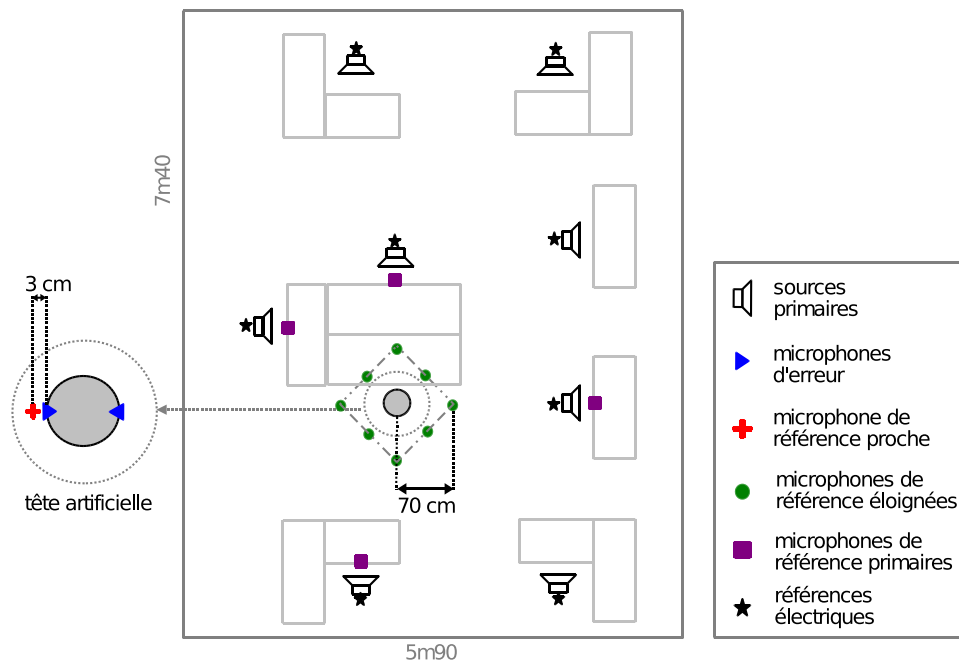
Les haut-parleurs³ diffusaient à 44100 Hz soit des bruits blancs indépendants (fonction `randn` de Matlab), soit des séquences de parole préalablement enregistrées en chambre sourde, par deux locuteurs hommes et deux locutrices femmes⁴. Ces séquences de parole correspondent aux quatre premières séries de dix phrases *phonétiquement équilibrées* de Combescure [14]. Ces phrases sont représentatives de la langue française et sont utilisées notamment comme référence pour la synthèse de la parole ou pour des mesures d'intelligibilité.

3.2.3 Plateau d'appels de France Télécom St Mauront

Dans le centre d'appels (plateau présenté au chapitre 1 à la section 1.1.3), les enregistrements ont été effectués en conditions de bruit réelles, pendant deux journées

³haut-parleurs Yamaha MS101, avec ampli intégré, pilotés par un DAT multipistes TASCAM MX 24-24

⁴sur un microphone omnidirectionnel AKG (capsule omni CK92 + corps SE 300B + ampli MCN U1126) grâce à un DAT multipistes TASCAM MX 24-24

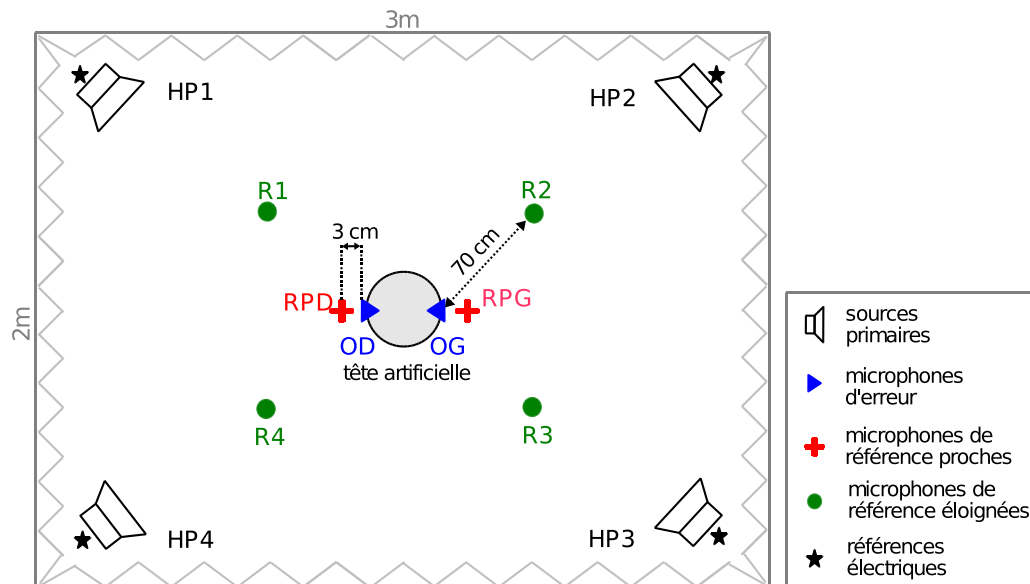


Plan détaillé



Photo d'ensemble

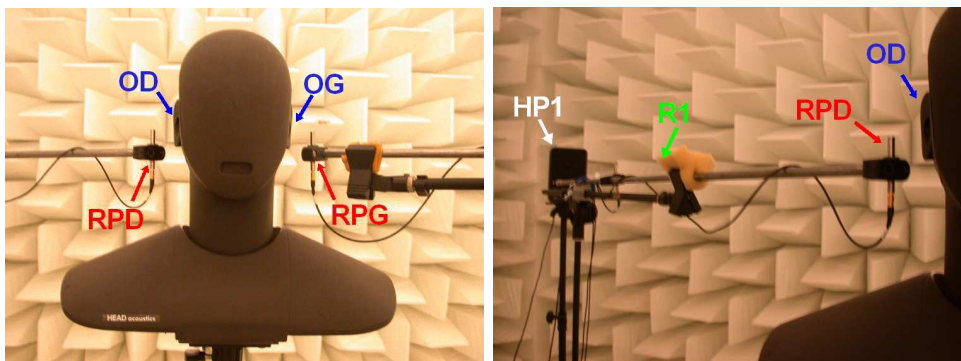
FIG. 3.3 : Enregistrements dans un grand bureau du LMA



Plan détaillé



Vue d'ensemble



Références proches

Référence éloignée

FIG. 3.4 : Enregistrements dans la grande chambre sourde du LMA

de travail (le 21/11/05 et le 24/08/06). Les sources primaires étaient donc toutes les sources de bruit présentes sur le plateau (opérateurs, imprimantes, portes, etc.). Comme on peut le voir sur les figures 3.5 et 3.6, la tête artificielle a été positionnée à un poste d'opérateur, sur une marguerite à peu près centrale du plateau, et nous avons disposé autour huit microphones de référence éloignés (sur un carré d'un mètre autour de la tête) et deux microphones de référence proches (à 3 cm de chaque oreille). Nous avons fait des enregistrements « tête nue » (les microphones de référence proches étaient alors tenus par des pieds) et avec un casque téléphonique (les microphones de référence proches étaient alors fixés sur l'extérieur des oreillettes du casque).

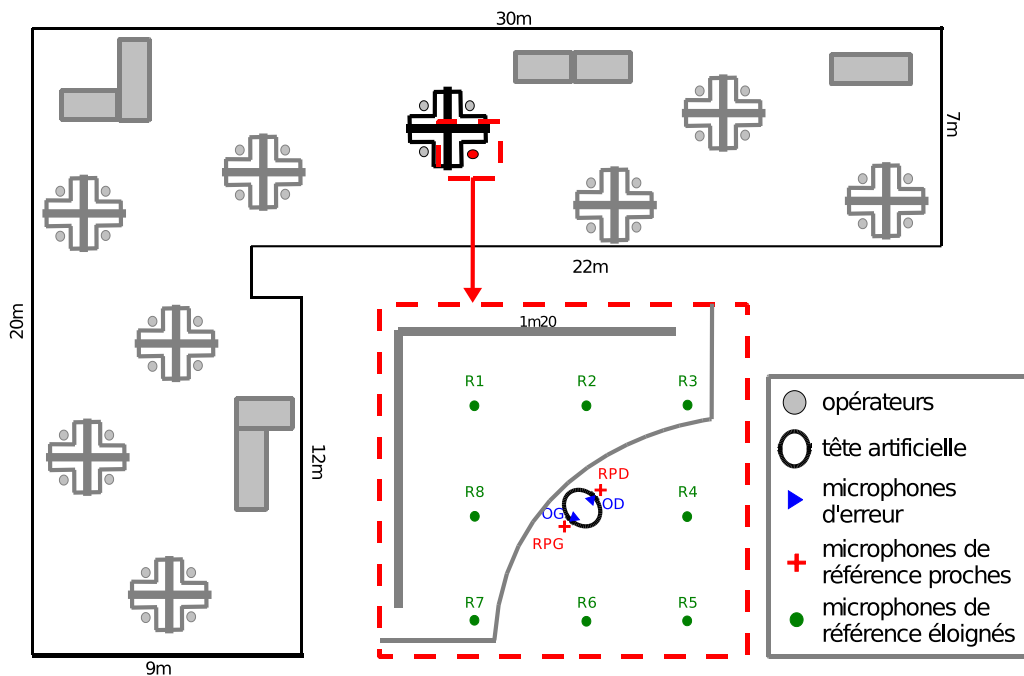
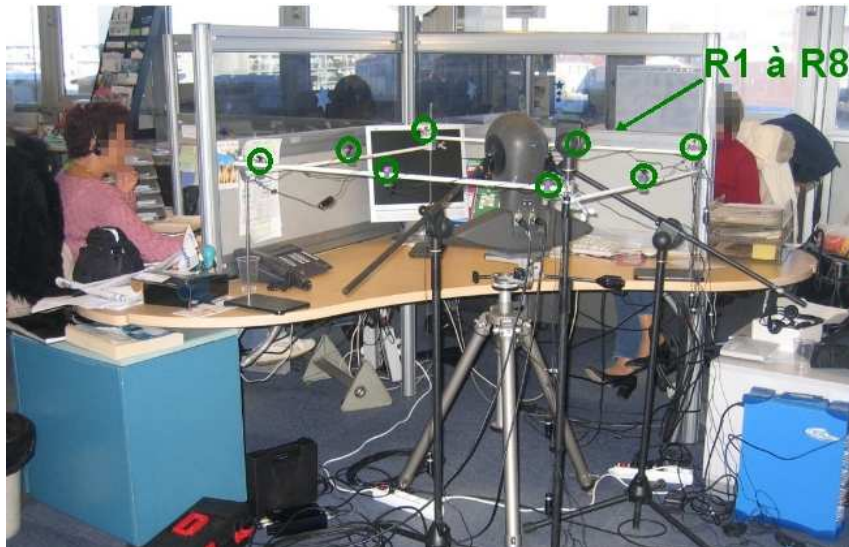
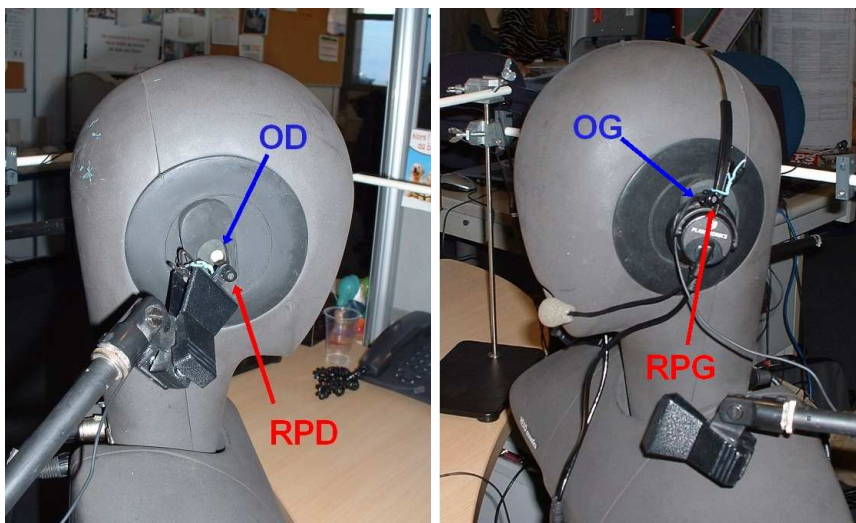


FIG. 3.5 : Plan du plateau France Télécom et configuration du matériel



Références éloignées



Référence proche sans casque

Référence proche avec casque

FIG. 3.6 : Enregistrements sur le plateau de France Telecom

3.3 Contrôle d'une source de bruit blanc

Dans un premier temps, nous avons cherché à étudier la faisabilité acoustique du contrôle d'une seule source de bruit blanc afin de s'affranchir des problèmes de sources multiples et d'instationnarité du bruit. Cette configuration de contrôle mono-référence nous a permis de regarder l'influence de différents facteurs sur la cohérence et la causalité et donc sur les performances du contrôle. Nous commençons par regarder l'influence de la réverbération de la salle et de la position de la source primaire par rapport au microphone d'erreur en prenant une référence électrique. Nous étudions ensuite l'influence du fait de prendre une référence acoustique plutôt qu'électrique. Enfin nous regardons, pour une référence acoustique, l'influence de la position du microphone de référence par rapport au microphone d'erreur (éloignée ou proche).

Les résultats montrés dans les sections suivantes sont issus de simulations de contrôle réalisées sur des signaux bruit blanc enregistrés en chambre sourde et dans le grand bureau du LMA. Afin d'observer les résultats sur la gamme de fréquence qui nous intéresse (0-4000 Hz), les simulations ont été effectuées en ré-échantillonnant les signaux à 8192 Hz.

Notons qu'outre le fait de faciliter le calcul de densités spectrales de puissances, donc de fonctions de cohérence, l'avantage du signal bruit blanc est de permettre l'observation des résultats du contrôle à toutes les fréquences et de favoriser la convergence de l'algorithme LMS. En effet, on peut considérer que le spectre d'un bruit blanc est composé de fréquences décorréélées, ce qui implique que les modes de convergence de l'algorithme convergent tous à la même vitesse, d'où une bonne convergence globale (cf. section 3.1.3).

3.3.1 Contrôle mono-référence électrique

Influence de la réverbération de la salle

Le fait de prendre un signal de référence électrique (signal de commande de la source primaire) permet de garantir à la fois :

- la causalité de la configuration de contrôle (le signal de référence est forcément en avance sur le signal d'erreur)
- et une corrélation parfaite entre le signal primaire (au niveau de la source) et le signal de référence.

On peut ainsi observer uniquement l'influence de la réverbération de la salle sur la perte de cohérence entre le signal de référence et le signal d'erreur.

La figure 3.7 permet de comparer le contrôle d'une source de bruit blanc en chambre sourde et dans le bureau. La source est située à environ 1,7 m du micro-

phone d'erreur.

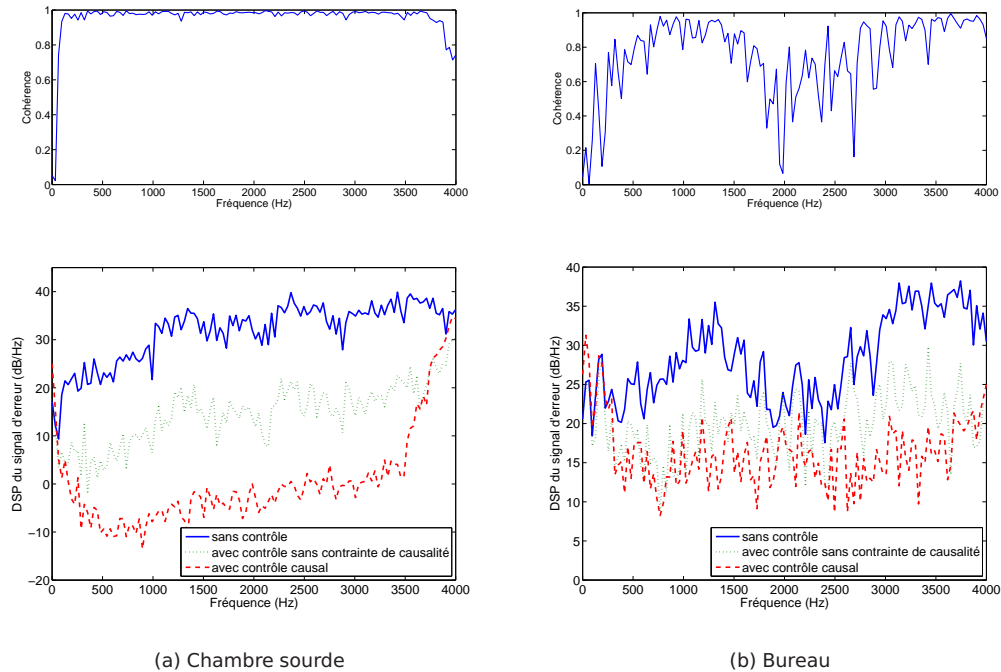


FIG. 3.7 : Influence de la réverbération sur le contrôle mono-référence électrique d'une source de bruit blanc - En haut : Fonction de cohérence entre le signal de référence et le signal d'erreur ; En bas : Spectre du signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle sans contrainte de causalité (· · ·) et avec contrôle causal (- - -)

On voit sur la figure 3.7(a) que la cohérence entre le signal de référence et le signal d'erreur est quasi parfaite en chambre sourde puisqu'elle est proche de 1 entre 100 et 3800 Hz. En conséquence, le contrôle sans contrainte de causalité fournit une atténuation proche de 20 dB sur le microphone d'erreur. Le contrôle causal est encore meilleur : il fournit une atténuation de 40 dB entre 100 et 3500 Hz. On devrait s'attendre dans cette configuration à obtenir un contrôle sans contrainte de causalité quasi-parfait et un contrôle causal équivalent. La différence de 20 dB entre les deux peut avoir deux origines : d'une part le calcul de la cohérence est délicat à effectuer et donne des résultats différents selon les paramètres utilisés pour l'estimer (on a ici utilisé la fonction `mscohere` de Matlab) ; d'autre part le contrôle réalisé par l'algorithme LMS peut être considéré comme en partie non linéaire, en raison de l'adaptation permanente des coefficients du filtre, ce qui conduit parfois à un meilleur résultat qu'un contrôle linéaire stationnaire [22, Chap.5]. Le contrôle causal est quant à lui limité par le bruit de mesure sur les signaux de référence et d'erreur. En effet, en théorie, le contrôle par LMS d'une source de bruit blanc en champ libre devrait conduire à une atténuation parfaite du bruit. On peut simuler ce résultat en prenant comme signal

de référence le signal d'erreur avancé d'une avance pure, ce qui conduit à une atténuation théorique de 400 dB (correspondant à $20 \log(\epsilon)$ où ϵ est le « zéro machine »).

La figure 3.7(b) montre une dégradation de la cohérence due à la réverbération du bureau, surtout dans les zones 0-300 Hz et 1700-2700 Hz. La mauvaise cohérence obtenue en dessous de 300 Hz peut s'expliquer par le bruit de mesure sur le microphone d'erreur qui présente un pic d'énergie dans cette zone. On peut en outre observer que la réverbération a déjà une influence sur le spectre du signal d'erreur avant contrôle : le bruit blanc est « coloré » par la salle. La conséquence d'une telle dégradation de cohérence est un contrôle sans contrainte de causalité moins bon dans le bureau qu'en chambre sourde, donnant une atténuation de 10 à 15 dB dans les zones de cohérence correcte et quasi-nul dans les zones de mauvaise cohérence. On voit enfin que le contrôle causal donne, comme dans la chambre sourde, un résultat meilleur que le contrôle sans contrainte de causalité, ce qui peut s'expliquer par les raisons invoquées plus haut. De plus, on peut constater que le contrôle causal a tendance à « blanchir » le signal d'erreur, ce qui peut avoir un effet intéressant d'un point de vue perceptif (cf. section 4.3 chapitre 4).

Influence de la distance entre la source primaire et le microphone d'erreur

La figure 3.8 permet de comparer les résultats du contrôle de deux sources de bruit blanc placées plus ou moins loin du microphone d'erreur : (a) à 1,70 m et (b) à environ 4 m. Nous nous plaçons dans l'environnement réverbérant (le bureau).

En plus du résultat du contrôle en terme d'atténuation spectrale, nous avons tracé les réponses impulsionnelles de chaque source sur le microphone d'erreur afin de se rendre compte de leur longueur.

On peut déjà constater avant contrôle que le niveau sonore sur le microphone d'erreur est plus faible pour la source la plus éloignée (figure 3.8(b)) que pour la source proche (figure 3.8(a)), les sources émettant à la base deux bruits de même niveau sonore. En conséquence, le bruit issu de la source la plus éloignée est moins bien contrôlé que celui issu de la source proche.

L'éloignement de la source a une influence à la fois sur la cohérence et sur la longueur de la réponse impulsionnelle. La dégradation de la cohérence entraîne une dégradation du contrôle sans contrainte de causalité et donc du contrôle causal. L'allongement de la réponse impulsionnelle entraîne une dégradation supplémentaire du contrôle causal. Pour les deux positions de sources, le contrôle causal a été ici simulé avec un filtre de contrôle de 1024 coefficients, ce qui correspond à 125 ms à 8192 Hz.

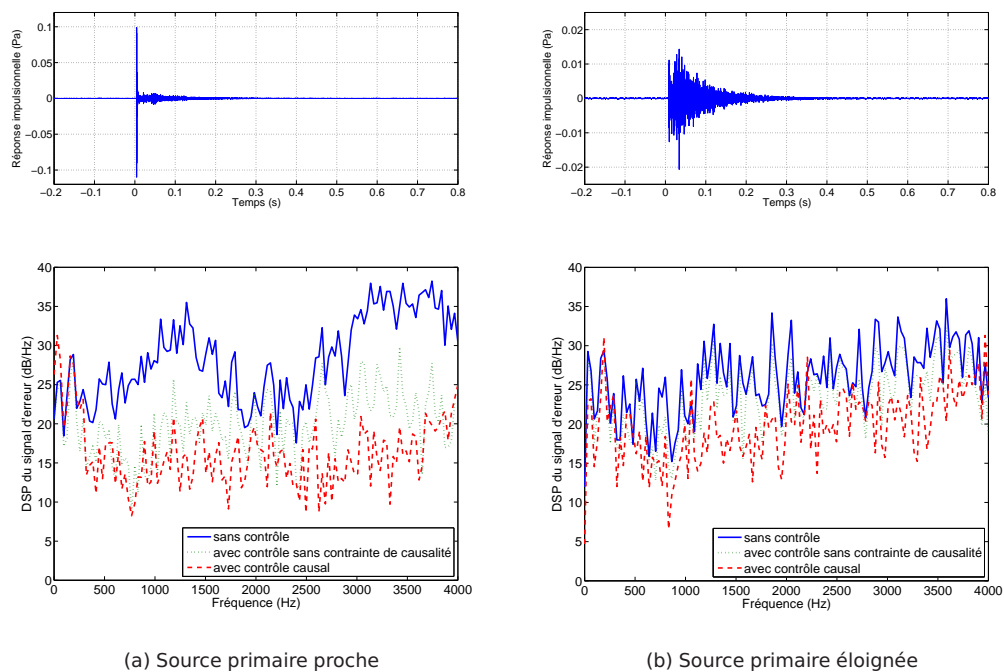


FIG. 3.8 : Influence de la distance entre la source primaire et le microphone d'erreur sur le contrôle mono-référence électrique d'une source de bruit blanc (bureau) - En haut : Réponse impulsionnelle de la source sur le microphone d'erreur ; En bas : Spectre du signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle sans contrainte de causalité (· · ·) et avec contrôle causal (- - -)

Le LMS estime donc une plus grande partie de la réponse primaire dans le cas où la source est proche (réponse de longueur 200 ms environ) que dans le cas où la source est loin (réponse de longueur 400 ms environ). Un filtre de contrôle plus long pourrait améliorer la performance du contrôle causal en basses fréquences (fin de la réponse impulsionnelle), néanmoins un filtre trop long peut entraver la convergence de l'algorithme et limiter ses performances après convergence (cf. section 4.1.1 chapitre 4).

En conclusion, on peut voir que la réverbération entraîne à la fois :

- une dégradation de la cohérence entre le signal de référence et le signal d'erreur et donc une dégradation du contrôle optimal sans contrainte de causalité,
- un allongement de la réponse impulsionnelle, d'où une dégradation du contrôle causal lorsqu'on ne peut pas prendre un filtre de contrôle assez long.

Influence d'une référence acoustique (référence « primaire »)

Dans le bureau uniquement nous avons positionné quatre microphones de référence dits « primaires » devant quatre des huit sources primaires. En condition de contrôle mono-source, de tels microphones ont permis d'observer l'influence d'une référence acoustique (microphonique) sur le contrôle, en se plaçant dans la même situation favorable du point de vue de la causalité qu'avec une référence électrique (le microphone étant très proche de la source primaire). Au départ, l'intérêt de placer des microphones dans cette configuration était d'étudier la pertinence d'un système de contrôle où les microphones des opérateurs (fixés à leurs casques téléphoniques) auraient été pris comme microphones de référence, les opérateurs étant les principales sources de bruit.

La figure 3.9 permet de comparer le contrôle d'une source de bruit blanc (la même qu'à la section 3.3.1) selon que l'on prend une référence électrique ou une référence primaire. On s'aperçoit que les résultats sont pratiquement identiques pour les deux types de référence, à la fois pour le contrôle sans contrainte de causalité (a) et pour le contrôle causal (b). Cela permet de conclure que la cohérence n'est pas dégradée par le fait de prendre une référence acoustique, malgré le bruit de mesure du microphone de référence, et que la configuration du contrôle est bien toujours causale.

3.3.2 Contrôle mono-référence éloignée vs. mono-référence proche

Après avoir analysé l'effet de la réverbération sur la cohérence seule en se plaçant dans une configuration de contrôle optimale du point de vue de la causalité (référence

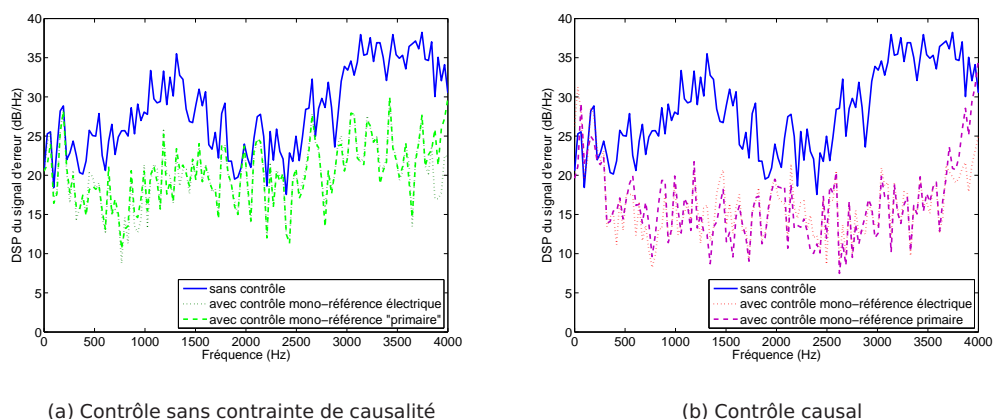


FIG. 3.9 : Influence d'une référence acoustique par rapport à une référence électrique sur le contrôle d'une source de bruit blanc (bureau); Spectre du signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle mono-référence électrique (· · ·) et avec contrôle mono-référence acoustique « primaire » (- - -)

électrique), nous avons étudié le problème combiné de cohérence et de causalité posé par le fait de prendre une référence microphonique non proche de la source primaire. En effet nous avons vu précédemment que d'une part le problème de cohérence pouvait être lié à la distance entre le microphone de référence et le microphone d'erreur et que d'autre part le fait de positionner le microphone de référence entre la source primaire et le microphone d'erreur ne garantissait pas forcément la causalité de la configuration de contrôle.

Pour réaliser cette étude, nous avons effectué des simulations de contrôle en prenant alternativement un microphone de référence « éloigné » du microphone d'erreur, placé à environ 70 cm (par exemple "R1" dans la figure 3.4), et un microphone de référence « proche » du microphone d'erreur, placé à environ 3 cm (par exemple "RPG" dans la figure 3.4).

Pour se placer en configuration a priori causale, le microphone de référence était placé entre la source primaire et le microphone d'erreur (exemple : contrôle de la source "HP1" sur le microphone d'erreur "OD" avec la référence "R1", cf. figure 3.4). Pour se placer en configuration a priori non causale, le microphone de référence était placé en aval du microphone d'erreur par rapport à la source primaire (exemple : contrôle de la source "HP1" sur le microphone d'erreur "OG" avec la référence "RPG", cf. figure 3.4).

Les simulations ont été effectuées à la fois sur les enregistrements de la chambre sourde et du bureau, afin de comparer les résultats obtenus en condition anéchoïque et non anéchoïque. Enfin, pour séparer l'influence de la contrainte de cohérence et de la contrainte de causalité sur le contrôle, nous avons, comme pour la référence électrique, simulé le contrôle sans contrainte de causalité et sous contrainte de causalité

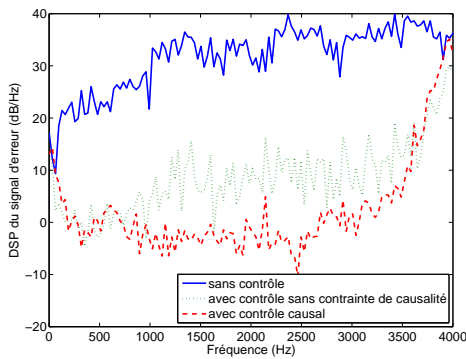
(contrôle causal).

Configuration a priori causale

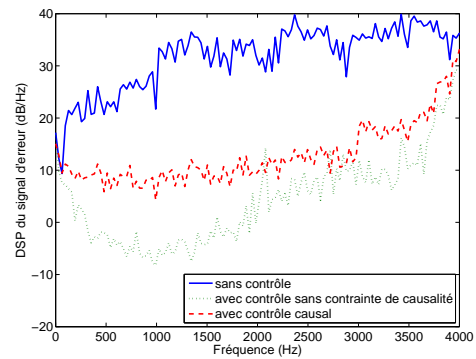
La figure 3.10 présente les résultats des simulations de contrôle dans une configuration a priori causale. Elle permet de comparer l'atténuation fournie par le contrôle selon que le microphone de référence est éloigné (à gauche) ou proche (à droite) et selon que l'on se place en chambre sourde (en haut) ou dans le bureau (en bas).



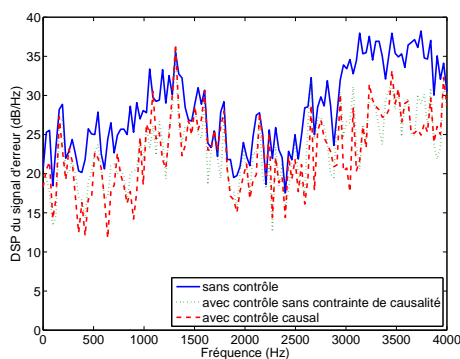
Configuration a priori causale



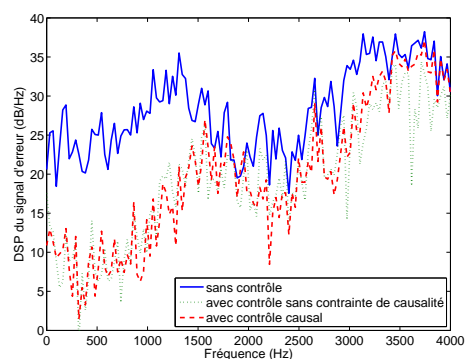
(a) Chambre sourde - Référence éloignée



(b) Chambre sourde - Référence proche



(c) Bureau - Référence éloignée



(d) Bureau - Référence proche

FIG. 3.10 : Influence de la distance entre le microphone de référence et le microphone d'erreur sur le contrôle d'une source de bruit blanc pour une configuration causale, en chambre sourde (a,b) et dans le bureau (c,d) - Spectre du signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle sans contrainte de causalité (· · ·) et avec contrôle causal (- - -)

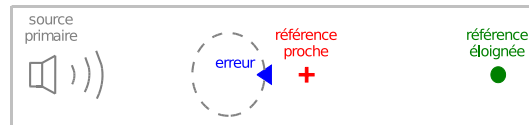
Sur la figure 3.10, nous pouvons constater que :

- pour le microphone de référence éloigné (figures 3.10(a,c)), la cohérence semble très bonne en chambre sourde, d'où un très bon contrôle sans contrainte de causalité. En revanche, dans le bureau qui présente un temps de réverbération assez long ($TR60 \simeq 1s$), cette cohérence est assez mauvaise, d'où un contrôle sans contrainte de causalité médiocre. On observe en outre que le contrôle causal est soit équivalent (dans le bureau) soit meilleur (en chambre sourde) que le contrôle sans contrainte de causalité. Le contrôle est donc avant tout limité par une mauvaise cohérence entre le microphone de référence et le microphone d'erreur.
- Pour le microphone de référence proche (figures 3.10(b,d)), la cohérence est bonne en chambre sourde comme dans le bureau. On confirme donc qu'en condition non anéchoïque la distance entre le microphone de référence et le microphone d'erreur est un facteur important de la limitation du contrôle. Le contrôle causal est quant à lui équivalent ou meilleur que le contrôle sans contrainte de causalité, ce qui confirme que la configuration est bien causale et que le contrôle n'est limité que par la cohérence. Notons que l'avantage d'une référence proche est en outre d'offrir une réponse impulsionnelle primaire⁵ plus courte qu'une référence éloignée ; elle sera donc mieux estimée par l'algorithme LMS avec un filtre de contrôle de longueur équivalente (les simulations montrées ici ont été réalisées avec un filtre de contrôle de 1024 coefficients à $F_e = 8192 Hz$ pour les deux types de référence).

⁵Notons que nous utilisons l'expression « réponse impulsionnelle » par abus de langage en contrôle actif. Il ne s'agit en effet pas de la réponse impulsionnelle d'une source sur un microphone mais de la réponse temporelle correspondant à la fonction de transfert entre deux microphones (qui dépend donc de la position de la source de bruit).

Configuration a priori non causale

La figure 3.11 présente les résultats des simulations de contrôle dans une configuration a priori non causale. Elle permet de comparer l'atténuation fournie par le contrôle selon que le microphone de référence est éloigné (à gauche) ou proche (à droite) et selon que l'on se place en chambre sourde (en haut) ou dans le bureau (en bas).



Configuration a priori non-causale

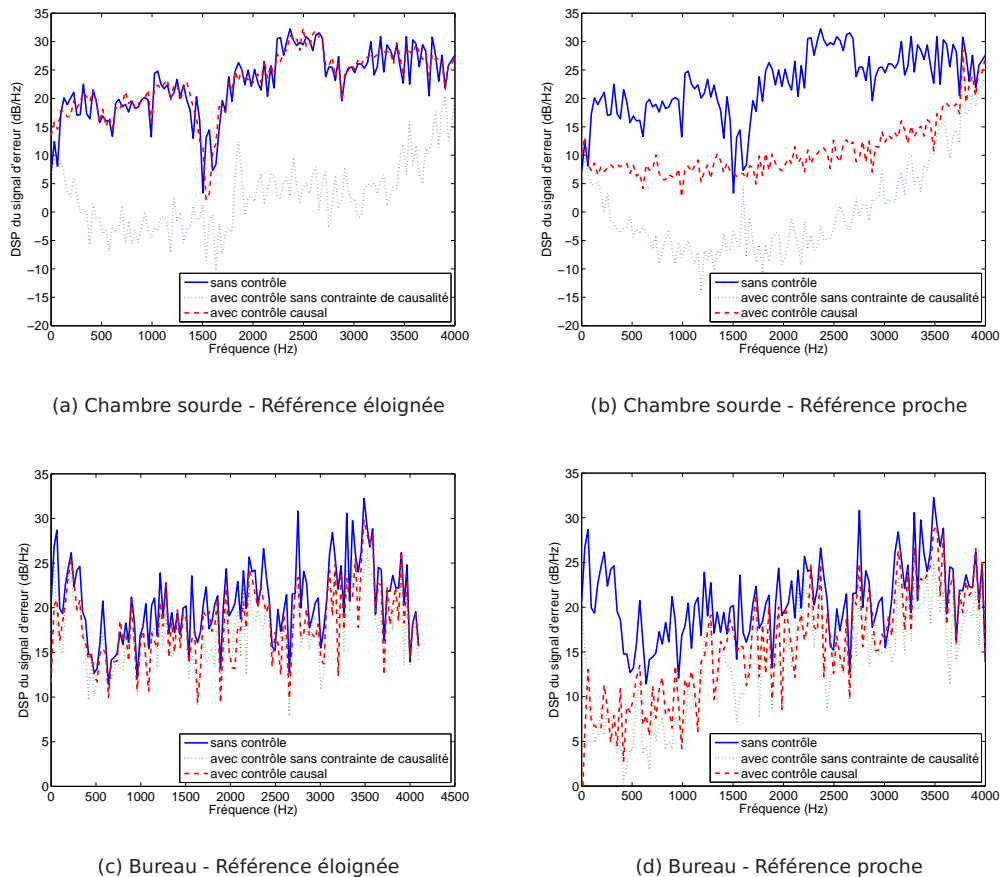


FIG. 3.11 : Influence de la distance entre le microphone de référence et le microphone d'erreur sur le contrôle d'une source de bruit blanc pour une configuration a priori non-causale, en chambre sourde (a,b) et dans le bureau (c,d) - Spectre du signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle sans contrainte de causalité (· · ·) et avec contrôle causal (- - -)

Sur la figure 3.11, nous pouvons constater que :

- pour le microphone de référence éloignée (figures 3.11(a,c)), le contrôle causal ne fournit aucune atténuation, en chambre sourde comme dans le bureau, bien que la cohérence reste bonne (la cohérence est moins bonne dans le bureau car la source primaire choisie pour cette simulation est plus éloignée que pour la configuration causale). Le contrôle est donc limité à la fois par la mauvaise cohérence et par la non-causalité de la configuration.
- Pour le microphone de référence proche (figures 3.11(b,d)), le contrôle causal semble peu affecté par la configuration a priori non-causale. En chambre sourde, même si le contrôle causal est un peu moins bon que le contrôle sans contrainte de causalité, il fournit quand même une atténuation de 10 à 20 dB entre 100 et 3700 Hz. Dans le bureau, le contrôle causal est équivalent au contrôle sans contrainte de causalité, sachant que ce dernier est limité par une mauvaise cohérence due à l'éloignement de la source primaire. La configuration semble donc ne pas être totalement non-causale : la réponse primaire semble en réalité rester en majeure partie causale quelle que soit la position de la source primaire et ce en raison de la présence de la tête artificielle. Le microphone d'erreur est en effet un micro-oreille de la tête artificielle. Par conséquent, par effet de diffraction de la tête et de délai de propagation dans le conduit auditif, les ondes primaires parviennent au microphone de référence proche avant de parvenir au microphone d'erreur quelle que soit leur direction d'arrivée.

En conclusion, l'utilisation d'un microphone de référence proche du microphone d'erreur semble très favorable au contrôle d'une source de bruit blanc dans une salle non anéchoïque. En effet, d'une part la cohérence est meilleure en champ proche qu'en champ éloigné et ce d'autant plus que le temps de réverbération de la salle est grand, et d'autre part le contrôle ne semble pas être limité par la position de la source primaire par rapport aux microphones d'erreur et de référence, du fait dans notre cas particulier de la présence de la tête artificielle. Le fait que ce résultat soit confirmé en chambre sourde nous incite donc à utiliser un microphone de référence proche pour le contrôle en centre d'appels. En effet, les conditions de réverbération des centres d'appels (TR60 de 0,3 s) se situent entre celles de la chambre sourde et celles du bureau (TR60 de 1 s).

Pour confirmer ce résultat dans le cas de plusieurs sources de bruit, nous avons comparé la configuration de contrôle mono-référence proche à différentes configurations de contrôle multi-références (électriques, primaires ou éloignées). Les résultats sont exposés à la section suivante.

3.4 Contrôle de plusieurs sources de bruit blanc

3.4.1 Contrôle mono-référence proche

Au vu des bons résultats obtenus avec un microphone de référence proche pour le contrôle d'une source primaire quelle que soit la configuration de contrôle et les conditions de réverbération de la salle, nous avons voulu voir ce qui se passait pour le contrôle de plusieurs sources primaires. En effet, comme nous l'avons vu à la section 1.4.1 du chapitre 1, le fait de multiplier les sources a un effet sur la dégradation de la cohérence et rend plus complexe le problème de causalité.

La figure 3.12 montre les résultats des simulations de contrôle de une à huit sources de bruit blanc dans le bureau, avec un seul microphone de référence proche.

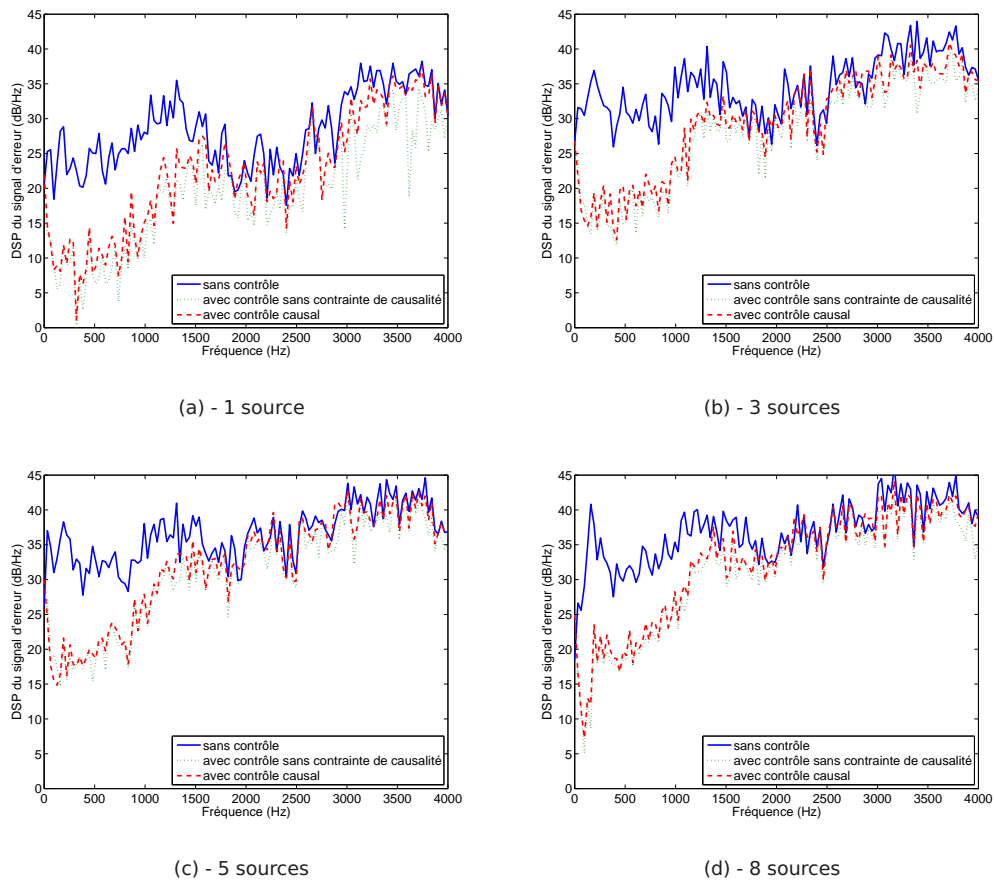


FIG. 3.12 : Influence du nombre de sources primaires (bruit blanc) sur le contrôle mono-référence proche en champ réverbérant (bureau) - Spectre du signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle sans contrainte de causalité (· · ·) et avec contrôle causal (- - -)

On voit sur la figure 3.12 que le contrôle causal donne le même résultat que le contrôle sans contrainte de causalité quel que soit le nombre de sources. Cela implique que le contrôle n'est pas limité par la complexité de la configuration (du point

de vue de la causalité) mais uniquement par la dégradation de cohérence entre le signal de référence et le signal d'erreur. Or on peut constater que cette cohérence se dégrade peu avec l'augmentation du nombre de sources, ce qui conduit à un bon contrôle du bruit même pour huit sources primaires, avec une atténuation pouvant atteindre 20 dB entre 0 et 1500 Hz. Notons que le fait que la cohérence se dégrade peu avec l'augmentation du nombre de sources dans une salle non anéchoïque suggère que cette cohérence est presque déjà « figée » avec une seule source de bruit. La réverbération de la salle engendre en effet la « création » d'un grand nombre de sources virtuelles qui contribuent à rendre les conditions du champ acoustique proche de celles d'un champ diffus.

Comme nous l'avons vu au chapitre 1, il est intéressant d'utiliser un système de contrôle multi-références dans un contexte multi-sources primaires. Les sections suivantes présentent les résultats obtenus en configurations multi-références électriques et éloignées pour le contrôle de plusieurs sources de bruit blanc, en chambre sourde et dans le bureau. Ces résultats sont à chaque fois comparés à ceux obtenus en configuration mono-référence proche, cette configuration ayant prouvé son efficacité même pour le contrôle de huit sources de bruit dans le bureau.

Notons que, au vu des bons résultats obtenus avec une seule référence proche et en raison des difficultés d'estimation de la cohérence multiple, même pour des signaux stationnaires, nous avons choisi de ne plus séparer les problèmes de cohérence et de causalité comme nous l'avons fait pour le contrôle mono-source. C'est pourquoi dans la suite du chapitre nous ne montrons plus que les résultats du contrôle causal simulé avec un algorithme LMS multi-références.

3.4.2 Contrôle multi-références électriques vs. mono-référence proche

Avant de s'intéresser au contrôle multi-références réalisé avec des références microphoniques, nous avons voulu observer comment se comportait le contrôle avec des références électriques, c'est à dire les signaux de commande des sources primaires. Comme nous l'avons vu au précédemment, la configuration multi-références électriques est a priori une configuration optimale pour le contrôle de sources multiples. Les signaux de référence sont parfaitement corrélés aux sources primaires et sont forcément en avance sur le signal d'erreur. Cependant, le contrôle peut être limité par une mauvaise cohérence du champ entre les sources primaires et le microphone d'erreur, ce qui peut se produire dans une salle non anéchoïque.

La figure 3.13 montre une simulation de contrôle obtenue (a) en chambre sourde

(contrôle de 4 sources de bruit blanc avec 4 références électriques) et (b) en dans le bureau (contrôle de 8 sources de bruit blanc avec 8 références électriques). On compare pour chaque cas le contrôle multi-références électriques et le contrôle mono-référence proche.

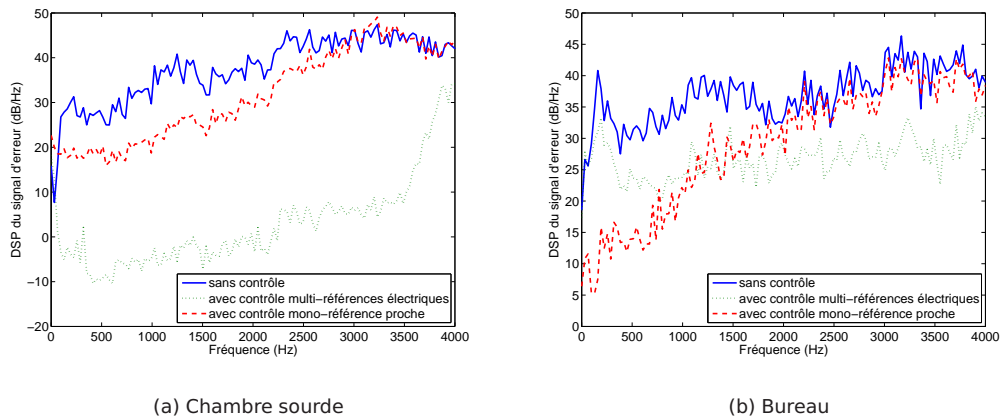


FIG. 3.13 : Contrôle multi-sources bruit blanc - Comparaison entre un contrôle multi-références électriques et un contrôle mono-référence proche en chambre sourde (a) et dans le bureau (b) - Spectre du signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle multi-références électriques (···) et avec contrôle mono-référence proche (- - -)

On voit sur la figure 3.13 que dans la chambre sourde le contrôle multi-références électriques conduit à une atténuation quasi-parfaite du bruit car le champ est très cohérent entre les sources primaires et le microphone d'erreur.

En revanche, la différence entre le contrôle multi-références électriques et le contrôle mono-référence proche est moins nette dans le bureau : le contrôle mono-référence proche donne de meilleurs résultats (jusqu'à 35 dB) en-dessous de 1200 Hz mais le contrôle multi-références électriques fournit une atténuation de 10 à 15 dB jusqu'à 4000 Hz. Le contrôle multi-références électriques est limité par une cohérence moyenne entre les signaux de référence et le signal d'erreur due à la réverbération importante de la salle.

3.4.3 Contrôle multi-références éloignées vs. mono-référence proche

Nous nous sommes au départ intéressés à l'étude d'une configuration multi-références éloignées dans l'idée d'obtenir a priori un bon compromis cohérence/causalité pour le contrôle, avec des signaux de référence suffisamment proches pour être bien cohérents avec le signal d'erreur et suffisamment éloignés pour assurer la causalité du contrôle. L'idée pratique d'une telle configuration était pour les centres

d'appels d'imaginer équiper les bureaux des télé-opérateurs de plusieurs microphones placés tout autour de leur tête (cf. figure 3.6).

La figure 3.14 montre une simulation de contrôle obtenue (a) en chambre sourde (contrôle de 4 sources de bruit blanc avec 4 références éloignées) et (b) dans le bureau (contrôle de 8 sources de bruit blanc avec 8 références éloignées). On compare pour chaque cas le contrôle multi-références éloignées au contrôle mono-référence proche.

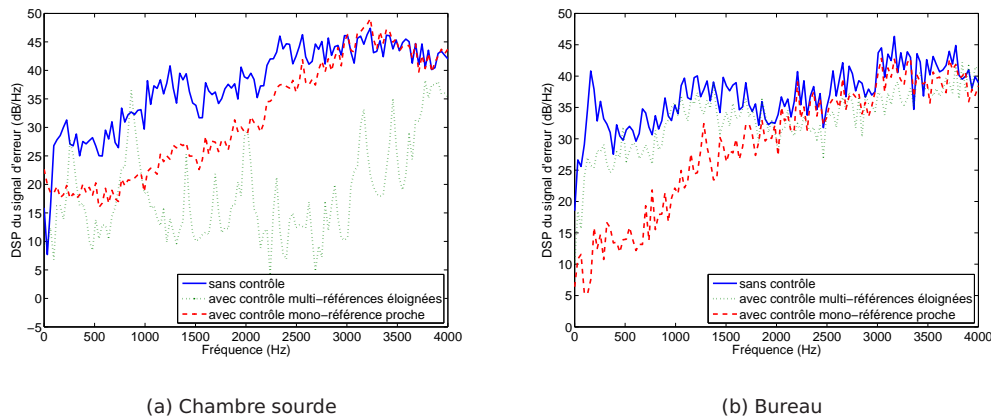


FIG. 3.14 : Contrôle multi-sources bruit blanc - Comparaison entre un contrôle multi-références éloignées et un contrôle mono-référence proche en chambre sourde (a) et dans le bureau (b) - Spectre du signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle multi-références éloignées (···) et avec contrôle mono-référence proche (- -)

On peut observer sur la figure 3.14(a) que dans la chambre sourde le contrôle multi-références éloignées est globalement meilleur que le contrôle mono-référence proche, ce dernier fournissant néanmoins une bonne atténuation du bruit, de 5 à 15 dB jusqu'à 3000 Hz. Le bon résultat global obtenu en multi-références éloignées est dû à une bonne cohérence entre les signaux de référence et le signal d'erreur, à la fois due à la condition de champ libre et à la configuration microphones-sources (il y a autant de microphones de référence éloignés que de sources primaires et chaque microphone est sur le trajet direct entre la source et le microphone d'erreur, cf. figure 3.4). On peut noter cependant que certaines zones de fréquences ne sont pas atténuées, par exemple autour de 900 Hz, ce qui peut provenir d'une trop grande symétrie de la configuration qui entraîne une redondance entre les signaux de référence.

Dans le bureau en revanche, la figure 3.14(b) montre que le contrôle mono-référence proche est nettement meilleur que le contrôle multi-références éloignées, ce dernier n'atténuant le bruit qu'en-dessous de 300 Hz. Bien que le nombre de mi-

crophones de référence corresponde au nombre de sources primaires comme dans la chambre sourde, la réverbération fait que la cohérence multiple entre les huit signaux de référence éloignés et le signal d'erreur n'est pas suffisante pour assurer un contrôle correct. Notons que nous avons déjà constaté le résultat médiocre obtenu en mono-référence éloignée pour une seule source de bruit blanc. Il était donc logique d'observer un résultat médiocre en multi-références éloignées pour plusieurs sources de bruit blanc, la cohérence multiple entre les signaux de référence et le signal d'erreur étant au maximum égale à la somme des cohérences simples entre chaque signal de référence et le signal d'erreur [28]. La cohérence entre le microphone de référence proche et le microphone d'erreur est bien meilleure, ce qui permet d'obtenir une atténuation allant jusqu'à 35 dB entre 0 et 1500 Hz.

En conclusion, nous avons vu que le contrôle mono-référence proche fournissait une bonne atténuation pour le contrôle de plusieurs sources de bruit blanc, comme nous l'avons constaté pour le contrôle d'une seule source. En outre nous avons pu voir que dans le bureau, bien que la configuration soit complexe du point de vue de la causalité, le contrôle mono-référence proche offrait une meilleure atténuation que le contrôle multi-références électriques ou éloignées, en raison d'une dégradation rapide de la cohérence entre les signaux de référence et le signal d'erreur dans un champ acoustique aux conditions proches de celles du champ diffus.

3.5 Contrôle de sources de parole

Les résultats présentés dans les sections précédentes concernaient le contrôle de sources de bruit blanc. Cependant, nous avons vu au chapitre 1 que le bruit en centre d'appels était essentiellement issu de sources de parole, à savoir les télé-opérateurs. Nous allons donc voir dans cette section quelles différences il peut y avoir entre le contrôle de sources de parole et le contrôle de sources de bruit blanc. Les résultats sont d'abord montrés pour une seule source de parole (en chambre sourde et dans le bureau), puis pour plusieurs sources de parole (en chambre sourde, dans le bureau et en centre d'appels).

Notons qu'il n'est pas rigoureux de parler de « spectre de bruit » pour des signaux instationnaires comme la parole. Nous avons néanmoins choisi de montrer les résultats du contrôle sous forme d'un « pseudo-spectre », en moyennant le contenu fréquentiel d'une seconde de signal. Les courbes montrées dans les sections suivantes représentent les atténuations obtenues après convergence du contrôle causal simulé avec l'algorithme LMS.

3.5.1 Influence du type de référence (électrique/primaire, éloignée, proche)

Afin de comparer le contrôle d'une source de parole à celui d'une source de bruit blanc, nous montrons à la figure 3.15 les résultats de simulations de contrôle mono-référence électrique, mono-référence éloignée et mono-référence proche dans la chambre sourde (a) et dans le bureau (b). Notons que dans le bureau nous ne pouvons pas parler de références « électriques » puisque les sources de parole sont des locuteurs et non des haut-parleurs comme dans la chambre sourde. C'est pourquoi nous montrons le résultat du contrôle mono-référence primaire (nous avons pu constater la similarité des résultats entre référence électrique et référence primaire à la section 3.3.1).

Nous pouvons constater sur la figure 3.15 que :

- l'algorithme LMS fonctionne bien sur les signaux de parole, même sans normalisation temporelle du pas d'adaptation (ce qui sera plus développé au chapitre 4) ;
- en chambre sourde le contrôle mono-référence électrique fournit une atténuation quasi-identique à celle du contrôle mono-référence éloignée et peu supérieure à celle du contrôle mono-référence proche ; notons de plus que le contrôle mono-référence proche permet de réduire la partie la plus énergétique du bruit, en-dessous de 2500 Hz ;
- dans le bureau le contrôle mono-référence proche donne une atténuation bien

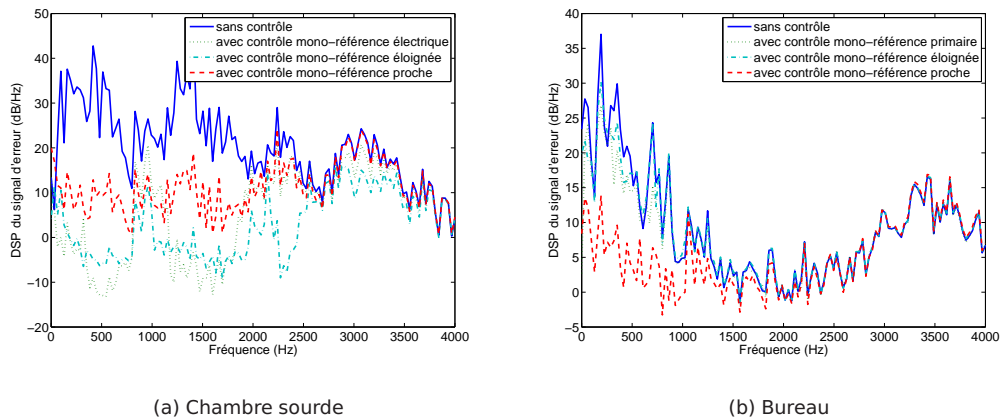


FIG. 3.15 : Contrôle mono-source de parole - Comparaison entre des contrôles mono-référence électrique/primaire, éloignée et proche en chambre sourde (a) et dans le bureau (b) - Spectre du signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle causal mono-référence électrique/primaire (· · ·), avec contrôle causal mono-référence éloignée (---) et avec contrôle causal mono-référence proche (- - -)

supérieure au contrôle mono-référence primaire ou éloignée et permet de réduire la partie la plus énergétique du bruit, en-dessous de 1500 Hz.

Les résultats obtenus sur une source de parole sont donc comparables à ceux obtenus pour une source de bruit blanc et montrent même que l'atténuation obtenue en configuration mono-référence proche est plus efficace.

3.5.2 Contrôle mono-référence éloignée vs. mono-référence proche

Afin de vérifier l'importance de la position du microphone de référence sur l'efficacité du contrôle d'une source de parole, nous avons, comme pour le bruit blanc, réalisé des simulations de contrôle pour deux positions de microphone (proche et éloignée) et pour deux configurations de contrôle (causale et a priori non causale, cf. figures 3.10 et 3.11 section 3.3.2).

La figure 3.16 permet de comparer les contrôles mono-référence éloignée et mono-référence proche pour deux types de configuration de contrôle : (a) causale et (b) a priori non causale. Les résultats ne sont montrés que pour les enregistrements réalisés en chambre sourde.

On constate sur la figure 3.16 que les résultats sont comparables à ceux obtenus avec une source de bruit blanc : le contrôle mono-référence proche fournit une bonne atténuation quelle que soit la position du microphone de référence par rapport à la source primaire et au microphone d'erreur, alors que le contrôle mono-référence éloignée n'est efficace qu'en configuration causale. Notons de plus que le contrôle

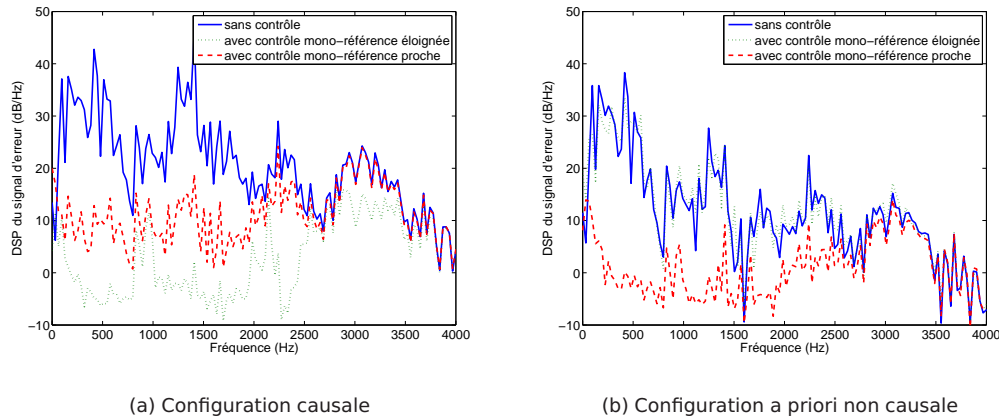


FIG. 3.16 : Contrôle d'une source de parole en chambre sourde - Comparaison entre un contrôle mono-référence éloignée et un contrôle mono-référence proche dans une configuration causale (a) et a priori non causale (b) - Spectre du signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle mono-référence éloignée (· · ·), avec contrôle mono-référence proche (- - -)

mono-référence proche semble donner un meilleur résultat pour une source de parole que pour une source de bruit blanc en configuration a priori non causale, ce qui peut être dû au fait que le signal de parole est plus prédictible que le bruit blanc (cf. section 1.4.1 chapitre 1).

3.5.3 Contrôle multi-références électriques vs. mono-référence proche

Comme pour le bruit blanc, nous avons voulu confirmer les bons résultats obtenus avec un seul microphone de référence proche pour le contrôle de plusieurs sources de parole. La figure 3.17 permet de comparer le contrôle multi-références électriques/primaires et le contrôle mono-référence proche : (a) en chambre sourde (4 sources de parole, 4 microphones de référence électriques) et (b) dans le bureau (4 locuteurs, 4 microphones de référence primaires).

On observe sur la figure 3.17 que :

- dans la chambre sourde, le contrôle multi-références électriques est meilleur que le contrôle mono-référence proche pour la parole mais la différence entre les deux est moins flagrante que pour le bruit blanc ;
- dans le bureau, le contrôle multi-références primaires est moins bon que le contrôle mono-référence proche.

Ce dernier résultat nous conforte dans le fait de ne pas retenir l'idée d'un système de contrôle « multi-références primaires », consistant à prendre comme références les microphones des télé-opérateurs pour les centres d'appels. Un tel système aurait de plus été très lourd et très coûteux à mettre en oeuvre en pratique dans la mesure où

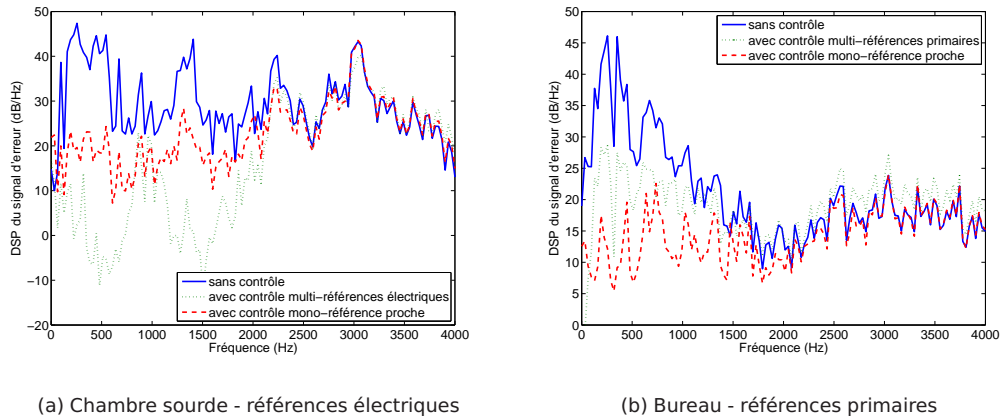


FIG. 3.17 : Contrôle de plusieurs sources parole - Comparaison entre un contrôle multi-références électriques/primaires et un contrôle mono-référence proche en chambre sourde (a) et dans le bureau (b) - Spectre du signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle multi-références électriques/primaires (· · ·) et avec contrôle mono-référence proche (- - -)

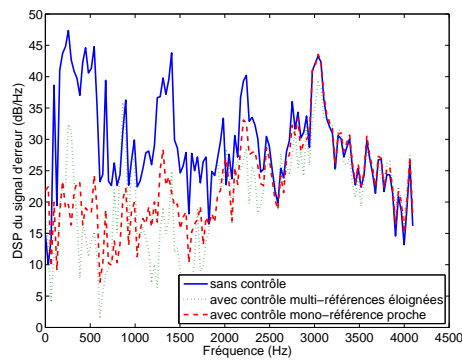
il aurait fallu récupérer un très grand nombre de signaux microphoniques (autant que d'opérateurs présents sur le plateau), ce qui aurait impliqué l'utilisation d'autant de câbles et la fabrication d'un contrôleur spécifique permettant le traitement d'un grand nombre de voies de référence.

3.5.4 Contrôle multi-références éloignées vs. mono-référence proche

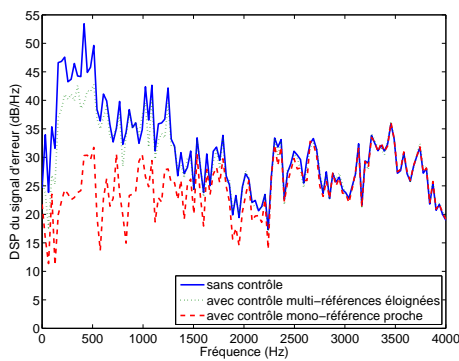
Pour terminer l'étude acoustique, nous avons cherché à comparer l'efficacité des deux configurations de contrôle finalement envisageables dans un centre d'appels : la configuration multi-références éloignées et la configuration mono-référence proche. Nous avons cette fois-ci pu utiliser les enregistrements réalisées dans le centre d'appels pour effectuer nos simulations. La figure 3.18 permet de comparer les résultats du contrôle de plusieurs sources de parole en configuration multi-références éloignées et mono-référence proche : (a) en chambre sourde (4 sources de parole, 4 microphones de référence éloignés), (b) dans le bureau (8 sources de parole, 8 microphones de référence éloignés) et (c) en centre d'appels (pendant une journée d'activité du plateau, 8 microphones de références éloignées). Rappelons que ces trois salles présentent des temps de réverbération différents (pas de réverbération pour la chambre sourde, $TR_{60} \simeq 1s$ pour le bureau et $TR_{60} \simeq 0,3s$ pour le centre d'appels).

On peut remarquer sur la figure 3.18 que :

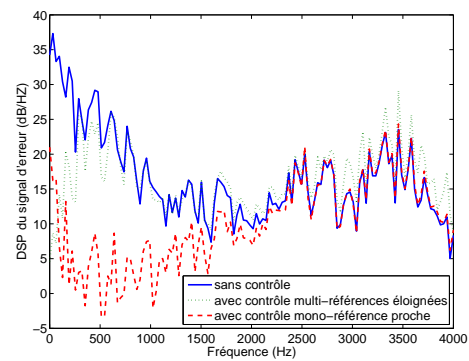
- le contrôle multi-références éloignées ne donne un résultat équivalent au contrôle mono-référence proche que dans la chambre sourde où le temps de réverbéra-



(a) Chambre sourde



(b) Bureau



(c) Centre d'appels

FIG. 3.18 : Contrôle de plusieurs sources de parole - Comparaison entre un contrôle multi-références éloignées et un contrôle mono-référence proche en chambre sourde (a), dans le bureau (b) et en centre d'appels (c) - Spectre du signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle multi-références éloignées (· · ·) et avec contrôle mono-référence proche (- - -)

tion est nul et où le nombre de microphones correspond exactement au nombre de sources (comme dans le cas du bruit blanc).

- Le contrôle mono-référence proche est nettement meilleur que le contrôle multi-références éloignées dans le bureau et en centre d'appels. Ce résultat montre bien que dans une salle non anéchoïque en présence d'un grand nombre de sources la cohérence multiple entre huit microphones de référence éloignées et le microphone d'erreur est bien inférieure à la cohérence simple entre un microphone de référence proche et le microphone d'erreur.
- En résumé, le contrôle mono-référence proche est très efficace dans les trois types de salle. Il fournit en particulier une atténuation de 5 à 20 dB entre 100 et 1500 Hz dans le centre d'appels, ce qui permet de réduire la partie la plus énergétique du bruit.

3.6 Conclusion

Les simulations de contrôle effectuées pour tester la faisabilité acoustique du contrôle par feedforward dans les centres d'appels nous ont permis de tirer les conclusions suivantes.

- La meilleure configuration du point de vue de la cohérence et de la causalité pour le contrôle de plusieurs sources de bruit est la configuration multi-références électriques, consistant à prendre comme signaux de référence les signaux électriques alimentant chaque source primaire. Cependant cette configuration n'est pas applicable aux centres d'appels puisque les sources de bruit sont principalement des personnes et non des machines ou des haut-parleurs. Nous avons donc envisagé d'utiliser des microphones de référence « primaires », dans l'idée d'utiliser les microphones des opérateurs eux-mêmes comme microphones de référence. Néanmoins, même si le fait d'être très proches des sources primaires permet d'assurer la causalité du contrôle comme avec les références électriques, nous avons obtenu dans cette configuration de moins bon résultats que dans la configuration mono-référence proche, en raison d'une mauvaise cohérence avec le signal d'erreur. Le contrôle est en effet très sensible à une mauvaise cohérence entre les signaux de référence et le signal d'erreur et la cohérence chute très vite avec la distance dans une salle présentant de la réverbération et un grand nombre de sources.
- Pour maintenir une configuration favorable du point de vue de la cohérence et de la causalité sans prendre de références électriques, nous avons alors pensé utiliser plusieurs microphones de référence placés à environ 70 cm autour du microphone d'erreur. Une telle configuration pouvait être mise en oeuvre d'un point de vue pratique en disposant des microphones sur le bureau et le fauteuil

des télé-opérateurs. Cependant, même avec huit microphones de référence, la cohérence n'était toujours pas assez bonne à cette distance pour que le contrôle fournisse une atténuation significative.

- Finalement c'est la configuration consistant à placer un seul microphone de référence proche du microphone d'erreur (à environ 3 cm) qui a donné les meilleurs résultats de contrôle, même dans des situations paraissant a priori non causales et pour un grand nombre de sources primaires. Ces bons résultats peuvent s'expliquer par la position du microphone d'erreur à l'intérieur de l'oreille de la tête artificielle, grâce au filtrage réalisé par la tête et par le canal auditif, mais également par la coloration induite par la salle qui rend les signaux plus prédictibles (a fortiori les signaux de parole).

En conclusion générale, la configuration mono-référence proche s'est avérée donner les meilleurs résultats pour le contrôle de plusieurs sources de parole en centre d'appels. Les simulations réalisées sur un système simplifié (avec une fonction de transfert secondaire unitaire) ont montré qu'il était possible d'atténuer le bruit des centres d'appels dans sa partie la plus énergétique, de 5 à 20 dB entre 100 et 1500 Hz. Nous avons donc choisi d'approfondir l'étude d'un casque feedforward mono-référence proche, en abordant notamment le problème technologique lié à la prise en compte d'une fonction de transfert secondaire réelle (combinant l'effet du contrôleur et du haut-parleur du casque). Cette étude technologique est exposée au chapitre 5.

NB : Les travaux présentés dans ce chapitre ont fait l'objet de présentations dans deux congrès (français [5] et international [4]).

Chapitre 4

Etude algorithmique

4.1	L'algorithme temporel NLMS	79
4.1.1	Evaluation des performances d'un algorithme adaptatif	79
4.1.2	Du LMS au NLMS	83
4.1.3	Performances du NLMS sur des signaux de centre d'appels	84
4.2	L'algorithme fréquentiel Fast LMS	90
4.2.1	Du LMS au block LMS	90
4.2.2	Du block LMS au Fast LMS	91
4.2.3	Normalisation fréquentielle du Fast LMS	92
4.2.4	Performances du Fast LMS sur des signaux de centre d'appels	94
4.3	L'algorithme fréquentiel GMDFα	98
4.3.1	Principe de l'annulation d'écho	98
4.3.2	Du MDF au GMDF α	100
4.3.3	Performances du GMDF α sur des signaux de centre d'appels	102
4.4	Conclusion	105

Ce chapitre présente les résultats d'une comparaison de plusieurs algorithmes de contrôle pour le traitement du bruit des centres d'appels téléphoniques. Nous avons vu au chapitre 1 que les facteurs limitant le contrôle par feedforward en centre d'appels d'un point de vue algorithmique étaient l'instationnarité et la largeur de bande du bruit, le bruit étant principalement composé de signaux de parole (les conversations des autres opérateurs).

Aussi, plutôt que de réaliser l'étude spécifique d'un algorithme dédié à un système de contrôle pour les centres d'appels, nous avons choisi de contribuer à la validation pratique de résultats théoriques en comparant les performances d'un algorithme temporel classique (le NLMS) à celles d'algorithmes fréquentiels (le Fast LMS et le GMDF α) pour le traitement de signaux instationnaires et large bande.

Ainsi, comme pour l'étude acoustique, nous considérerons tout au long de ce chapitre un système de contrôle idéal doté d'une fonction de transfert secondaire unitaire, l'impact d'une fonction de transfert réelle (incluant le haut-parleur secondaire et le contrôleur) étant étudié au chapitre 5.

L'étude des algorithmes fréquentiels s'est faite dans le cadre de l'ACI ABRUPT et plus particulièrement d'un partenariat avec le LTCI de l'ENST (cf. chapitre 1). Ce laboratoire, spécialisé dans le traitement de la parole, a notamment développé l'algorithme GMDF α dédié à l'annulation d'écho dans les téléphones portables ou les prothèses auditives. Il était d'autre part intéressant pour le LMA de progresser dans la connaissance des algorithmes fréquentiels peu utilisés dans les systèmes de contrôle actif classiques.

Notons que dans la suite de ce chapitre nous appelons « algorithme temporel », respectivement « algorithme fréquentiel », un algorithme qui calcule les coefficients du filtre adaptatif dans le domaine temporel, respectivement dans le domaine fréquentiel.

4.1 L'algorithme temporel NLMS (*Normalized Least Mean Square*)

Le principe et le schéma d'un système de contrôle actif par feedforward ont déjà été présentés à la section 3.1.1 du chapitre 3. Nous avons vu notamment que l'on ramenait le problème à la recherche d'un filtre de contrôle W qui permette de générer un anti-bruit y qui s'oppose au bruit primaire gênant d . Nous avons également vu que le calcul de ce filtre se faisait à l'aide d'un algorithme adaptatif, le plus souvent basé sur l'algorithme LMS (*Least Mean Square*). L'algorithme le plus souvent utilisé dans le domaine du contrôle actif est l'algorithme FXLMS (*Filtered-Reference Least Mean Square*). Le FXLMS est une version du LMS qui permet de tenir compte de la présence de la fonction de transfert secondaire, c'est à dire du système matériel utilisé pour réaliser le contrôle (cf. section 5.1.2 chapitre 4).

Comme nous l'avons signalé en introduction, le but de ce chapitre étant de faire une étude comparative générale d'algorithmes adaptatifs, nous avons choisi de considérer un système de contrôle simplifié doté d'une fonction de transfert secondaire unitaire (cf. figure 3.2). Notre étude se ramène donc à la comparaison des performances de deux algorithmes fréquentiels à celles de l'algorithme temporel LMS pour le contrôle du bruit des centre d'appels. Nous nous basons en particulier sur cet algorithme classique pour introduire les notions de critères de performances des algorithmes adaptatif à la section suivante.

4.1.1 Evaluation des performances d'un algorithme adaptatif

L'algorithme LMS appliqué au contrôle actif du bruit

Nous donnons à la figure 4.1 le schéma de l'algorithme LMS appliqué au contrôle actif du bruit dans le cas d'un système mono-voie et mono-référence. Le but de cet algorithme est de minimiser l'erreur au sens des moindres carrés et de façon adaptative. L'erreur s'écrit dans ce cas $e = d + y$ où d est le bruit primaire gênant et y est l'anti-bruit généré pour annuler le bruit primaire au niveau du capteur d'erreur¹.

Pour minimiser l'erreur, l'algorithme LMS doit mettre à jour en permanence les coefficients du filtre de contrôle W afin de tenir compte des éventuelles évolutions du transfert primaire F . Il est courant de rechercher le filtre de contrôle sous la forme d'un filtre FIR à N coefficients. L'algorithmes LMS, c'est à dire l'équation de mise

¹Rappelons que l'algorithme LMS est le plus souvent utilisé pour des applications d'estimation de fonctions de transfert. Dans ce cas, on cherche à minimiser $e = d - y$, d'où une différence de signe dans l'écriture de l'algorithme (équation 4.1).

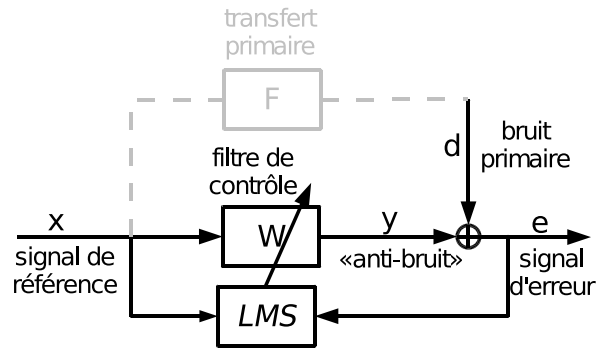


FIG. 4.1 : Schéma de l'algorithme LMS appliqué au contrôle actif du bruit

à jour des coefficients du filtre, s'exprime alors de la façon suivante (cf. annexe B) :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \beta \mathbf{x}(n)e(n) \quad (4.1)$$

où :

- $\mathbf{w}(n) = [w_0(n), \dots, w_{N-1}(n)]$ est le vecteur des N coefficients du filtre de contrôle à l'instant n ,
- $\mathbf{x}(n) = [x(n), \dots, x(n-N+1)]$ est le vecteur des N derniers échantillons du signal de référence à l'instant n ,
- $e(n)$ est le signal d'erreur à l'instant n ,
- β est le pas d'adaptation de l'algorithme.

On voit donc que l'algorithme dépend de deux paramètres que sont :

- β le pas d'adaptation
- et N la longueur du filtre de contrôle,

qui vont déterminer ses performances selon le type de signaux à traiter.

Lien entre les paramètres et les performances de l'algorithme LMS

On peut juger l'efficacité d'un algorithme adaptatif pour le contrôle actif du bruit selon plusieurs critères :

- sa convergence,
- son erreur résiduelle,
- son adaptativité,
- sa stabilité.

Notons que nous nous basons sur l'algorithme LMS pour montrer le lien entre les paramètres d'un algorithme adaptatif et ses performances.

Nous nous plaçons tout d'abord dans le cas où les signaux et le transfert primaires sont stationnaires. Dans ce cas, le but du contrôle est de minimiser l'erreur quadratique moyenne, c'est à dire la fonction coût $J = E [e^2(n)]$ (cf. annexe B). L'erreur quadratique moyenne minimale (J_{min} , qui n'est pas forcément nulle) est obtenue lorsque le filtre de contrôle W est égal au filtre optimal non contraint du problème W_{opt} . Pour minimiser l'erreur quadratique moyenne, l'algorithme adaptatif doit faire *converger* le filtre de contrôle vers le filtre optimal. L'erreur quadratique moyenne converge donc elle aussi vers sa valeur minimale. Cependant, du fait de l'adaptation constante des coefficients du filtre de contrôle, l'erreur quadratique moyenne obtenue après convergence (J_{∞}) n'est pas exactement égale à sa valeur minimale. En effet, les coefficients du filtre de contrôle obtenus après convergence oscillent autour de leur valeur optimale et il existe donc un *biais* d'erreur entre la valeur de l'erreur quadratique moyenne obtenue après convergence et sa valeur minimale (ce biais vaut $M = \frac{J_{\infty} - J_{min}}{J_{min}}$) [15, Chap.2].

Notons néanmoins que l'erreur résiduelle ne convergera pas vers sa valeur minimale s'il n'est pas possible d'atteindre le filtre optimal non contraint du système, ce qui est le cas pour un système de contrôle quand le filtre optimal contraint par la contrainte de causalité est différent du filtre optimal non contraint. Cette situation peut arriver si la fonction de transfert primaire est partiellement non causale, ce qui est le cas de certaines configurations montrées à la section 3.3.2 du chapitre 3 où le microphone de référence est mal placé par rapport à la source de bruit primaire et au microphone d'erreur.

Dans des conditions stationnaires, on pourra donc juger l'algorithme selon :

- le niveau de son erreur résiduelle, ou l'*atténuation* qu'il est capable de fournir, qui peut se calculer en comparant la valeur du signal d'erreur avant contrôle et sa valeur après convergence du contrôle (cf. équation 3.1 au chapitre 3) ;
- sa vitesse de convergence : le *temps de convergence* de l'algorithme peut être défini par le temps mis par l'erreur à diminuer d'un facteur e^2 ; on peut montrer que le temps de convergence est inférieur à $\frac{T_e}{\beta \lambda_{min}}$ (en secondes) où T_e est la période d'échantillonnage du signal et λ_{min} est la plus petite valeur propre de la matrice d'auto-corrélation du signal de référence R_{xx} (ce temps correspond à la convergence du mode le plus lent de l'algorithme) [23, Chap.2] ;
- son biais, qui pour l'algorithme LMS peut s'écrire $M = \frac{\beta}{2} N P_x$ [15, Chap.2].

Un autre critère crucial à respecter pour un algorithme adaptatif est sa *stabilité*. Si l'algorithme devient instable, il peut se mettre à *diverger* et le signal d'erreur est alors amplifié au lieu d'être réduit. Pour que l'algorithme LMS reste stable, son pas

d'adaptation doit vérifier [22, Chap.5] :

$$0 < \beta < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (4.2)$$

où λ_{max} est la plus grande valeur propre de la matrice d'auto-corrélation du signal de référence. Cette valeur étant difficile à calculer en pratique, il est d'usage de considérer que cette garantie de stabilité est obtenue avec [23, Chap.2] :

$$\beta = \frac{\mu}{NP_x}, \quad (4.3)$$

où

- μ est un *coefficient de convergence* à ajuster entre 0 et 2,
- N est la longueur du filtre de contrôle (FIR)
- et $P_x = E[x^2(n)]$ est la puissance moyenne du signal de référence (car $\lambda_{max} \leq NP_x$).

En pratique, le coefficient de convergence μ est souvent choisi initialement de façon empirique puis ajusté en ligne (c'est à dire pendant le fonctionnement du contrôle) : il est courant de regarder pour quel coefficient de convergence le système diverge puis de choisir cette valeur divisée par deux.

Quant au choix de la longueur du filtre de contrôle N , il peut se faire en observant la réponse impulsionnelle de la fonction de transfert primaire pour avoir une idée de sa « longueur ». Notons que plus le filtre est choisi long mieux il risque d'estimer la réponse primaire (en particulier dans les basses fréquences) mais comme nous l'avons vu plus haut, un filtre trop long peut entraîner un biais important.

Notons que si les résultats énoncés ci-dessus sont obtenus sous hypothèse de stationnarité, on montre que l'algorithme LMS est capable de s'adapter à des fluctuations des signaux ou du transfert primaires, sous réserve que ces fluctuations soient plus lentes que la vitesse de convergence de l'algorithme [15, Chap.2]. Cependant, on peut montrer que l'algorithme LMS est également capable de *poursuivre* des fluctuations plus rapides, notamment grâce à la normalisation de son pas d'adaptation (cf. section 4.1.2). On retrouve là un des principaux avantages de l'algorithme LMS : sa capacité à agir dans un environnement inconnu et à « traquer » la non-stationnarité du bruit.

Dans le cas de signaux instationnaires, on peut également évaluer la performance d'un algorithme adaptatif selon sa capacité de *poursuite* du signal, ce qui est plus difficile à évaluer que les critères de performances énumérés pour les signaux stationnaires. Notons que, dans tous les cas, le but est d'obtenir une convergence rapide et d'aboutir à une erreur résiduelle la plus faible possible et qui se maintienne à sa valeur minimale quelles que soient les variations des signaux.

Ainsi on peut voir que, les propriétés du signal de référence x étant connues, les performances d'un algorithme adaptatif dépendent essentiellement du pas d'adaptation β . Le choix de ce paramètre doit donc se faire avec une grande attention, en fonction de l'application et selon un compromis performance/stabilité. On pourra retenir que :

- un petit pas d'adaptation entraîne une convergence lente mais un biais et une erreur résiduelle plus faibles. Pour traiter des signaux stationnaires et obtenir la meilleure atténuation possible, il vaut donc mieux utiliser un petit pas d'adaptation.
- Un grand pas d'adaptation entraîne une convergence rapide mais un biais et une erreur résiduelle plus élevés. Pour traiter des signaux instationnaires pour lesquels la capacité de poursuite est cruciale, il vaut donc mieux utiliser un grand pas d'adaptation. Il faut néanmoins faire attention à une valeur trop grande qui peut entraîner la divergence de l'algorithme.

4.1.2 Du LMS au NLMS

Pour contrôler des signaux stationnaires ou quasi-stationnaires (à fluctuations lentes), nous venons de voir qu'il était possible d'optimiser les paramètres de l'algorithme LMS (coefficient de convergence et longueur du filtre de contrôle) afin d'obtenir le meilleur compromis convergence/atténuation.

En revanche, pour contrôler des signaux instationnaires (par exemple présentant des fluctuations importantes de niveau), l'ajustement des paramètres de l'algorithme LMS est plus délicat. En effet, si le pas d'adaptation est choisi constant suivant l'équation 4.3 et qu'il a été optimisé pour un certain niveau moyen de bruit, l'algorithme peut être moins performant lorsque ce niveau devient plus faible et, cas plus critique, devenir instable si le niveau devient trop élevé. Pour éviter ce problème il est astucieux d'utiliser une version normalisée de l'algorithme LMS, le *NLMS* (*Normalized Least Mean Square*), dans lequel le pas d'adaptation dépend du temps et plus particulièrement de la *puissance instantanée du signal de référence* :

$$\beta(n) = \frac{\mu}{N\hat{P}_x(n)}, \quad (4.4)$$

où $\hat{P}_x(n)$ est une estimation de la puissance du signal de référence à l'instant n .

Dans un système de contrôle temps-réel, l'estimation de cette puissance instantanée doit être effectuée à chaque échantillon. Une façon efficace de réaliser cette estimation est d'utiliser une formule d'*estimation par récurrence* (estimation IIR

d'ordre 1), qui s'écrit de la façon suivante [23, Chap.2] :

$$\hat{P}_x(n) = (1 - \gamma)\hat{P}_x(n-1) + \gamma x^2(n) + \epsilon, \quad (4.5)$$

où γ est un paramètre de lissage qu'il est utile d'interpréter en terme de largeur de fenêtre exponentielle équivalente :

$$\alpha \equiv \frac{1}{\gamma}. \quad (4.6)$$

Notons que l'avantage de cette estimation est qu'elle ne demande le stockage que d'une seule valeur $x(n)$. Remarquons également que l'ajout d'une petite valeur ϵ à l'estimation de $P_x(n)$ permet de ne pas obtenir un pas d'adaptation trop grand lorsque $\hat{P}_x(n)$ devient trop petit.

L'avantage du NLMS est d'améliorer la rapidité de convergence du LMS en maintenant une bonne erreur résiduelle indépendamment du signal de référence. Pour optimiser les performances de cette version normalisée, il convient donc d'ajuster la largeur de fenêtre α en plus du coefficient de convergence μ et de la longueur du filtre de contrôle N .

On peut noter rapidement que plus la largeur de fenêtre α est petite, plus l'estimation de la puissance est fine et permet de suivre les variations brusques du signal de référence. Cependant si l'estimation est trop fine, l'algorithme peut devenir instable car le pas d'adaptation change trop rapidement. A contrario, une fenêtre large peut être bien adaptée à un signal présentant des variations de niveau de grande amplitude mais plus lentes.

4.1.3 Performances du NLMS sur des signaux de centre d'appels

Comme nous l'avons vu précédemment, la particularité du bruit des centres d'appels est d'être fortement instationnaire et large bande. Même si nous avons vu au chapitre 3 que l'algorithme LMS fonctionnait sans normalisation sur ce type de bruit, il nous a paru pertinent de chercher à évaluer l'influence de la normalisation et plus généralement de chaque paramètre de l'algorithme NLMS sur ses performances.

Nous présentons dans les paragraphes suivants des résultats de contrôle simulé avec l'algorithme NLMS sur des signaux enregistrés sur le plateau d'appels de France Télécom St Mauront (cf. section 3.2.3 chapitre 3). Les simulations ont été effectuées sous Matlab sur des séquences de 10 secondes à la fréquence d'échantillonnage de l'enregistrement (32768 Hz).

Les résultats sont présentés en trois paragraphes montrant l'influence séparée :

- du coefficient de convergence μ ,
- de longueur du filtre de contrôle N
- et de la largeur de fenêtre de normalisation α

sur les performances du contrôle par NLMS.

Les performances de convergence, d'atténuation et de poursuite peuvent être observées sur le signal temporel correspondant au niveau de pression du signal d'erreur (sans et avec contrôle) moyenné toutes les 30 ms. Nous avons dans certaines figures tracé également la densité spectrale de puissance (DSP) du signal d'erreur sans et avec contrôle afin d'avoir une idée plus précise de l'atténuation fréquentielle fournie par le contrôle. Notons qu'il est délicat de définir une DSP pour des signaux instationnaires mais nous avons choisi ici d'en tracer une moyenne à partir de la fonction `pwelch` de Matlab appliquée sur la dernière seconde des signaux (avec des FFT de largeur 125 ms).

Influence du coefficient de convergence

La figure 4.2 montre l'influence du coefficient de convergence sur les performances du contrôle d'un bruit de centre d'appels, en temporel (a) et en fréquentiel (b). On a cherché ici à simuler un contrôle mono-référence proche, entre un microphone de minimisation (oreille de la tête artificielle) et le microphone de référence le plus proche (placé à environ 3 cm de l'oreille).

L'algorithme est utilisé sans normalisation temporelle du pas d'adaptation (cf. équation 4.3). La longueur du filtre de contrôle N est ici fixée à 1024 coefficients, ce qui représente une distance de propagation acoustique directe de plus de 10 m à 32768 Hz. La justification d'une telle longueur est donnée au paragraphe suivant.

On peut observer sur la figure 4.2 que la valeur du coefficient de convergence a une influence à la fois sur la vitesse de convergence (ce que l'on peut voir dès le début de la séquence) et sur l'atténuation fournie par le contrôle. Les résultats sont meilleurs pour la plus grande valeur de μ (0,5) qui permet en particulier d'atténuer le bruit sur une bande de fréquences plus large (jusqu'à 2000 Hz).

Influence de la longueur du filtre de contrôle

La figure 4.3 montre l'influence de la longueur du filtre de contrôle (FIR de N coefficients) sur les performances du contrôle d'un bruit de centre d'appels, en temporel (a) et en fréquentiel (b). Le contrôle est simulé comme au paragraphe précédent, avec un coefficient de convergence $\mu = 0,1$ et sans normalisation temporelle. On a testé ici deux valeurs de N : 128 et 1024 coefficients, qui correspondent à des distances de propagation acoustique directe de 1,3 et 10 m à 32768 Hz.

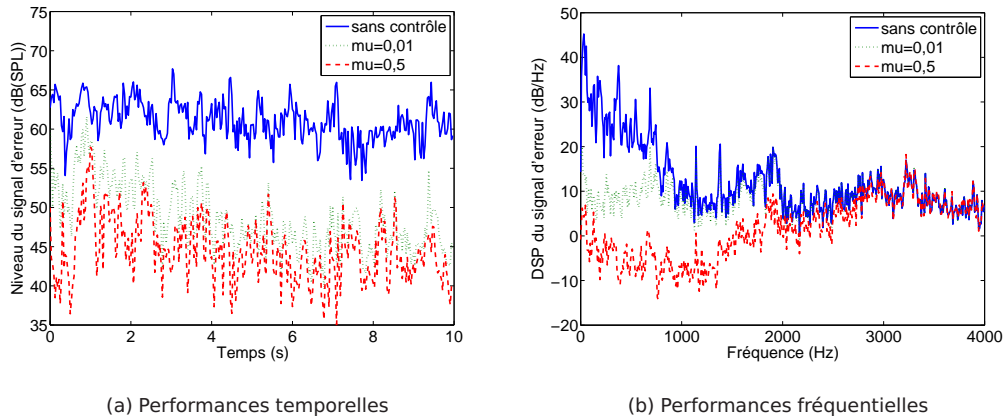


FIG. 4.2 : Influence du coefficient de convergence du LMS sur le contrôle d'un bruit de centre d'appels : observation des performances en temporel (a) et en fréquentiel (b) - Signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle pour $\mu = 0,01$ (\cdots) et avec contrôle pour $\mu = 0,5$ ($---$)

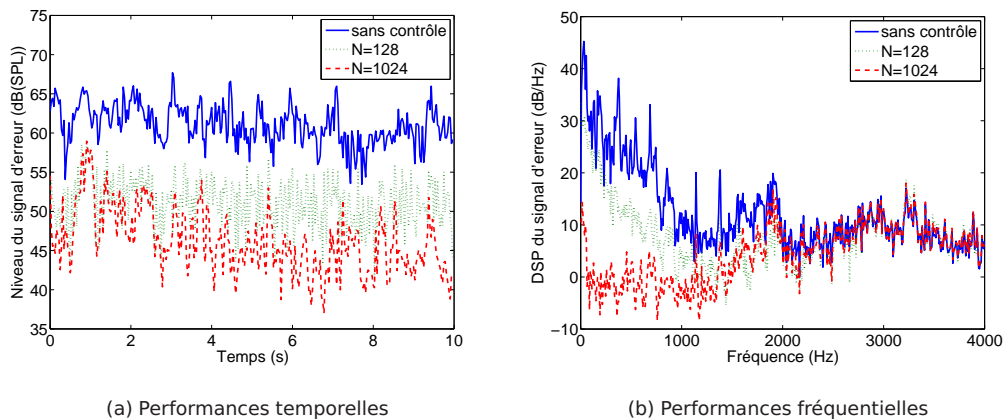


FIG. 4.3 : Influence de la longueur du filtre du LMS sur le contrôle d'un bruit de centre d'appels : observation des performances en temporel (a) et en fréquentiel (b) - Signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle pour $N = 128$ (\cdots) et avec contrôle pour $N = 1024$ ($---$)

On voit sur la figure 4.3 que la longueur du filtre de contrôle ne semble pas influencer de façon significative la convergence ou la poursuite de l'algorithme. En revanche, on observe qu'un filtre de contrôle long entraîne une meilleure atténuation notamment dans les basses fréquences (ce qui correspond au fait qu'on estime une réponse impulsionnelle primaire plus longue). Notons que même si une longueur de filtre de 1024 coefficients paraît très grande par rapport à la distance de 3 cm entre le microphone de référence et le microphone d'erreur, on voit qu'il est important d'estimer la réponse primaire sur une longueur suffisante pour tenir compte de la réverbération de la salle (cf. section 3.3.1 chapitre 3).

Influence de la largeur de fenêtre pour la normalisation temporelle

La figure 4.4(a) montre l'influence de la normalisation du LMS sur les performances du contrôle d'un bruit de centre d'appels. Notons que nous avons choisi de ne montrer ici que le résultat du contrôle en temporel, puisque nous verrons qu'il fournit la même atténuation, notamment fréquentielle, que le LMS soit normalisé ou non. Le contrôle est simulé comme au paragraphe précédent, avec un coefficient de convergence $\mu = 0,1$ et un filtre de contrôle de 1024 coefficients. On peut voir les performances du LMS non normalisé et normalisé pour $\alpha = 10$ ms. Notons que cette valeur a été choisie pour correspondre à la *longueur caractéristique* de la parole, c'est à dire la longueur moyenne sur laquelle un signal de parole peut être considéré comme stationnaire [11, Chap.XX].

On constate sur la figure 4.4(a) que les performances du NLMS sont identiques à celles du LMS. Des simulations effectuées pour d'autres valeurs de α (non montrées ici) aboutissent au même résultat (sauf pour des valeurs inférieures à 1 ms pour lesquelles l'algorithme diverge). On peut noter que cette séquence de bruit présente un niveau sonore relativement constant, sans changement brusque de niveau, qui correspond à une sorte de « brouhaha ».

On peut voir sur la figure 4.4(b) les résultats de la même simulation de contrôle réalisée pour une séquence présentant un changement brusque de niveau vers la 2^{ème} seconde (bruit de claquement de porte).

On constate sur cette figure que lors d'une variation brusque de niveau, l'algorithme LMS non normalisé diverge. La normalisation semble donc avoir un effet sur la stabilité du contrôle.

Afin de mieux analyser l'influence de largeur de fenêtre de normalisation sur les performances du NLMS, nous avons également réalisé des simulations de contrôle sur un signal de parole isolé, sans le bruit de fond du centre d'appels. La figure 4.4(c) montre l'influence de la valeur de α sur le contrôle d'un signal de parole enregistré en chambre sourde. Ce signal correspond aux 10 premières secondes de la séquence enregistrée par un des locuteurs dont nous nous sommes servi pour notre expérience en chambre sourde (cf. section 3.2 chapitre 3). On peut distinguer sur la figure deux phrases et le début d'une troisième intercalées de phases de silence.

On a simulé ici un contrôle idéal comme si le microphone de référence captait le signal primaire 3 cm avant le microphone d'erreur dans des conditions de champ libre (ce qui correspond à un contrôle mono-référence proche comme pour les signaux de centres d'appels). Les signaux sont toujours traités à 32768 Hz et les paramètres du LMS sont $\mu = 0,1$ et $N = 128$ coefficients (cette valeur, correspondant à une durée

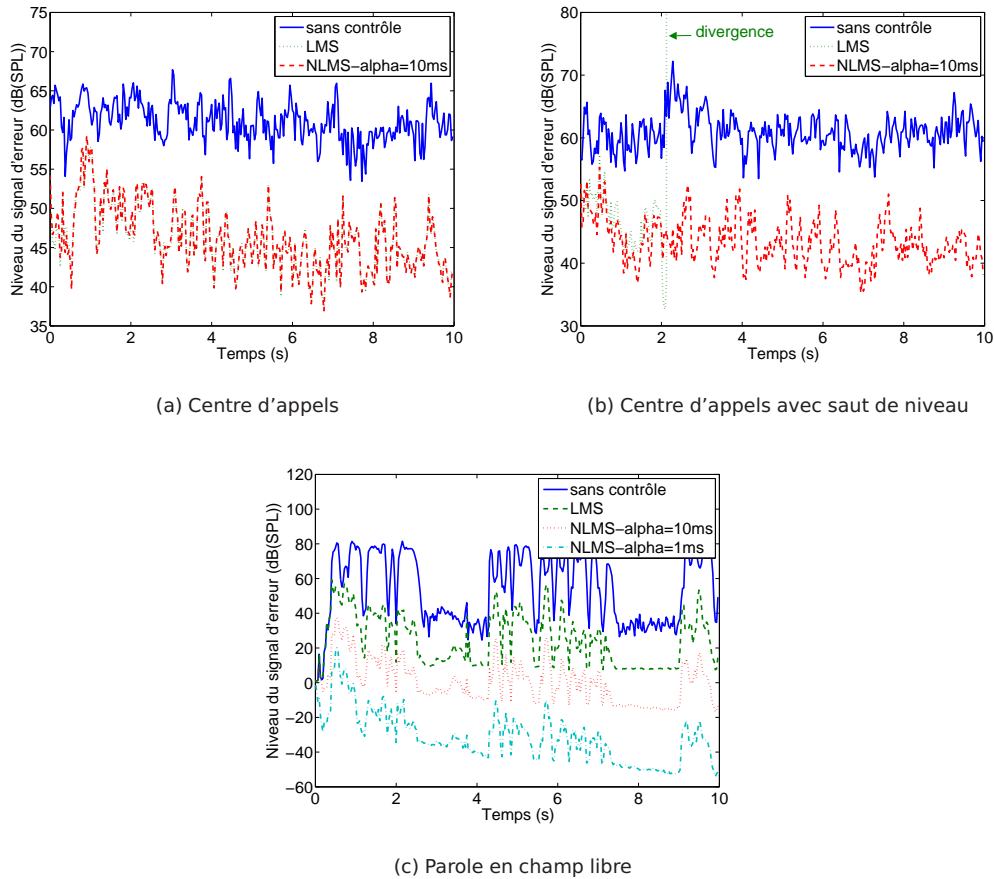


FIG. 4.4 : Influence de la normalisation du pas d'adaptation du LMS sur le contrôle d'un signal instationnaire : bruit de centre d'appels (a), bruit de centre d'appels avec changement brusque de niveau (b) et signal de parole en champ libre (c) - Signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle sans normalisation (LMS) (· · ·), avec contrôle normalisé (NLMS) pour $\alpha = 10ms$ (- - -) et avec contrôle normalisé (NLMS) pour $\alpha = 1ms$ (- · -)

d'environ 4 ms à 32768 Hz, permet d'estimer largement la réponse impulsionnelle primaire qui est un retard pur d'environ 0,1 ms). On montre ici les résultats du NLMS pour des valeurs de α égales à 1 ms et 10 ms.

On constate sur la figure 4.4(c) que dans ce cas de signal très instationnaire la convergence et l'atténuation du contrôle sont meilleures pour une largeur de fenêtre de 1 ms. On peut constater en outre que l'algorithme doit re-converger à chaque saut brusque de niveau (par exemple au début de chaque phrase, après une phase de silence). A cette occasion, si la largeur α est trop grande (supérieure à 100 ms), l'algorithme diverge. De même, si α est trop petite (inférieure à 1 ms), le pas d'adaptation change trop souvent et l'algorithme est instable.

En conclusion sur ces trois signaux, on peut dire que la normalisation de l'algorithme LMS est très importante pour la stabilité du contrôle de signaux instationnaires, surtout lorsque l'on ne connaît pas par avance l'évolution du bruit. Même si le bruit des centres d'appels peut souvent être assimilé à un « brouhaha » et de ce fait présenter des fluctuations de niveau relativement faibles, il arrive qu'un bruit ponctuel (comme un claquement de porte ou un éclat de voix) provoque une augmentation brusque de niveau et déstabilise le contrôle si l'algorithme n'est pas normalisé.

Notons que le LMS peut également avoir beaucoup de déficiences de stabilité et de performances dans le cas de sons présentant un rapport signal sur bruit variable. Un article portant sur un casque fermé feedforward proche [13] montre l'intérêt d'utiliser un algorithme présentant un coefficient de *leakage* en plus d'un pas d'adaptation normalisé. Le coefficient de leakage permet de prévenir la divergence quand le rapport signal sur bruit varie de façon trop importante et le pas d'adaptation normalisé prévient la divergence quand le signal est trop instationnaire. Notons de plus que les améliorations apportées par cet algorithme appelé « leaky-NLMS » sont vérifiées dans le cas de la prise en compte d'une fonction de transfert secondaire non unitaire [35].

4.2 L'algorithme fréquentiel Fast LMS (*Fast Least Mean Square*)

Le LMS, ou sa version normalisée le NLMS, sont des algorithmes adaptatifs *temporels* pour lesquels la mise à jour des coefficients du filtre s'effectue dans le domaine temporel. Afin d'optimiser les performances de convergence de ces algorithmes et d'en diminuer le coût de calcul, il est possible de réaliser cette mise à jour dans le domaine fréquentiel. On parle alors d'algorithmes adaptatifs *fréquentiels*.

Comme nous l'avons vu à la section 4.1, les capacités de convergence de l'algorithme sont très importantes pour le contrôle de signaux instationnaires comme le bruit des centres d'appels. Il nous a donc semblé intéressant de tester les performances d'algorithmes fréquentiels sur ces signaux. Dans un premier temps nous exposons les résultats obtenus avec le Fast LMS, version efficace du block LMS fréquentiel, en insistant sur le biais introduit par la normalisation fréquentielle de l'algorithme. Dans un second temps nous donnons quelques pistes de réflexion sur le GMDF α , version dérivée du Fast LMS et qui est bien adaptée aux signaux de parole et aux filtres longs.

4.2.1 Du LMS au block LMS

Le block LMS est une version dérivée de l'algorithme LMS qui consiste à réaliser la mise à jour du filtre adaptatif tous les blocs de L échantillons au lieu de la réaliser à chaque échantillon. L'algorithme block LMS, c'est à dire l'équation de mise à jour des coefficients du filtre s'écrit alors :

$$\mathbf{w}(n+L) = \mathbf{w}(n) - \frac{\beta}{L} \sum_{l=n}^{n+L-1} \mathbf{x}(l)e(l) \quad (4.7)$$

(cf. équation 4.1 pour l'explication de chaque terme).

La quantité utilisée pour mettre à jour les coefficients du filtre peut être vue comme une estimée de la fonction d'inter-corrélation entre le signal de référence et le signal d'erreur :

$$\hat{R}_{xe}(i) = \frac{1}{L} \sum_{l=n}^{n+L-1} x(l-i)e(l) \quad (4.8)$$

pour $i = 0$ à $N - 1$ avec N la longueur du filtre. Notons que pour un block LMS optimal du point de vue du coût de calcul, la longueur du bloc doit être prise comme la longueur du filtre adaptatif ($L = N$) [22, Chap.7].

Le block LMS peut parfois conduire à une erreur résiduelle plus faible que le LMS car il utilise une meilleure estimation du gradient (quantité utilisée pour mettre à jour les coefficients du filtre). Cette estimation est en effet une « vraie moyenne » réalisée

tous les L échantillons, alors que le LMS estime le gradient de façon récurrente à chaque échantillon (cf. annexe B).

Le block LMS possède les mêmes capacités de convergence que le LMS sous réserve que le filtre ne converge pas trop rapidement en comparaison à la longueur du bloc.

4.2.2 Du block LMS au Fast LMS

Comme pour l'algorithme LMS, la mise à jour des coefficients dans le block LMS nécessite le calcul d'un produit de convolution temporelle, ce qui est relativement coûteux (N^2 multiplications pour un bloc de N échantillons). Le block LMS peut être rendu moins coûteux si cette convolution est réalisée dans le domaine fréquentiel, par transformée de Fourier discrète (TFD) : on a alors affaire à un *block LMS fréquentiel*. Dans le cas où la TFD est calculée par FFT (*Fast Fourier Transform*), qui présente l'avantage de la rapidité de calcul ($N \log_2(N)$ multiplications pour une FFT de longueur N), l'algorithme est appelé *Fast LMS*. Le passage dans le domaine fréquentiel peut également s'effectuer avec d'autres types de transformée, comme la Transformée de Hartley Discrète (THD) qui est utilisée dans l'algorithme GMDF α (cf. section 4.3).

Le Fast LMS a été introduit par Ferrarra en 1980 : on en trouvera une description complète dans [22, Chap.7]. La particularité du Fast LMS est d'utiliser la méthode *overlap-save* pour estimer sans biais l'inter-corrélation entre le signal de référence et le signal d'erreur (pour éviter les problèmes de corrélation circulaire). Cette méthode implique de réaliser des FFT sur des blocs de signaux de longueur $2N$ et ne n'utiliser que la partie causale de la fonction d'inter-corrélation pour la mise à jour des coefficients. Cette dernière opération consiste à ne garder que les N derniers points de son IFFT (FFT inverse) de avant de reprendre sa FFT sur $2N$ points.

L'algorithme Fast LMS, c'est à dire l'équation de mise à jour des coefficients du filtre adaptatif dans le domaine fréquentiel s'écrit ainsi :

$$W_{m+1}(k) = W_m(k) - \beta \{X_m^*(k)E_m(k)\}_+, \quad (4.9)$$

où

- $W_m(k)$ est le coefficient du filtre à la fréquence k et à la $m^{\text{ième}}$ itération,
- $X_m(k)$ est la FFT du $m^{\text{ième}}$ segment de longueur $2N$ de $x(n)$,
- $E_m(k)$ est la FFT du $m^{\text{ième}}$ segment de longueur N de $e(n)$ paddé avec N zéros,
- $.^*$ est l'opération complexe conjuguée,
- $\{\cdot\}_+$ est l'opération qui consiste à ne garder que la partie causale de l'intercorrélation

- et β est le pas d'adaptation de l'algorithme.

Le signal de sortie du filtre (c'est à dire l'*anti-bruit* pour le système que nous étudions, cf. figure 4.1) est également obtenu suivant la méthode overlap-save, toujours pour éviter les problèmes de corrélation circulaire. Il est en effet d'abord calculé dans le domaine fréquentiel (sur des blocs de $2N$ échantillons) :

$$Y_m(k) = W_m(k)X_m(k), \quad (4.10)$$

puis obtenu dans le domaine temporel (par blocs de N échantillons) en ne gardant que les N derniers points de son IFFT.

4.2.3 Normalisation fréquentielle du Fast LMS

Avec un pas d'adaptation β constant (dans l'équation 4.9), le Fast LMS est strictement identique au block LMS. Il possède en particulier les mêmes propriétés de convergence mais présente l'avantage d'un coût de calcul beaucoup plus faible, surtout pour des filtres longs. Le Fast LMS réclame $10N \log_2(2N)$ opérations tous les N échantillons contre N^2 pour le block LMS [15, Chap.2] (le coût de calcul est presque divisé par 10 pour un filtre de 1024 coefficients).

Un autre intérêt du Fast LMS par rapport au block LMS est d'autoriser la normalisation du pas d'adaptation en fonction de la fréquence. Cette normalisation fréquentielle présente l'intérêt de fournir un pas d'adaptation propre à chaque coefficient du filtre. Elle permet ainsi d'obtenir une meilleure convergence de l'algorithme dans le cas de signaux large bande (tous les modes de l'algorithme peuvent converger à la même vitesse, cf. section 3.1.3 chapitre 3).

Pour normaliser le pas d'adaptation, il est intéressant de prendre :

$$\beta(k) = \frac{\mu}{\hat{S}_{xx,m}(k)}, \quad (4.11)$$

où

- μ est un coefficient de convergence (entre 0 et 2)
- et $\hat{S}_{xx,m}(k)$ est l'estimée de la densité spectrale de puissance du $m^{\text{ième}}$ bloc du signal de référence.

De la même façon que pour la normalisation du pas d'adaptation de l'algorithme LMS (cf. équation 4.5), il est intéressant d'utiliser une formule d'estimation par récurrence pour le calcul $\hat{S}_{xx,m}(k)$ [15, Chap.2] :

$$\hat{S}_{xx,m}(k) = (1 - \gamma)\hat{S}_{xx,m-1}(k) + \gamma|X(k)|^2 + \epsilon, \quad (4.12)$$

où γ est un facteur d'oubli à choisir entre 0 et 1.

Cette normalisation fréquentielle du pas d'adaptation implique donc une normalisation dans le domaine temporel (par bloc). Dans le cas de signaux stationnaires il est intéressant de choisir un facteur d'oubli γ plutôt faible. Dans le cas de signaux instationnaires, il est recommandé d'utiliser un facteur d'oubli égal au coefficient de convergence μ [16].

Notons néanmoins que cette normalisation peut avoir des effets néfastes en contrôle actif, notamment lorsque le filtre optimal contraint est très différent du filtre optimal non contraint (par exemple en prédiction linéaire ou si le filtre de contrôle non contraint a une partie non causale non négligeable). Dans ce cas, le Fast LMS converge vers une solution biaisée [16] (cf. section 4.2.4).

FXLMS fréquentiel

A cause de l'utilisation de la méthode overlap-save pour la reconstruction du signal de sortie (cf. équation 4.10), un délai de la longueur d'un bloc de N échantillons est introduit dans le processus de filtrage. En conséquence, le Fast LMS est un algorithme non causal qui ne peut donc pas être utilisé tel quel pour des applications de contrôle actif temps-réel, a fortiori si les signaux traités sont large bande et si la fonction de transfert secondaire introduit un délai supplémentaire.

Afin de rendre cet algorithme causal, le filtre adaptatif doit être mis en oeuvre dans le domaine temporel de manière à ce que le processus de filtrage se réalise à chaque échantillon comme dans l'algorithme LMS.

On se retrouve ainsi avec deux opérations à effectuer en parallèle : d'un côté l'adaptation du filtre dans le domaine fréquentiel (tous les N échantillons) et de l'autre le filtrage du signal de référence dans le domaine temporel (par convolution à chaque échantillon avec les coefficients du filtre mis à jour tous les blocs). On parle dans ce cas de *FXLMS fréquentiel* et l'algorithme s'écrit [15, Chap.3] :

$$w_i(m+1) = w_i(m) - \beta \text{IFFT} \{R_m^*(k)E_m(k)\}_+, \quad (4.13)$$

où $w_i(m)$ est le i ème coefficient du filtre au m ème bloc et $R_m^*(k)$ est la FFT du signal de référence filtré par la fonction de transfert secondaire (cf. section 5.1.2 chapitre 5). Notons que cet algorithme peut également converger vers une solution biaisée si le pas d'adaptation est normalisé en fonction de la fréquence (par l'estimée de la densité spectrale de puissance du signal de référence filtré) [16].

Remarquons que pour les simulations de contrôle montrées dans la suite de ce chapitre nous n'avons pas utilisé le FXLMS fréquentiel mais le Fast LMS puisque,

d'une part, nous avons réalisé des simulations hors temps-réel et que, d'autre part, nous considérons toujours une fonction de transfert secondaire unitaire.

4.2.4 Performances du Fast LMS sur des signaux de centre d'appels

Biais du Fast LMS normalisé

Afin de prendre la mesure du problème soulevé dans [16] sur le biais introduit par la normalisation du Fast LMS pour l'estimation de filtres non causaux, nous avons tout d'abord cherché à reproduire les résultats avancés dans cet article. Ce problème nous semblait en effet crucial à vérifier dans le cadre de notre application de contrôle en centre d'appels à cause des risques de non-causalité du filtre optimal non contraint.

Pour cela nous avons utilisé le même signal test que dans l'article (un bruit blanc gaussien filtré passe-bas) et les mêmes problèmes d'estimation : un problème de modélisation causale où le filtre adaptatif doit estimer un retard pur d'un échantillon, puis un cas de prédiction où le filtre adaptatif doit estimer une avance pure d'un échantillon.

La figure 4.5 montre les résultats obtenus pour la simulation de ces deux problèmes ((a) modélisation et (b) prédiction) avec le Fast LMS et avec le Fast LMS normalisé.

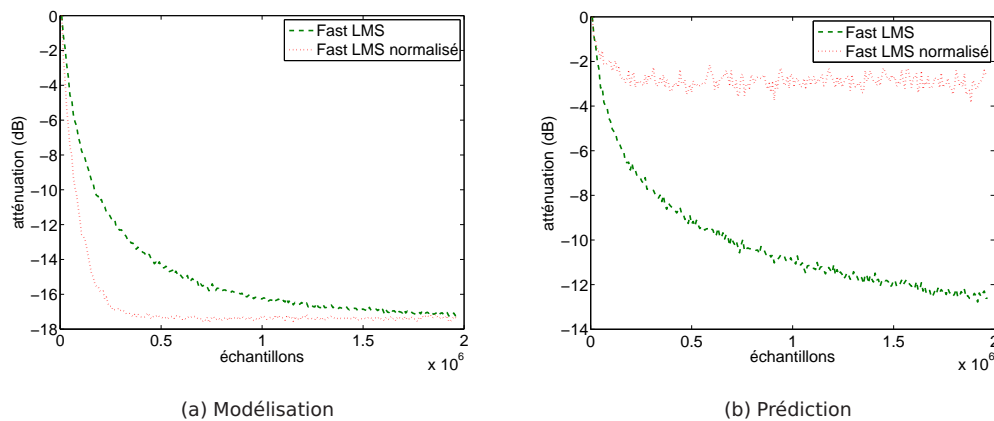


FIG. 4.5 : Simulation du Fast LMS (- - -) et du Fast LMS normalisé (· · ·) pour un problème de modélisation causale (a) et de prédiction (b)

On voit sur la figure 4.5(a) que le Fast LMS normalisé converge vers la solution optimale pour le problème de modélisation, avec une vitesse de convergence plus grande que le Fast LMS non normalisé. On peut constater en revanche sur la

figure 4.5(b) que le Fast LMS normalisé conduit à une solution biaisée dans le problème de prédiction, en fournissant une erreur résiduelle bien plus grande que le Fast LMS non normalisé. Notons par ailleurs que le Fast LMS non normalisé donne dans ce cas des résultats strictement identiques au LMS temporel, en ayant pris soin de prendre le même pas d'adaptation pour les deux algorithmes, à savoir $\beta = \frac{\mu}{NP_x}$ (cf. équation 4.3).

Test du Fast LMS sur un signal de parole en champ libre

Afin de vérifier le biais du Fast LMS normalisé sur un cas moins académique, nous avons simulé un problème de modélisation et de prédiction pour un signal de parole enregistré en chambre sourde (cf. section 4.1.3). Pour se rapprocher de notre application, le problème de modélisation correspond au contrôle d'une source de parole en champ libre pour une fonction de transfert de primaire causale (retard pur de 3 échantillons correspondant à une distance d'environ 3 cm entre le microphone de référence et le microphone d'erreur à 32768 Hz) et le problème de prédiction correspond au même contrôle pour une fonction de transfert primaire non causale (avance pure de 3 échantillons du signal de référence par rapport au signal d'erreur).

La figure 4.6 montre les résultats obtenus pour la simulation de ces deux problèmes (modélisation (a) et prédiction (b)) avec trois algorithmes : le LMS (avec $\mu = 0,1$), le LMS normalisé (NLMS, avec $\mu = 1$ et $\alpha = 2$ ms) et le Fast LMS normalisé (avec $\mu = \gamma = 0,1$). Ces paramètres ont été choisis pour offrir les meilleures performances de chaque algorithme sur les signaux traités. Pour les trois algorithmes, le filtre adaptatif a été cherché avec une longueur $N = 128$ coefficients, à une fréquence d'échantillonnage de 32768 Hz.

On peut voir sur la figure 4.6(a) que dans le cas de la modélisation c'est l'algorithme NLMS qui donne les meilleurs résultats d'atténuation. On constate, comme à la section 4.1.3, que la normalisation temporelle du LMS permet d'améliorer ses performances de manière significative, d'autant plus qu'elle permet d'utiliser un coefficient de convergence plus élevé ($\mu = 1$, pour lequel le LMS non normalisé diverge). Le Fast LMS normalisé donne également de très bons résultats mais avec un retard de convergence par rapport au NLMS dans le début du signal (qui correspond à la première phrase du locuteur).

Notons que les performances de convergence et de poursuite des algorithmes par blocs sur des signaux instationnaires peuvent être médiocres si la taille du bloc (donc du filtre adaptatif) est trop grande par rapport à l'instationnarité du signal. Les coefficients du filtre ne sont en effet pas assez souvent mis à jour [40].

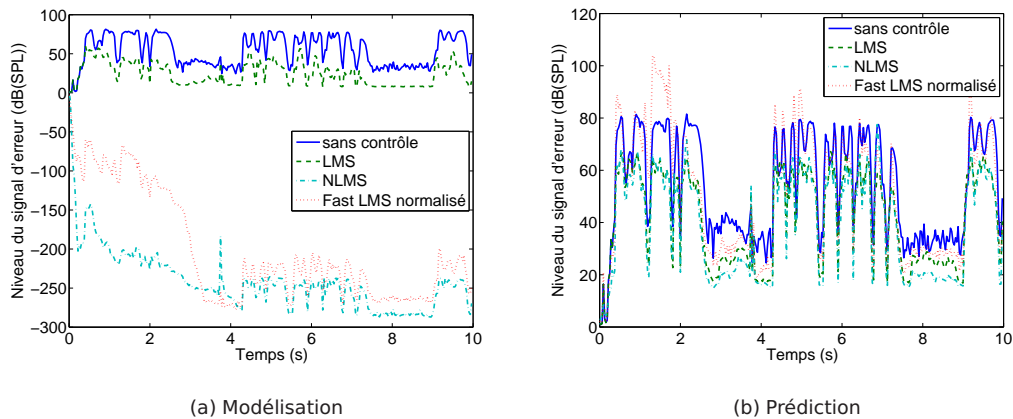


FIG. 4.6 : Simulation de plusieurs algorithmes pour le contrôle d'un signal de parole en champ libre dans le cas d'une fonction de transfert primaire causale (modélisation) (a) et non causale (prédiction) (b) - Signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle par LMS (- - -), avec contrôle par NLMS (- · -) et avec contrôle par Fast LMS normalisé (· · ·)

On peut voir sur la figure 4.6(b) que dans le cas de la prédiction l'algorithme NLMS donne toujours les meilleurs résultats d'atténuation, ces résultats étant à peu près comparables à ceux du LMS non normalisé. Même si ces résultats sont bien inférieurs à ceux obtenus dans le cas de la modélisation, on peut tout de même remarquer que le LMS permet de contrôler la parole même dans le cas d'une fonction de transfert primaire entièrement non causale et ce parce que le signal de parole est en partie prédictible (cf. section 1.4.1 chapitre 1). On constate en revanche que le Fast LMS normalisé ne fonctionne pas du tout, ce qui confirme le biais de cet algorithme dans un problème de prédiction, même pour des signaux de parole.

Notons que dans cet exemple, le Fast LMS non normalisé ne donne pas les mêmes résultats que le LMS pour le même coefficient de convergence ($\mu = 1$). Pour que le Fast LMS non normalisé ne diverge pas, il faut utiliser un petit coefficient de convergence ($\mu = 0,01$) qui conduit à une atténuation quasi-nulle.

Test du Fast LMS sur un bruit de centre d'appels

Afin de conclure sur l'utilisation du Fast LMS pour le contrôle du bruit en centre d'appels, nous avons réalisé des simulations de contrôle mono-référence proche sur des signaux enregistrés sur le plateau de France Télécom St Mauront, avec l'algorithme LMS puis avec l'algorithme Fast LMS normalisé. Notons que dans ce cas de figure, comme nous l'avons vu au chapitre 3, la fonction de transfert primaire est complexe et en partie non-causale, d'où un problème de biais éventuel du Fast LMS normalisé.

La figure 4.7 montre le résultats des simulations de contrôle pour une séquence présentant un bruit de claquement porte à la 2^{ème} seconde (comme sur la figure 4.4(b)). Nous avons résolument choisi cette séquence pour observer le comportement du Fast LMS face à un changement brusque de niveau. Pour les trois algorithmes, nous avons utilisé un coefficient de convergence $\mu = 0,1$ et un filtre de contrôle de longueur $N = 1024$ coefficients (toujours à une fréquence d'échantillonnage de 32768 Hz). Nous avons choisi une fenêtre de largeur $\alpha = 10$ ms pour la normalisation du LMS et un facteur d'oubli $\gamma = 0,1$ pour la normalisation du Fast LMS. Ces paramètres ont été choisis pour offrir les meilleures performances des algorithmes sur ce signal.

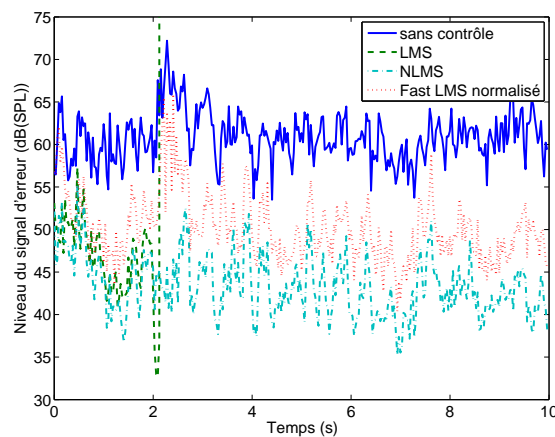


FIG. 4.7 : Simulation de plusieurs algorithmes pour le contrôle mono-référence proche d'un bruit de centre d'appels - Signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle par LMS (- - -), avec contrôle par NLMS (- · -) et avec contrôle par Fast LMS normalisé (· · ·)

On peut voir sur la figure 4.7 que c'est à nouveau le NLMS qui réalise la meilleure performance d'atténuation et de poursuite du signal. En effet, comme nous l'avons vu à la section 4.1.3, la normalisation temporelle est très importante pour la stabilité du LMS, notamment lors de changement brusque de niveau. On constate en outre que ce changement de niveau n'entraîne pas la divergence du Fast LMS normalisé mais qu'il l'oblige néanmoins à re-converger (ce qui n'est pas le cas du NLMS). De plus, le Fast LMS ne parvient pas à fournir la même atténuation que le NLMS. Notons que le Fast LMS non normalisé donne à nouveau des résultats inférieurs à ceux du LMS dans ce cas de figure.

En conclusion, nous venons de mettre en évidence que l'algorithme Fast LMS n'était pas a priori bien adapté au contrôle du bruit dans les centres d'appels, même s'il présente l'avantage d'être moins coûteux en calcul que l'algorithme LMS. En

effet, afin d'améliorer ses propriétés de convergence sur des signaux large bande, il est recommandé de normaliser son pas d'adaptation en fonction de la fréquence. Cependant cette normalisation conduit à une solution biaisée dans le cas où le filtre optimal contraint et très différent du filtre optimal non contraint. Ce problème, introduit sur un cas académique, a été vérifié dans le cas de notre application au contrôle du bruit des centres d'appels où les performances du NLMS se sont révélées meilleures que celles du Fast LMS.

De plus, nous avons vu que le Fast LMS n'était pas utilisable tel quel pour des applications de contrôle actif temps-réel et qu'il fallait dans ce cas utiliser un algorithme FXLMS fréquentiel qui offre d'encore moins bonnes performances.

4.3 L'algorithme fréquentiel GMDF_α (*Generalized Multi-Delay Filter* α)

L'idée d'évaluer les performances d'un autre algorithme fréquentiel, le GMDF_α (*Generalized Multi-Delay Filter* α), provient du partenariat que nous avons eu avec le LTCI de Telecom Paris dans le cadre de l'ACI ABPRUPT. En effet, le LTCI a développé cet algorithme dans le but de résoudre en particulier les problèmes d'écho dans les téléphones portables [33]. Son utilisation a également été étendue plus récemment à l'annulation d'écho dans les prothèses auditives [18]. L'intérêt d'un tel algorithme pour notre application était d'être a priori mieux adapté que les algorithmes classiques du contrôle actif au traitement de signaux de parole.

Afin de mieux comprendre les similitudes et les différences entre l'annulation d'écho et le contrôle actif, nous présentons dans un premier temps le principe de l'annulation d'écho par filtrage adaptatif. Nous décrivons ensuite le principe du GMDF_α en insistant sur le problème de sa mise en oeuvre en temps-réel. Enfin nous comparons les performances de cet algorithme à celles du NLMS pour le contrôle de signaux de centre d'appels.

4.3.1 Principe de l'annulation d'écho

Le schéma de principe de l'annulation d'écho est donné à la figure 4.8².

Ce schéma peut-être appliqué à l'annulation d'écho dans un téléphone portable. Dans ce cas le *signal éloigné* provient du haut parleur du téléphone (c'est le signal du locuteur distant) et le *signal proche* (i.e. le signal du locuteur proche) additionné de l'*écho* est renvoyé par le microphone du téléphone. Le *chemin d'écho* est la matérialisation de toutes les réflexions subies par le signal éloigné avant d'atteindre le

²Ce schéma est tiré du site Internet du département TSI (Traitement du Signal et des Images) du LTCI de Telecom Paris : <http://www.tsi.enst.fr/prado/annecho/annecho.html>

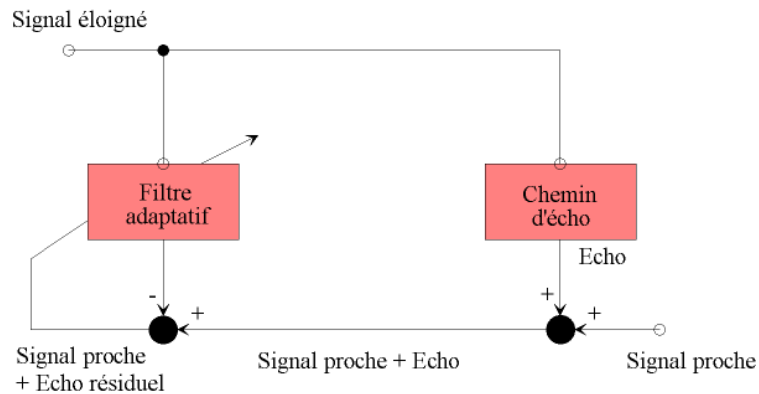


FIG. 4.8 : Principe de l'annulation d'écho par filtrage adaptatif

microphone.

Le but de l'annulation d'écho par filtrage adaptatif est d'identifier le chemin d'écho pour pouvoir soustraire une version reconstituée de l'écho du signal à transmettre (i.e. signal proche + écho) afin d'obtenir un signal propre.

On peut voir sur la figure 4.8 que la principale similitude entre l'annulation d'écho par filtrage adaptatif et le contrôle par feedforward (cf. figure 4.1) est d'utiliser un algorithme adaptatif pour identifier une fonction de transfert (le chemin d'écho dans le premier cas et le transfert primaire dans le second) afin d'atténuer au maximum le signal gênant (l'écho dans le premier cas et le signal primaire au niveau du microphone d'erreur dans le second cas).

La principale différence entre les deux principes se situe au niveau du signal d'« erreur » : dans le cas de l'annulation d'écho, le signal d'erreur est l'écho résiduel qui est calculé alors que dans le cas du contrôle actif le signal d'erreur est le signal directement mesuré sur le microphone d'erreur et il correspond à la sommation de l'anti-bruit et du signal primaire gênant. Notons de plus que nous avons choisi d'étudier dans ce chapitre un système de contrôle idéal doté d'une fonction de transfert secondaire unitaire : dans ce cas, le signal que nous appelons « anti-bruit » correspond au signal de sortie du filtre, c'est à dire au signal de commande. Cependant, dans un système de contrôle réel doté d'un haut-parleur secondaire, le signal d'anti-bruit est obtenu en filtrant le signal de commande par la fonction de transfert secondaire.

4.3.2 Du MDF au GMDF_α

Le GMDF_α est une forme améliorée du *MDF* (*Multi Delay Filter*), algorithme adaptatif fréquentiel introduit par Soo et Pang [41] pour améliorer les performances de l'algorithme Fast LMS dans le cas de filtres longs. L'utilisation de filtres longs dans des applications de contrôle actif ou d'annulation d'écho entraîne en effet un coût de calcul élevé et une convergence lente surtout si le signal de référence (i.e. le signal d'entrée du filtre adaptatif) est large bande.

L'idée de base de l'algorithme MDF est de diviser la réponse impulsionnelle du filtre adaptatif en plusieurs segments afin de permettre l'utilisation de FFT plus courtes que dans le Fast LMS, ce qui présente un avantage en terme de temps de calcul et de diminution des erreurs de quantification surtout dans le cas de filtres longs. Si L est longueur du filtre, sa réponse est découpée en K segments sans recouvrement tels que $L = KP$. On utilise alors des FFT de taille M où M est la plus petite puissance de 2 supérieure ou égale à $P + N - 1$ (N étant la longueur des blocs sur laquelle les coefficients du filtre sont gardés constants). Rappelons que dans le Fast LMS la méthode overlap-save utilisée pour reconstituer le signal de sortie implique d'utiliser des FFT de longueur $2L$ (ou $2N$ puisque les résultats optimaux sont obtenus pour des blocs de même taille que le filtre).

C'est pour cette raison que le MDF est particulièrement adapté à l'annulation d'écho, notamment dans l'application de téléphonie portable décrite ci-dessus où le chemin d'écho peut être long s'il correspond par exemple à la réponse d'une salle (entre le haut-parleur et le microphone du téléphone).

La souplesse supplémentaire apportée par le GMDF_α est d'autoriser un décalage quelconque entre deux mises à jour du filtre adaptatif, ce décalage n'étant pas forcément choisi comme un multiple de la longueur d'un sous-bloc de la réponse impulsionnelle. Le « α » vient du fait que l'on prend comme décalage une valeur $R = \frac{N}{\alpha}$, α étant un entier. Le signal de sortie du filtre est alors reconstruit par la méthode *weighted overlap-add* (WOLA)³. L'utilisation de ce décalage présente un fort intérêt pour les signaux fortement instationnaires dans la mesure où elle permet au filtre adaptatif d'être mis à jour plus régulièrement. Les capacités de convergence et de poursuite de l'algorithme en sont ainsi améliorées.

Notons que le pas d'adaptation du GMDF_α peut être normalisé de la même fa-

³La méthode overlap-add (OLA) est proche de la méthode overlap-save (OLS) qui est utilisée dans le Fast LMS. Les deux méthodes sont utilisées dans les algorithmes adaptatifs fréquentiels pour réaliser la convolution linéaire entre le signal d'entrée et le filtre à l'aide de FFT. En prenant des FFT de longueur $2N$, la méthode OLA (respectivement la méthode OLS) consiste à ne garder que les N premiers points (respectivement les N derniers points) de l'IFFT du gradient (cf. équation 4.9) pour rejeter les éléments qui correspondent à de la corrélation circulaire [40].

çon que celui du Fast LMS, en divisant le coefficient de convergence par l'estimée de la puissance instantanée du signal de référence (obtenue par récurrence, cf. équation 4.12). Notons du plus que le GMDF α peut être mis en oeuvre en utilisant la transformée de Hartley (THD) au lieu de la transformée de Fourier (TFD). Cette transformée est bien adaptée au traitement de signaux réels et permet d'après [33] une implantation plus légère que la FFT en raison de sa propriété d'auto-inversibilité.

On trouvera une description complète du MDF et du GMDF α dans [33].

MDF temps-réel

En raison de l'utilisation de la méthode WOLA pour la reconstruction du signal de sortie du filtre, l'algorithme GMDF α présente le même problème que le Fast LMS pour une application au contrôle actif temps-réel de signaux large bande : cette reconstruction implique un retard dans le filtrage des signaux qui rend l'algorithme non causal.

Dans le cadre de l'ACI ABRUPT, le LTCI a réalisé une étude sur l'adaptation temps-réel du GMDF α qui s'inspire du FXLMS fréquentiel (cf. équation 4.13) et du LMS en sous-bande [26]⁴. L'adaptation des coefficients du filtre se fait dans le domaine fréquentiel en calculant les FFT des sous-blocs. Le filtre est alors reconstitué dans le domaine temporel par IFFT à partir de ses sous-blocs et le signal de sortie est alors obtenu directement par filtrage temporel (convolution standard). Comme nous le verrons à la section suivante, cette adaptation temps-réel limite les performances de l'algorithme dans la mesure où elle fait perdre les avantages de la reconstruction du signal de sortie par la méthode WOLA.

Notons néanmoins que, comme pour le Fast LMS, nous avons souhaité évaluer les performances du GMDF α (non temps-réel) sur le contrôle de signaux de centres d'appels dans le cadre de notre étude générale sur les algorithmes adaptatifs et sur un système de contrôle avec une fonction de transfert secondaire idéale. Nous présentons les résultats de cette évaluation à la section suivante, en donnant également les résultats obtenus pour la version temps-réel (que l'on nommera « MDF temps-réel »).

⁴L'article [26] propose la mise en oeuvre d'un algorithme en sous-bande sans délai, pour une application au contrôle actif. Le signal de référence (à la fréquence d'échantillonnage F_e) est passé dans un banc de filtres de manière à obtenir N sous-bandes à $\frac{F_e}{N}$. On applique ensuite un algorithme NLMS par sous-bande, ce qui est plus avantageux en terme de rapidité de calcul et de convergence puisque les filtres de chaque sous-bande sont plus courts. Le signal de commande est alors obtenu par convolution entre le signal de référence et la transformée inverse du filtre large bande reconstitué à partir des filtres en sous-bandes.

4.3.3 Performances du GMDF_α sur des signaux de centre d'appels

Afin d'avoir une idée du comportement du GMDF_α pour le contrôle du bruit en centre d'appels, nous avons réalisé des simulations de contrôle mono-référence proche sur des signaux enregistrés sur le plateau de France Télécom St Mauront, tout d'abord avec l'algorithme non temps-réel (développé pour l'annulation d'écho dans les prothèses auditives [18]) puis avec l'algorithme modifié, le MDF temps-réel. Nous avons dans les deux cas comparé leurs performances à celles obtenues avec un algorithme temporel NLMS.

Comparaison des performance du NLMS et du GMDF_α

La figure 4.9 montre le résultat des simulations de contrôle pour la même séquence qu'aux figures 4.4(b) et 4.7, séquence présentant un changement brusque de niveau à la 2^{ème} seconde. Pour ces simulations, nous avons choisi de ré-échantillonner les signaux à 8192 Hz. En effet, il est apparu au cours de tests effectués avec le GMDF_α qu'une fréquence d'échantillonnage de 32768 Hz était trop élevée au regard de la bande utile des signaux de parole (0-3000 Hz), ce qui ne permettait pas de régler l'algorithme de façon optimale.

Pour le GMDF_α nous avons utilisé les paramètres optimisés par le LTCI pour l'application aux centres d'appels⁵ (consistant notamment à prendre un filtre de 4096 coefficients découpé en 2 sous-blocs avec un décalage de 128 coefficients (soit environ 15 ms) entre deux mises à jour). Notons qu'une telle longueur de filtre provenait du fait que le LTCI pensait à la base utiliser des microphones de référence éloignés, plus précisément les microphones des autres opérateurs (comme nous l'avons évoqué dans à la section 3.3.1 du chapitre 3). Le réglage des paramètres du GMDF_α étant très délicat, nous avons préféré conserver les mêmes valeurs.

Pour le NLMS nous avons utilisé un filtre de 256 coefficients, afin de correspondre aux 1024 coefficients utilisés pour une fréquence d'échantillonnage de 32768 Hz, ainsi qu'un coefficient de convergence $\mu = 0,1$ et une fenêtre de normalisation de largeur $\alpha = 10$ ms.

Notons que nous avons tenu à présenter sur la figure 4.9 à la fois les performances temporelles (a) et fréquentielles (b) des algorithmes afin de constater les différences en terme de largeur de bande traitée entre le NLMS et le GMDF_α . Le spectre affiché ici a été obtenu en calculant la DSP de la dernière seconde du signal d'erreur avec des FFT de largeur 125 ms.

⁵Les fichiers sources des algorithmes et les valeurs des paramètres les mieux adaptées aux signaux de centres d'appels ont été fournis par le LTCI dans le cadre de l'ACI ABRUPT.

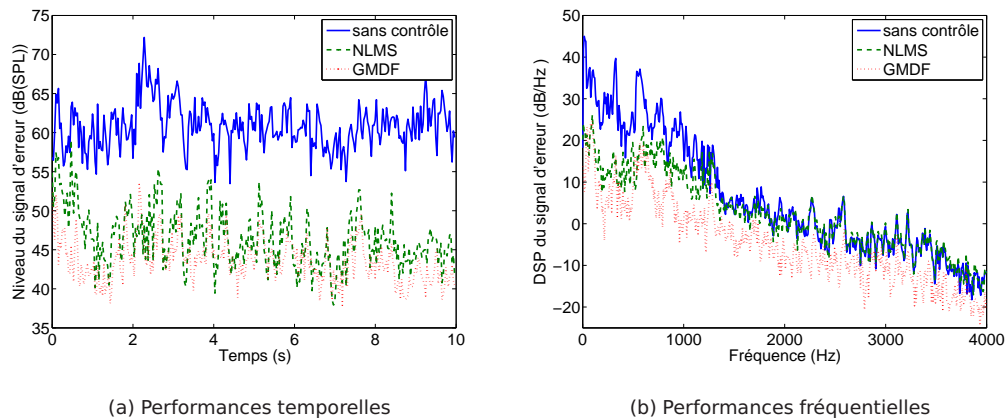


FIG. 4.9 : Comparaison du NLMS et du GMDF_α pour la simulation du contrôle mono-référence proche d'un bruit de centre d'appels - Signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle par NLMS (- - -) et avec contrôle par GMDF_α (- · -)

On peut observer sur la figure 4.9 que le GMDF_α donne des résultats légèrement meilleurs que le NLMS à la fois en terme d'atténuation et de convergence (surtout sur le début de la séquence). On peut noter que le GMDF_α permet d'atténuer le signal sur toute la bande du signal traité (jusqu'à 4000 Hz) alors que le NLMS ne l'atténue que jusqu'à environ 1200 Hz. Ce résultat peut s'expliquer par le fait que le principe de découpage de la réponse du filtre en sous-blocs revient à réaliser un filtrage en sous-bandes, ce qui permet de mieux contrôler chaque bande de fréquences du signal.

Remarquons en outre qu'à l'écoute des signaux traités le résultat du GMDF_α fait apparaître un signal résiduel plus « blanchi » que le NLMS, ce qui peut s'avérer très intéressant dans notre application d'un point de vue psychoacoustique pour améliorer l'intelligibilité du signal de l'interlocuteur téléphonique.

Comparaison des performance du NLMS et du MDF temps-réel

La figure 4.10 présente les mêmes résultats de simulation de contrôle que la figure 4.9 mais cette fois-ci pour l'algorithme MDF temps-réel. Les signaux traités sont toujours échantillonnés à 8192 Hz mais cette fois-ci la réponse du filtre pour le MDF est découpée en 2 sous-blocs de 1024 coefficients, avec toujours un décalage de 128 coefficients entre deux mises à jour.

On peut voir sur la figure 4.10 que la version temps-réel du MDF est moins performante que le GMDF_α , ce qui est dû au fait que le signal de sortie n'est plus obtenu par la méthode overlap-add. De ce fait, les performances du NLMS sont légèrement supérieures à celles du MDF temps-réel, ce qui se voit à la fois dans le domaine tem-

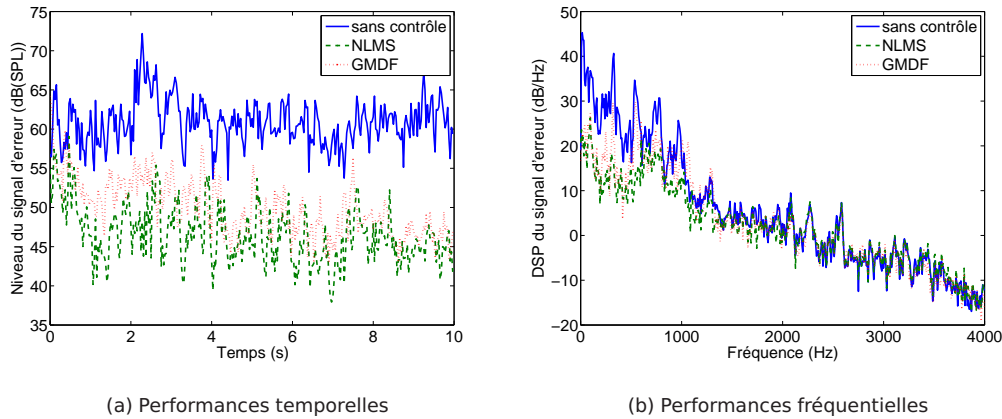


FIG. 4.10 : Comparaison du NLMS et du MDF temps-réel pour la simulation du contrôle mono-référence proche d'un bruit de centre d'appels - Signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle par NLMS (- - -) et avec contrôle par MDF temps-réel (- . -)

poriel (le NLMS fournit une atténuation d'environ 15 dB alors que le MDF temps-réel fournit une atténuation d'environ 12 dB) et dans le domaine fréquentiel (le MDF temps-réel ne contrôle pas plus haut en fréquence que le NLMS, contrairement au $\text{GMDF}\alpha$).

En conclusion, nous venons de voir que le $\text{GMDF}\alpha$ était mieux adapté que le Fast LMS au traitement de signaux de parole, en autorisant une adaptation plus régulière des coefficients du filtre adaptatif. Nous avons vu qu'en réduisant la fréquence d'échantillonnage des signaux, de manière à ce qu'elle soit mieux adaptée à la bande utile de la parole, il était possible d'obtenir de meilleures performances avec le $\text{GMDF}\alpha$ qu'avec le NLMS pour le contrôle mono-référence proche de signaux de centres d'appels. Cependant, le $\text{GMDF}\alpha$ étant, pour les mêmes raisons que le Fast LMS, un algorithme non causal et donc non compatible avec une utilisation dans un système de contrôle actif temps-réel, nous avons étudié sa mise en oeuvre temps-réel avec l'algorithme MDF temps-réel. Nous avons dans ce cas obtenu de moins bons résultats qu'avec le NLMS.

Notons que l'idée de travailler à fréquence d'échantillonnage plus faible aurait pu s'avérer intéressante pour obtenir des performances de contrôle équivalentes à un moindre coût de calcul mais nous verrons au chapitre 5 qu'il est intéressant de travailler à fréquence d'échantillonnage élevée pour diminuer le temps de latence du contrôleur et ainsi limiter la perte d'efficacité du contrôle due à la fonction de transfert secondaire. Une piste à envisager serait de travailler à double fréquence d'échantillonnage [10], c'est à dire en conservant les signaux microphoniques à une fréquence d'échantillonnage élevée pour diminuer le retard de la fonction de transfert

secondaire et en sous-échantillonnant le calcul des coefficients du filtre de contrôle pour qu'ils soient mieux adaptés à la bande utile des signaux de parole.

Notons de plus que nous avons délibérément choisi de ne pas réaliser une étude plus détaillée du $\text{GMDF}\alpha$ dans la mesure où nous avons vu au chapitre 3 qu'il était préférable d'utiliser un signal de référence proche (donc des filtres courts) et que nous préférons approfondir l'étude technologique (présentée au chapitre 5).

4.4 Conclusion

Après avoir comparé les performances d'un algorithme adaptatif temporel (le NLMS) à celles de deux algorithmes adaptatifs fréquentiels (le Fast LMS et le $\text{GMDF}\alpha$) pour le contrôle de signaux instationnaires et large bande, nous pouvons conclure que :

- la normalisation temporelle du LMS est très importante pour la poursuite et la stabilité de l'algorithme dans le cas de changements brusques de niveau dans le signal.
- La normalisation fréquentielle du Fast LMS permet d'améliorer la convergence de l'algorithme dans le cas de signaux large bande mais conduit à une solution biaisée dans le cas où le filtre optimal non contraint est très différente du filtre optimal contraint, ce qui pose problème dans le cas du contrôle en centres d'appels où la fonction de transfert primaire peut être partiellement non causale.
- Le $\text{GMDF}\alpha$ comme le Fast LMS sont des algorithmes non causaux en raison de la méthode qu'ils utilisent pour réaliser le filtrage du signal de référence par le filtre de contrôle. Il ne peuvent donc pas être utilisés tels quels dans un système de contrôle actif temps-réel et doivent être adaptés pour que ce filtrage du signal de référence se réalise dans le domaine temporel. Leur efficacité s'en trouve malheureusement amoindrie.

Finalement, l'utilisation d'algorithmes fréquentiels ne semble pas avoir un grand intérêt pour le contrôle du bruit des centres d'appels, surtout pour le choix de la configuration mono-référence proche retenue au chapitre 3 qui n'implique pas l'utilisation de filtres longs. Il semble donc que l'algorithme NLMS soit le mieux adapté à notre application : cet algorithme est utilisable tel quel dans un système de contrôle temps-réel, il est très simple à mettre en oeuvre, n'est pas limité par un problème de biais dans le cas d'une fonction de transfert primaire non causale et il peut fournir, avant prise en compte d'une fonction de transfert secondaire réelle, une atténuation d'environ 15 dB sur un signal typique de centre d'appels.

Afin d'approfondir cette étude algorithmique, il serait intéressant de se pencher sur les problèmes suivants :

- comment les algorithmes se comportent-ils face aux fluctuations de la fonction de transfert primaire ? En effet, dans notre application, celle-ci pourrait être susceptible de varier fortement lors de mouvements de la tête de l'opérateur.
- Comment les algorithmes se comportent-ils en présence d'une fonction de transfert secondaire réelle et en particulier sont-ils suffisamment robustes face à une mauvaise estimation de celle-ci ? La fonction de transfert secondaire peut en effet varier fortement dans un système de contrôle sous casque ouvert, notamment si le casque est bougé ou enlevé de la tête de l'opérateur (cf. chapitre 5).

Chapitre 5

Etude technologique

5.1 Effets d'une fonction de transfert secondaire réelle	109
5.1.1 Définition de la fonction de transfert secondaire	109
5.1.2 Définition de l'algorithme FXLMS	110
5.1.3 Limitation acoustique	112
5.1.4 Limitation algorithmique	113
5.2 Simulations de contrôle pour un casque téléphonique actif	115
5.2.1 Mesure de la fonction de transfert du casque	116
5.2.2 Mesure de la fonction de transfert du contrôleur	119
5.2.3 Simulations de contrôle hors temps-réel par NFXLMS	121
5.3 Expérience de contrôle temps-réel	124
5.3.1 Dispositif expérimental	124
5.3.2 Description du contrôleur Zen	125
5.3.3 Contrôle d'un bruit blanc	126
5.3.4 Contrôle d'un signal de parole	130
5.4 Conclusion	136

En conclusion de l'étude de faisabilité acoustique (chapitre 3), nous avons vu que pour qu'un casque actif feedforward contrôle efficacement le bruit des centres d'appels téléphoniques il était nécessaire d'utiliser un microphone de référence placé proche du microphone d'erreur. En conclusion de l'étude algorithmique (chapitre 4), nous avons vu de plus que l'algorithme NLMS semblait offrir le meilleur rapport coût de calcul/performances pour contrôler un signal de centres d'appels composé essentiellement de parole.

Nous avons donc obtenu des résultats encourageants pour la conception d'un casque actif feedforward mono-référence proche dédié aux centres d'appels, fonctionnant avec un algorithme de type LMS, en considérant un système de contrôle idéal doté d'une fonction de transfert secondaire est unitaire. Cependant, nous savons que le contrôle par feedforward est limité par le système matériel utilisé pour réaliser le contrôle, notamment à cause du problème de causalité et du problème de stabilité de l'algorithme. La dernière étape de l'étude de faisabilité de notre casque actif est donc une étude technologique, c'est à dire une étude liée au choix du haut-parleur secondaire et du contrôleur.

Nous commençons par décrire plus précisément la fonction de transfert secondaire d'un système de contrôle actif du bruit à la section 5.1 pour montrer comment celle-ci est prise en compte dans l'algorithme FXLMS et de quelle manière elle limite le contrôle par feedforward.

A la section 5.2 nous décrivons la fonction de transfert secondaire d'un casque téléphonique actif, en séparant la partie due au haut-parleur du casque de celle due au contrôleur. Nous exposons ensuite les résultats de simulations de contrôle prenant en compte l'effet de cette fonction de transfert secondaire dans une configuration mono-référence proche et sur un bruit de centre d'appels.

Enfin, nous présentons à la section 5.3 une expérience de contrôle temps-réel que nous avons menée avec un casque téléphonique équipé d'un système de contrôle actif. Nous présentons les résultats d'atténuation obtenue sur un bruit blanc et sur un signal de parole avec deux types de contrôleurs (le « Compars » et le « Zen »).

5.1 Effets d'une fonction de transfert secondaire réelle

Comme nous l'avons vu au chapitre 1, et contrairement aux systèmes simplifiés qui ont été étudiés aux chapitres 3 et 4, un dispositif de contrôle par feedforward, temps-réel et mono-voie, comprend une *source secondaire* par laquelle l'anti-bruit est diffusé et un *contrôleur*, c'est à dire un système électronique qui traite les signaux microphoniques et calcule le signal de commande de la source secondaire. Pour réaliser l'étude complète d'un dispositif de contrôle il convient donc de prendre en compte la présence du système physique (matériel) que l'on appelle généralement *fonction de transfert secondaire*. Cette fonction de transfert secondaire a en effet une influence sur l'efficacité du contrôle pour des raisons acoustiques et algorithmiques.

5.1.1 Définition de la fonction de transfert secondaire

Pour un système de contrôle mono-voie, la fonction de transfert secondaire est définie dans la littérature comme la relation entre l'entrée de la source secondaire et la sortie du microphone d'erreur (cf. figure 5.1). Cependant, il ne faut pas oublier qu'en réalité le système de contrôle comprend une partie numérique (le calcul du filtre de contrôle et du signal de commande en temps-réel) et une partie analogique (les microphones de référence et d'erreur ainsi que le haut-parleur secondaire). La fonction de transfert secondaire inclut donc non seulement le haut-parleur et la propagation acoustique entre le haut-parleur et le microphone d'erreur mais également les convertisseurs (numériques/analogiques et analogiques/numériques) ainsi que des filtres anti-repliement et de reconstruction qui sont compris dans les microprocesseurs du contrôleur [15, Chap.3]. Nous étudierons en détail la fonction de transfert secondaire d'un système de contrôle par feedforward sous casque, et notamment d'un contrôleur type, à la section 5.2.

Comme dans un système de contrôle par feedback (cf. chapitre 2), la fonction de transfert secondaire introduit un déphasage qui dépend de la fréquence et qui peut être critique vis à vis du contrôle. Ce déphasage peut être interprété en terme de *retard de groupe* qui exprime le retard de la fonction de transfert en fonction de la fréquence. Le retard de groupe s'exprime sous la forme :

$$\tau_g(\omega) = \frac{d\Phi(\omega)}{d\omega}, \quad (5.1)$$

où Φ est la phase de la fonction de transfert et ω la fréquence.

Le déphasage de la fonction de transfert secondaire est principalement introduit par le haut-parleur secondaire et par la propagation acoustique entre ce haut-parleur et le microphone d'erreur. Pour le réduire, il est donc préférable de placer le

microphone d'erreur le plus proche possible du haut-parleur secondaire, en faisant néanmoins attention au champ proche du haut-parleur qui peut être très variable.

Le contrôleur introduit également un retard dans le traitement des signaux. La formule suivante donne une approximation du retard électronique (ou *temps de latence*) d'un contrôleur en fonction du nombre total n de pôles des filtres qu'il utilise [15, Chap.10] :

$$\tau_{cont} = \left(1,5 + \frac{3n}{8}\right) Te, \quad (5.2)$$

où Te est la période d'échantillonnage.

Le retard électronique se comptant en échantillons numériques, on comprend l'intérêt de travailler à grande fréquence d'échantillonnage pour pouvoir le minimiser. L'autre avantage de travailler à grande fréquence d'échantillonnage est de permettre la suppression des filtres anti-repliement, ces filtres étant responsables d'une partie importante du retard du contrôleur (cf. section 5.3.3).

La fonction de transfert secondaire a également un certain module dont les variations d'amplitude en fonction de la fréquence peuvent limiter l'efficacité du contrôle. Le module de la fonction de transfert secondaire est principalement déterminé par le module de la réponse du haut-parleur secondaire sur le microphone d'erreur. Celui-ci doit être le plus constant possible sur la bande de fréquences que l'on souhaite contrôler.

Nous verrons plus en détail dans les sections 5.1.3 et 5.1.4 de quelle façon la fonction de transfert secondaire peut limiter les performances du contrôle par feedforward, du point de vue acoustique et algorithmique.

5.1.2 Définition de l'algorithme FXLMS

L'algorithme FXLMS (*Filtered-X (Reference) Least Mean Square*) est une version dérivée de l'algorithme LMS qui permet de prendre en considération l'effet de la fonction de transfert secondaire dans l'adaptation du filtre de contrôle. C'est l'algorithme le plus souvent utilisé dans les systèmes de contrôle actif par feedforward car il est simple à mettre en oeuvre et très robuste à une mauvaise estimation de la fonction de transfert secondaire. La figure 5.1 schématise le principe de l'algorithme FXLMS pour un système mono-voie et mono-référence.

En raison de la présence de la fonction de transfert secondaire G entre le filtre de contrôle W et le microphone d'erreur, le but de l'algorithme FXLMS n'est plus de minimiser

$$e(n) = d(n) + w(n) * x(n), \quad (5.3)$$

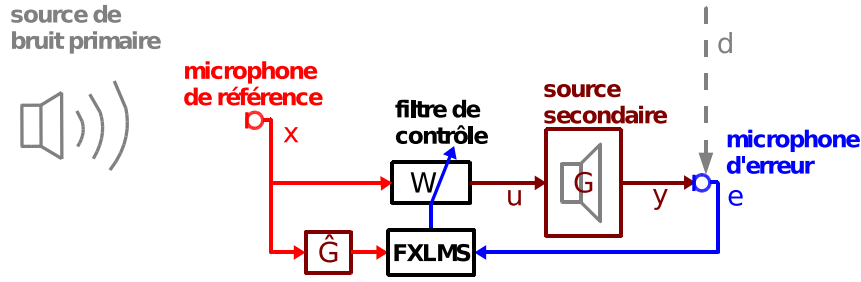


FIG. 5.1 : Schéma de l'algorithme FXLMS pour un système de contrôle mono-voie et mono-référence

comme dans l'algorithme LMS (cf. annexe B), mais

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) + g(n) * u(n) \\ &= d(n) + g(n) * [w(n) * x(n)], \end{aligned} \quad (5.4)$$

où g et w représente les réponses impulsionnelles de G et W et $*$ représente le produit de convolution linéaire.

Les filtres G et W étant linéaires, l'équation 5.4 peut également s'écrire :

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) + w(n) * [g(n) * x(n)], \\ &= d(n) + w(n) * r(n), \end{aligned} \quad (5.5)$$

où $r(n)$ représente le signal de référence filtré par la réponse impulsionnelle de la fonction de transfert secondaire.

L'équation 5.5 peut également s'écrire avec la formulation suivante :

$$e(n) = d(n) + \mathbf{w}^t(n)\mathbf{r}(n), \quad (5.6)$$

où $\mathbf{w}(n)$ est le vecteur des coefficients du filtre FIR de contrôle et $\mathbf{r}(n)$ est le vecteur contenant les N derniers échantillons du signal de référence filtré.

Ainsi, l'estimation du gradient utilisé pour la minimisation du signal d'erreur s'exprime sous la forme

$$\frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} = 2e(n)\mathbf{r}(n) \quad (5.7)$$

et l'algorithme FXLMS peut alors s'écrire [15, Chap.3] :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \beta \mathbf{r}(n)e(n), \quad (5.8)$$

où β est le pas d'adaptation de l'algorithme.

En pratique, il est impossible d'avoir accès à la véritable réponse impulsionnelle de la fonction de transfert secondaire. On est donc amené à effectuer une mesure de

cette réponse et le signal de référence filtrée utilisé dans l'algorithme est en fait une estimation :

$$\hat{r}(n) = \hat{g}(n) * x(n), \quad (5.9)$$

où \hat{g} est une estimation de la réponse impulsionnelle de la fonction de transfert secondaire.

L'estimation de cette fonction de transfert secondaire peut se faire à l'aide d'un algorithme LMS en émettant un bruit blanc ou une série d'impulsions via le haut-parleur secondaire. La réponse impulsionnelle secondaire est alors obtenue sous la forme d'un filtre FIR.

Notons que, comme l'algorithme LMS, l'algorithme FXLMS peut être normalisé en fonction du temps pour être mieux adapté au contrôle de signaux instationnaires. On parle alors de *NFXLMS* (N pour *Normalized*). Le pas d'adaptation est dans ce cas normalisé par une estimée de la puissance instantanée du signal de référence filtré :

$$\beta(n) = \frac{\mu}{N\hat{P}_r(n)}, \quad (5.10)$$

où μ est un coefficient de convergence pris entre 0 et 2 et N est la longueur du filtre de contrôle. $\hat{P}_r(n)$ peut être estimé, comme pour le NLMS, par une formule d'estimation par récurrence (cf. équation 4.5 au chapitre 4).

5.1.3 Limitation acoustique

Le problème acoustique posé par la fonction de transfert secondaire sur le contrôle feedforward est lié à la forme de la fonction de transfert elle-même mais également à celle de son inverse. En effet, le filtre optimal sans contrainte de causalité d'un système de contrôle par feedforward doté d'une fonction de transfert secondaire non unitaire G s'exprime de la façon suivante (sous hypothèse de stationnarité des signaux, cf. annexe A) :

$$W_{opt} = -\frac{1}{G} \frac{S_{xd}}{S_{xx}}, \quad (5.11)$$

où S_{xd} est la densité interspectrale de puissance entre le signal de référence x et le signal primaire au niveau du microphone d'erreur d et S_{xx} est la densité spectrale de puissance du signal de référence.

La fonction de transfert secondaire pose donc un problème de causalité mais également d'instabilité potentielle du système de contrôle : un système de contrôle ne pourra en effet pas contrôler les fréquences pour lesquelles la fonction de transfert secondaire présente un *zéro*. Le module de la fonction de transfert secondaire d'un système de contrôle acoustique mono-voie étant principalement déterminé par la

réponse du haut-parleur secondaire sur le microphone d'erreur, on comprend alors l'intérêt d'utiliser un haut-parleur présentant une réponse plate dans la bande de fréquences que l'on souhaite contrôler.

Nous avons vu au chapitre d'introduction (chapitre 1) que pour garantir la causalité d'un système de contrôle temps-réel, le microphone de référence devait être placé en amont de la zone de minimisation de façon à capter le bruit primaire avant qu'il n'atteigne le microphone d'erreur et avec une avance supérieure au retard introduit par la fonction de transfert secondaire. Cependant dans de nombreux cas le respect de cette avance ne suffit pas à garantir la causalité du contrôle. En effet, l'expression 5.11 nous permet de voir que le calcul du filtre optimal du système de contrôle nécessite l'inversion de la fonction de transfert secondaire G . Or cette fonction de transfert n'est la plupart du temps pas à phase minimale [15, Chap.3] et son inverse peut inclure des avances bien plus grandes que les retards présents dans la fonction elle-même, par exemple en présence de réflexions acoustiques [20].

Rappelons que la contrainte de causalité ne limite le contrôle que pour des signaux non prédictibles (les signaux large bande en général). Un système de contrôle non causal pourra parfaitement contrôler un signal harmonique. De même, un système de contrôle non causal pourra atténuer un signal partiellement prédictible composé par exemple d'une partie bruitée large bande et de composantes tonales.

5.1.4 Limitation algorithmique

Au chapitre 4 nous avons étudié le comportement de plusieurs algorithmes pour un système de contrôle doté d'une fonction de transfert secondaire unitaire. Or les performances de ces algorithmes peuvent être limitées en présence d'une fonction de transfert non unitaire. La principale limitation est due à une mauvaise estimation de cette fonction.

En effet, comme nous l'avons vu à la section 5.1.2, la mise à jour des coefficients du filtre adaptatif dans le FXLMS nécessite le calcul de la convolution du signal de référence par *l'estimée* de la réponse impulsionnelle de la fonction de transfert secondaire. Celle-ci est souvent estimée « hors ligne », c'est à dire avant de faire fonctionner le système de contrôle, puis elle reste figée pendant le fonctionnement du système. Or si la réponse impulsionnelle a été mal estimée ou qu'elle est susceptible de varier, l'algorithme de contrôle peut devenir instable et diverger. On parle alors d'un problème de *robustesse/stabilité* de l'algorithme.

L'algorithme FXLMS est connu pour être robuste à une mauvaise estimation de

la fonction de transfert secondaire. On montre que l'algorithme reste stable si l'erreur de phase entre la fonction de transfert réelle et son estimation reste inférieure à 90° [15, Chap.3]. Ce résultat est mis en évidence dans [9] pour un casque feedforward fermé (avec coques) : la fonction de transfert secondaire du casque dépend de la façon dont il est positionné sur la tête de l'utilisateur et notamment de la présence ou non de fuites entre la tête et la coque. Il est cependant montré que le contrôle réalisé par FXLMS avec une fonction de transfert secondaire générique fournit une atténuation inférieure de 3 dB maximum seulement par rapport à un contrôle réalisé avec une fonction de transfert secondaire individualisée.

Le problème de robustesse/stabilité peut être plus critique dans le cas d'un casque feedforward ouvert (ce qui est le cas du casque qu'on étudie) où la fonction de transfert secondaire est plus sujette à variations qu'en présence d'une coque rigide. L'autre risque qui peut se présenter lors de l'utilisation d'un casque actif est le risque de changement brusque de la fonction de transfert secondaire, par exemple lorsque l'utilisateur bouge ou enlève son casque. L'article précédemment cité qui étudie un casque feedforward ouvert [24] met en évidence le problème de variation entre individus de la fonction de transfert du casque et le problème de changement brusque lors de mouvements importants du casque. Pour résoudre le problème de variation entre individus, la fonction de transfert secondaire est ré-estimée à chaque fois que le casque est porté par un individu différent. Dans ce cas l'utilisateur doit supporter un bruit blanc de quelques secondes dans ses oreilles. Pour éviter les problèmes de divergence de l'algorithme quand la fonction de transfert secondaire subit des changements brusques, la seule solution qu'ils proposent est de suivre les coefficients du filtre et d'arrêter le contrôle lorsqu'il est sur le point de diverger. On pourrait aussi envisager d'introduire un paramètre de *leakage* dans l'algorithme, qui permet d'empêcher les coefficients du filtre et donc l'amplitude de la commande du haut-parleur secondaire de prendre des valeurs trop grandes et qui rend l'algorithme plus robuste [23, Chap.3].

Enfin, on sait aussi que la présence de retards dans la fonction de transfert secondaire ralentit significativement la convergence de l'algorithme FXLMS et que cette convergence peut être problématique lorsque le contenu spectral du signal de référence filtré est contrasté (la capacité de convergence de l'algorithme dépend des valeurs propres de la matrice d'auto-corrélation du signal de référence filtré [15, Chap.3]). C'est pourquoi il est préférable d'une part que le signal de référence lui-même présente un spectre peu contrasté et d'autre part que le filtrage par la fonction de transfert secondaire l'affecte le moins possible. Dans ce sens, on comprend à nouveau l'importance d'utiliser un haut-parleur présentant le moins de résonances

possible dans la bande de fréquences que l'on souhaite contrôler.

5.2 Simulations de contrôle pour un casque téléphonique actif

Suite aux résultats encourageants montrés aux chapitres 3 et 4, nous avons choisi de réaliser l'étude technologique d'un casque feedforward mono-référence proche. Ce casque est schématisé à la figure 5.2 : il s'agit d'un casque ouvert, basé sur un modèle de casque téléphonique utilisé dans les centres d'appels, équipé de microphones de référence fixés sur l'extérieur des oreillettes et de microphones d'erreur fixés à l'intérieur des oreillettes, devant les haut-parleurs. Le casque comporte en réalité un système de contrôle par oreille.

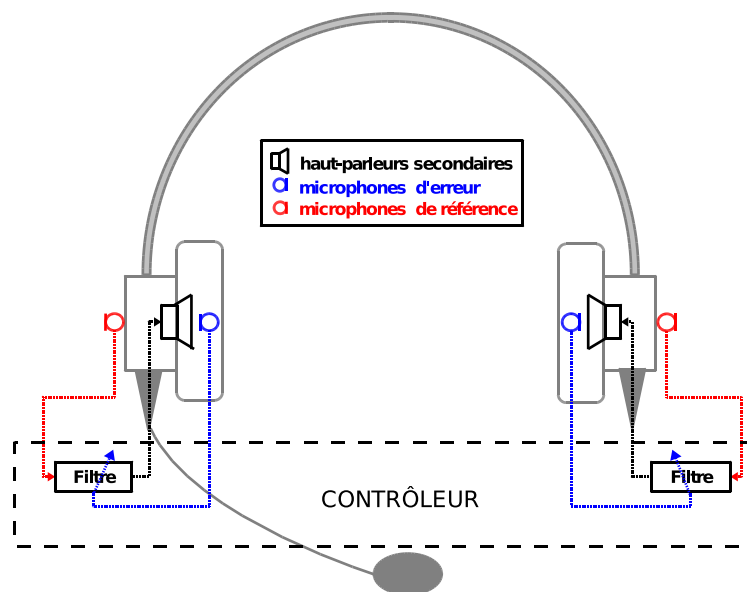


FIG. 5.2 : Schéma du casque téléphonique actif envisagé

Dans la suite de cette section nous ne nous intéressons qu'à un côté du casque, c'est à dire à un système de contrôle par feedforward mono-voie et mono-référence. Avant d'évaluer l'influence de la présence du système matériel (haut-parleur du casque et contrôleur) sur le contrôle du bruit des centres d'appels, nous détaillons les mesures de la fonction de transfert du casque téléphonique et de la fonction de transfert d'un contrôleur.

Pour réaliser ces mesures, nous avons équipé un casque téléphonique de marque GN Netcom, seul modèle dont nous disposons qui était compatible avec le matériel

de France Télécom, de microphones miniatures de type électret¹, que l'on peut voir sur la figure 5.3.

Remarquons ici une différence par rapport aux études réalisées aux chapitres 3 et 4 : le microphone d'erreur n'est plus pris comme le micro-oreille de la tête artificielle mais comme un microphone lié au casque et placé à l'entrée du canal auditif.



FIG. 5.3 : Photos du casque téléphonique actif étudié

5.2.1 Mesure de la fonction de transfert du casque

Pour mesurer la contribution du casque lui-même à la fonction de transfert secondaire de notre système actif nous avons mesuré la réponse d'un de ses haut-parleurs sur le microphone d'erreur placé devant. Le casque dont nous disposons étant par défaut doté d'une prise téléphone, nous avons dû utiliser une prise de raccordement téléphone/jack (prise « Quick Disconnect ») pour pouvoir diffuser un signal autre que téléphonique.

La mesure a été réalisée en chambre sourde, le casque étant posé sur une tête artificielle². La figure 5.4 montre le module, la phase (déroulée), la réponse impulsionnelle et le retard de groupe de la fonction de transfert du casque. La réponse impulsionnelle du casque a été estimée sous la forme d'un FIR avec un algorithme LMS et un bruit blanc diffusé à 32768 Hz. Le module et la phase ont été calculés à partir de la réponse impulsionnelle par la fonction `freqz` et le retard de groupe par

¹Capsules électrets Projects Unlimited POM-3546L avec amplificateur fabriqué au LMA

²Tête artificielle Head Acoustics et pré-ampli MCN Audio U1126.

la fonction `grpdelay` de Matlab.

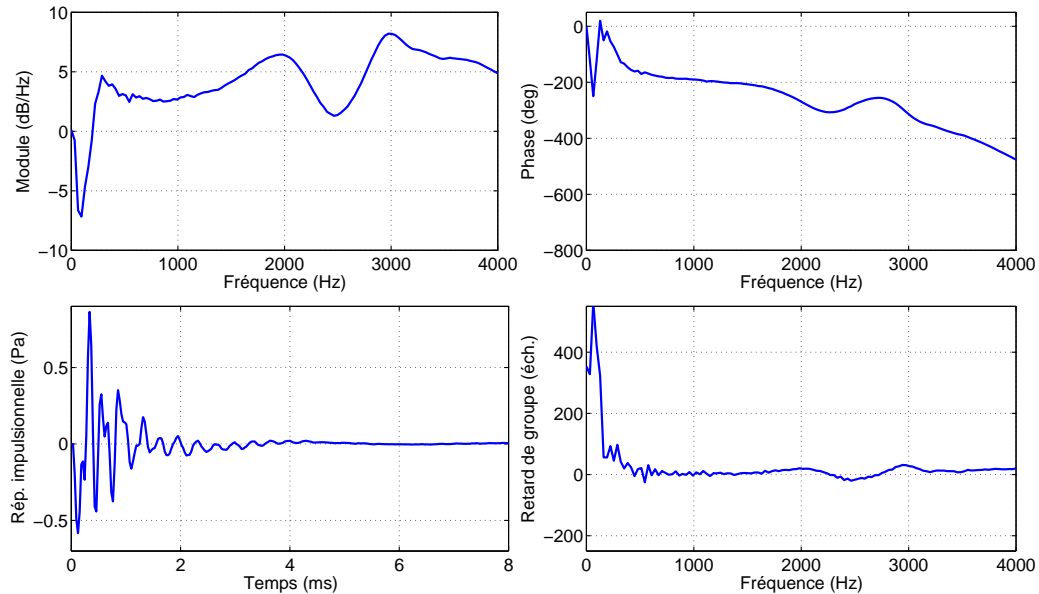


FIG. 5.4 : Réponse du casque téléphonique sur le microphone d'erreur

On constate sur la figure 5.4 que :

- le module de la fonction de transfert du casque est relativement plat entre 300 et 3400 Hz, ce qui montre que ce casque téléphonique a été conçu pour être adapté à la bande passante téléphonique. Il présente tout de même des zones de résonance et d'anti-résonance entre 2000 et 3000 Hz, ce qui peut être dû à la présence d'un espace clos formé entre l'oreillette du casque et le conduit auditif (fermé par le micro) de la tête artificielle.
- La pente de la phase, et donc le retard de groupe, sont à peu près constants jusqu'à 4000 Hz, sauf en-dessous de 300 Hz et entre 2000 et 3000 Hz.
- La réponse impulsionnelle donne un retard global³ de la fonction de transfert d'environ 0,34 ms, ce qui correspond à la moyenne du retard de groupe entre 300 et 3400 Hz.

Ce qui ressort de cette mesure est que le retard présent dans la réponse du casque téléphonique sur le microphone d'erreur est environ 60 fois plus grand que le délai de propagation acoustique entre le haut-parleur et le microphone d'erreur, qui ne sont distants que de 2 mm. Cette grande différence peut s'expliquer de deux façons.

³Le *retard global* dont nous parlons ici et dans la suite du chapitre correspond au retard pur de début de réponse impulsionnelle (premier pic de la réponse impulsionnelle).

- D’une part, les haut-parleurs de ce casque sont basés sur la technologie électrodynamique qui a pour caractéristique d’introduire un retard à la diffusion du son en raison de l’inertie mécanique de la membrane.
- D’autre part, il est possible que ce casque téléphonique soit équipé d’un système électronique qui introduit un retard supplémentaire dans la diffusion des signaux. Nous n’avons pas exploré ce système en détail, mais nous savons que ce modèle de casque permet à l’opérateur qui l’utilise d’entendre sa voix en retour. Le signal de son microphone (le micro du casque) est donc récupéré et ajouté au signal téléphonique avant d’être diffusé via les haut-parleurs.

Notons que nous avons également mesuré la réponse d’un casque moins spécifique, de type baladeur, et que ce dernier présentait une réponse impulsionnelle avec un retard global beaucoup plus faible, d’environ 0,06 ms. Ce retard est néanmoins 10 fois supérieur au délai de propagation acoustique entre le haut-parleur et le microphone d’erreur, ce qui ne peut s’expliquer que par l’effet de l’inertie de la membrane du haut-parleur électrodynamique (puisque ce casque n’est pas équipé d’électronique interne spécifique).

Atténuation passive du casque

Pour mieux comprendre les limitations fréquentielles du contrôle liées au casque téléphonique (mises en avant dans les simulations et dans l’expérience temps-réel montrées plus loin), nous montrons ici le résultat de mesures de son atténuation passive. La figure 5.5 montre l’atténuation passive que le casque opère sur un bruit blanc diffusé à 32768 Hz. La mesure a été faite en chambre sourde sur la tête artificielle² avec et sans casque.

On peut observer que le casque fournit une atténuation passive seulement au-delà de 2000 Hz (qui se poursuit au-delà de 4000 Hz) et qu’il a tendance à légèrement amplifier les fréquences autour de 1500 Hz.

Notons que les spectres observés correspondent aux DSP du signal enregistré sur un micro-oreille de la tête artificielle. Par conséquent, la résonance observée sur les enregistrements « sans casque » autour de 3500 Hz est probablement la résonance du conduit auditif ouvert (cf. note 8 chapitre 1). Lorsque le conduit auditif est fermé par l’oreillette du casque, la fréquence de résonance est renvoyée autour de 7000 Hz (résonance en $\frac{\lambda}{2}$). L’absence de résonance autour de 3500 Hz sur les enregistrements « avec casque » (que l’on peut voir sur les figures des sections 5.2.3 et 5.3) n’est donc pas seulement due à l’atténuation passive du casque.

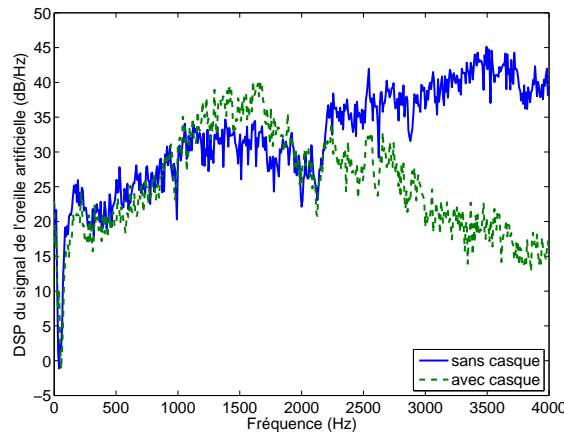


FIG. 5.5 : Atténuation passive du casque téléphonique sur le micro-oreille de la tête artificielle

5.2.2 Mesure de la fonction de transfert du contrôleur

Afin de compléter l'étude de la fonction de transfert secondaire de notre casque actif, il est nécessaire de mesurer également la fonction de transfert du contrôleur. Pour donner une idée de la fonction de transfert typique d'un contrôleur, nous nous sommes basés sur un contrôleur développé au LMA, le « Compars », pour lequel il existe un programme Matlab qui permet de calculer sa fonction de transfert en fonction des paramètres choisis pour le contrôle.

Le Compars est composé d'un micro-processeur maître, qui contient les filtres et les convertisseurs, et d'un micro-processeur esclave qui calcule la mise à jour des coefficients du filtre de contrôle. On considère que le retard du micro-processeur esclave est d'une période d'échantillonnage.

En entrée du micro-processeur maître, c'est à dire avant le micro-processeur esclave, le système comprend :

- un filtre passe-bas d'ordre 13 (fixe), qui coupe lentement vers 3000 Hz,
- un convertisseur analogique-numérique (à retard fixe),
- un filtre anti-repliement, qui est un filtre passe-bas d'ordre 6 dont on peut choisir la fréquence de coupure,
- un filtre passe-bas analogique d'ordre 2 (fixe)
- et on peut choisir d'ajouter un filtre passe-haut (filtre Butterworth d'ordre 7).

Ces filtres et convertisseurs traitent les signaux des microphones de référence et d'erreur, qui sont des signaux analogiques, pour pouvoir effectuer la mise à jour du filtre de contrôle dans le domaine numérique.

En sortie du micro-processeur maître, c'est à dire après le micro-processeur es-

clave, le système comprend :

- un convertisseur numérique-analogique de type bloqueur d'ordre zéro, qui introduit un retard d'une demi-période d'échantillonnage
- et un filtre de lissage, passe-bas d'ordre 7 dont la fréquence de coupure dépend de la fréquence d'échantillonnage.

Ces filtres et convertisseurs permettent de reconstruire le signal de commande du haut-parleur secondaire en sortie du filtre de contrôle.

La fréquence d'échantillonnage maximale à laquelle le Compars peut fonctionner est de 25000 Hz. Pour pouvoir travailler plus facilement avec nos signaux enregistrés à 32768 Hz, nous avons choisi d'estimer la fonction de transfert du contrôleur à $f_e = 16384$ Hz.

La figure 5.6 donne l'allure de la fonction de transfert du Compars (module, phase déroulée et réponse impulsionnelle) pour une fréquence d'échantillonnage de 16384 Hz, un filtre anti-repliement avec une fréquence de coupure de 5460 Hz (qui correspond à $\frac{f_e}{3}$) et sans filtre passe-haut en entrée.

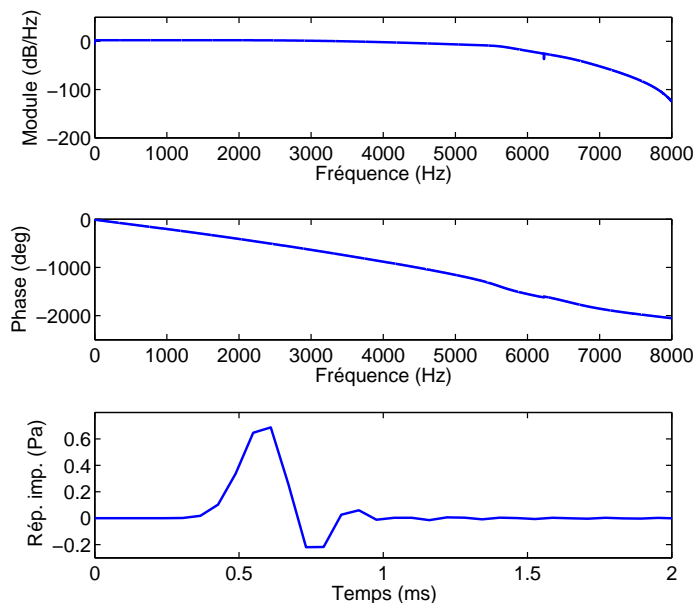


FIG. 5.6 : Fonction de transfert du contrôleur Compars

On peut voir sur la figure 5.6 que :

- le module de la fonction de transfert du contrôleur est plat jusqu'à $\frac{f_e}{2}$,
- la phase présente une pente constante jusqu'à $\frac{f_e}{2}$,

- le temps de latence du contrôleur, qui correspond au premier pic de la réponse impulsionnelle, est d'environ 0,61 ms.

La réponse du contrôleur est donc pratiquement un retard pur (de 10 périodes d'échantillonnages à 16384 Hz). Notons qu'il est possible d'obtenir un temps de latence plus faible (0,52 ms) en se plaçant à la fréquence d'échantillonnage maximale du Compars (25000 Hz).

Remarquons de plus que la formule énoncée à l'équation 5.2 donne une estimation du temps de latence du contrôleur supérieure à la valeur que nous avons mesurée. Nous avons ici $n = 30$ pôles de filtres, ce qui donne selon la formule un retard électronique de $\tau_{cont} \simeq 13Te$ soit 0,8 ms à une fréquence d'échantillonnage de 16384 Hz.

5.2.3 Simulations de contrôle hors temps-réel par NFXLMS

Nous avons voulu observer l'influence de la fonction de transfert secondaire de notre casque téléphonique actif sur ses capacités à contrôler le bruit des centre d'appels avec un microphone de référence proche. Pour observer cette influence en détail, et en particulier pour pouvoir séparer l'effet du casque de l'effet du contrôleur, nous avons simulé un contrôle hors temps-réel avec différents types de fonctions de transfert secondaires :

- une fonction de transfert secondaire idéale (comme dans les chapitres 3 et 4),
- la fonction de transfert du casque téléphonique seul (cf. figure 5.4),
- la fonction de transfert du contrôleur (Compars) seul (cf. figure 5.6),
- la fonction de transfert du casque téléphonique et du contrôleur combinés, c'est à dire la fonction de transfert secondaire complète du casque téléphonique actif présenté à la figure 5.2.

Le contrôle a été simulé avec un algorithme NFXLMS à partir d'enregistrements effectués sur le plateau d'appels de France Télécom St Mauront (cf. section 3.2.3 chapitre 3) avec le casque téléphonique équipé comme sur la figure 5.3. Le casque était placé sur la tête artificielle², elle-même étant positionnée à un poste d'opérateur.

Les simulations ont été effectuées à 16384 Hz pour pouvoir utiliser la réponse impulsionnelle du contrôleur Compars estimée à la section 5.2.2. Toutes les réponses impulsionnelles utilisées pour ces simulations ont été estimées sous forme de filtre FIR de 128 coefficients (soit environ 8 ms à 16384 Hz). La figure 5.7 montre les réponses impulsionnelles du casque seul, du contrôleur seul et des deux combinés. Notons que la réponse impulsionnelle du casque montrée ici ne correspond pas tout à fait à celle que nous avons montrée à la figure 5.4 car le microphone d'erreur et le casque n'étaient pas positionnés de la même façon sur la tête artificielle lors

des enregistrements en centre d'appels et lors des enregistrements en chambre sourde.

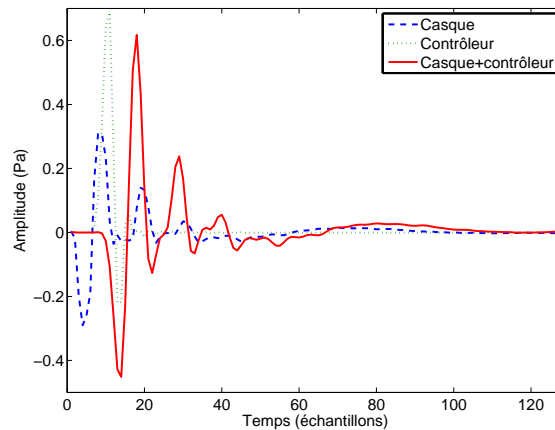


FIG. 5.7 : Réponses impulsionnelles des fonctions de transfert du casque téléphonique (- - -), du contrôleur Compar ($\cdot \cdot \cdot$) et des deux combinés (—)

Les figures 5.8 et 5.9 montrent l'influence de ces différentes fonctions de transferts secondaires sur les performances du contrôle d'un bruit de centre d'appels, en temporel (a) et en fréquentiel (b). Pour garantir la convergence de l'algorithme NFXLMS avec toutes les réponses impulsionnelles testées, nous avons utilisé un coefficient de convergence $\mu = 0,01^4$, une largeur de fenêtre de normalisation $\alpha = 10$ ms (cf. équation 5.10) et un filtre de contrôle de 512 coefficients. Comme précédemment, les « spectres » tracés sur les figures correspondent à la densité spectrale de puissance du signal d'erreur moyennée sur la dernière seconde du signal. Nous n'observons ces performances que jusqu'à 2000 Hz afin de rendre les figures plus lisibles, le contrôle n'atténuant pas les fréquences au-delà (le casque opère lui-même une légère atténuation passive au-dessus de 2000 Hz, cf. figure 5.5).

Notons que quelle que soit la fonction de transfert secondaire non unitaire dont la présence est simulée, le système de contrôle est rendu non causal puisque le retard introduit par chacune d'entre elle est supérieur au retard de propagation acoustique entre le microphone de référence et le microphone d'erreur. Ce dernier est en effet de 0,06 ms car ils sont distants d'environ 2 cm. Néanmoins, on peut voir sur la figure 5.9 que le contrôle fournit une légère atténuation si on ne prend en compte que la fonction de transfert du contrôleur qui introduit pratiquement un retard pur.

⁴Notons que pour le NFXLMS le pas d'adaptation maximal assurant la stabilité de l'algorithme est plus petit que celui du NLMS, puisqu'il faut tenir compte du retard introduit par la fonction de transfert secondaire. β doit rester inférieur à $\beta_{max} = \frac{2}{P_r(N+\Delta)}$ où Δ est le retard global de la fonction de transfert secondaire [23, Chap.3].

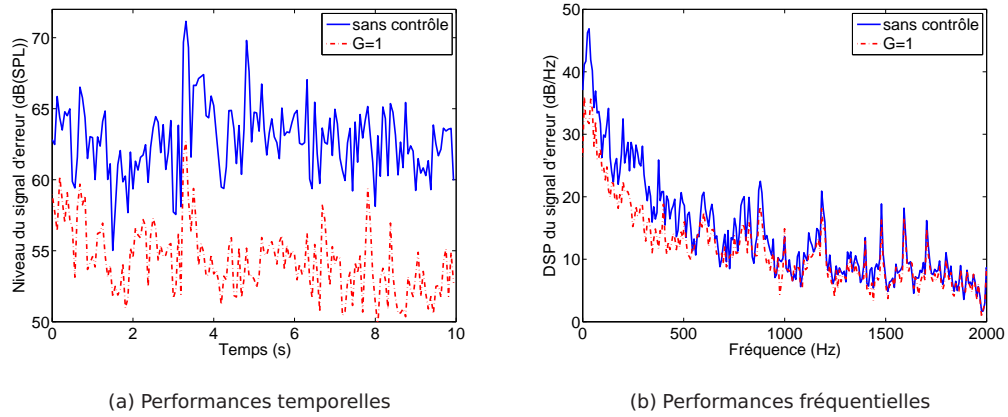


FIG. 5.8 : Simulation du contrôle d'un bruit de centre d'appels sous casque téléphonique actif avec une fonction de transfert secondaire unitaire ($G = 1$) : observation des performances en temporel (a) et en fréquentiel (b) - Signal d'erreur sans contrôle (—) et avec contrôle (- - -)

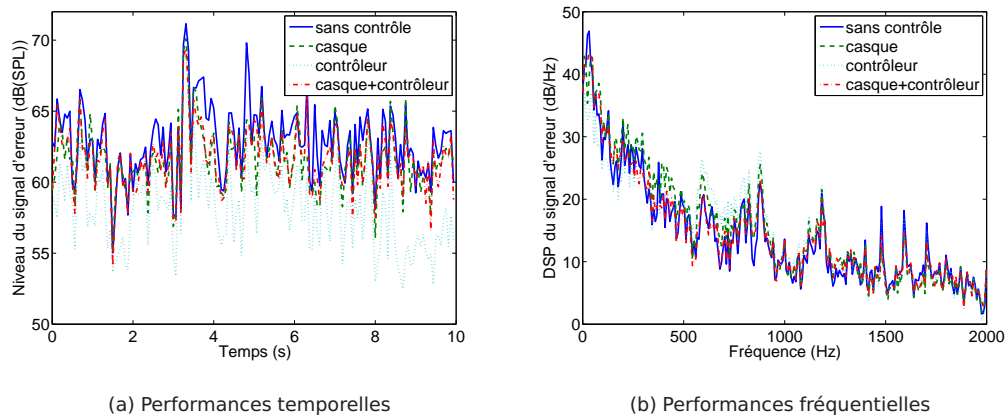


FIG. 5.9 : Influence d'une fonction de transfert secondaire non unitaire sur le contrôle d'un bruit de centre d'appels sous casque téléphonique actif : observation des performances en temporel (a) et en fréquentiel (b) - Signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle pour une fonction de transfert de casque téléphonique seul (- - -), avec contrôle pour une fonction de transfert de contrôleur seul (· · ·) et avec contrôle pour une fonction de transfert secondaire combinée { casque + contrôleur } (- · -)

Ce résultat peut s'expliquer par le fait que le bruit des centres d'appels est bien en partie prédictible.

On peut voir également que l'effet du casque seul est plus critique que celui du contrôleur, bien que le retard qu'il introduit soit inférieur : le contrôle fournit dans ce cas une atténuation quasi nulle. Ceci peut s'expliquer par le fait que le module de sa fonction de transfert n'est pas plat dans la bande de fréquences qui nous intéresse et qu'il déforme peut-être de façon trop importante le signal de commande du haut-parleur. De ce fait, on peut noter à l'écoute que le signal d'erreur contrôlé dans ces conditions apparaît lui aussi très déformé. Notons qu'il est possible également que l'inverse de la fonction de transfert du casque contienne une avance supérieure au retard de la fonction de transfert non inversée.

On voit enfin que le fait de considérer une fonction de transfert secondaire complète (casque et contrôleur) ne change pratiquement pas le résultat obtenu avec le casque seul. Ainsi, le système de casque téléphonique actif tel qu'envisagé ici, avec ce casque téléphonique et ce contrôleur, ne semble pas être en mesure de contrôler efficacement le bruit des centres d'appels avec un microphone de référence proche.

5.3 Expérience de contrôle temps-réel

Afin de confirmer les résultats exposés à la section 5.2.3 et de tester un contrôleur pouvant travailler à plus grande fréquence d'échantillonnage que le Compar, nous avons réalisé une expérience de contrôle temps-réel avec le casque téléphonique décrit à la figure 5.2. Sachant que les simulations de contrôle ont montré que ce casque était susceptible de ne fournir aucune atténuation avec un microphone de référence proche, nous avons également réalisé des expériences de contrôle temps-réel sous casque avec une référence électrique (le signal d'entrée de la source primaire) et un microphone de référence éloigné (cf. chapitre 3). Notons que nous n'avons travaillé qu'en condition mono-source primaire.

5.3.1 Dispositif expérimental

L'expérience de contrôle temps-réel a été réalisée en chambre sourde, avec :

- une source primaire⁵,
- la tête artificielle² placée à 1,3 m du haut-parleur,
- le casque téléphonique (GN Netcom) équipé d'un microphone de référence proche et d'un microphone d'erreur comme sur la figure 5.3,
- un microphone de référence « éloigné¹ », pouvant bouger entre la source primaire et la tête artificielle,

⁵Haut-parleur Yamaha MS101 avec ampli intégré

- le contrôleur Compars (cf. section 5.2.2) et un contrôleur Zen (cf. section 5.3.2),
- un analyseur-enregistreur OROS38.

On peut voir des photos de l'expérience à la figure 5.10.

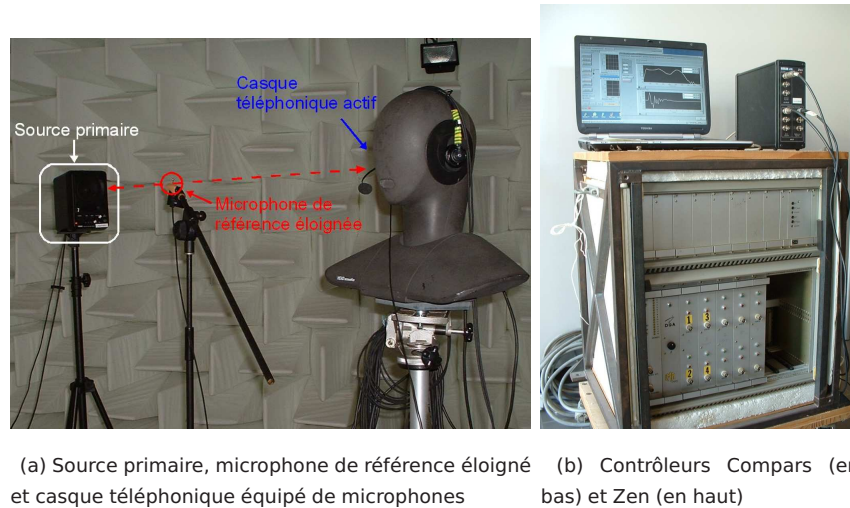


FIG. 5.10 : Photos de l'expérience de contrôle temps-réel

Comme nous l'avons précisé à la section 5.2.1, le casque téléphonique a dû être équipé d'une prise adaptateur téléphone/jack pour pouvoir diffuser un signal autre que téléphonique. Cet adaptateur ne permettant d'envoyer que le même signal monophonique sur les voies gauche et droite, nous avons réalisé toutes nos expériences de contrôle temps-réel d'un seul côté (droit).

5.3.2 Description du contrôleur Zen

Le contrôleur temps-réel Zen est commercialisé par la société québécoise Soft dB⁶. Ce contrôleur compact et « prêt à fonctionner » présente les caractéristiques suivantes :

- sa fréquence d'échantillonnage maximale est de 78125 Hz. On peut aussi travailler à un sous-multiple de cette fréquence.
- Il peut contrôler jusqu'à 3 voies (3 signaux d'erreur et 3 sources secondaires) en utilisant jusqu'à 3 signaux de référence, en mode couplé ou non.
- L'identification de la réponse impulsionnelle de la fonction de transfert secondaire se fait sous forme de FIR par LMS avec une séquence de bruit blanc dont on peut régler l'amplitude.
- Les signaux de référence et d'erreur sont filtrés par un filtre anti-repliement implanté sous forme de FIR (filtre passe-bande dont l'utilisateur peut ajuster

⁶cf. <http://www.softdb.com/pdf/dsp/ZEN%20Active%20Controler.pdf>

la longueur ainsi que les fréquences de coupure basse et haute). L'interface du contrôleur permet d'ajuster ce filtre pour qu'il empêche le repliement des signaux et que le retard qu'il introduit soit le plus faible possible.

- Les signaux microphoniques sont également filtrés par un filtre à courant continu dont la fréquence de coupure doit être choisie entre 30 et 50 Hz.

On voit que l'intérêt du Zen pour notre application réside principalement dans le fait qu'il puisse travailler à une fréquence d'échantillonnage plus élevée que le Compars, ce qui lui permet a priori d'avoir un temps de latence plus faible.

L'algorithme implanté dans le Zen est un algorithme NFXLMS dont le pas d'adaptation normalisé vaut :

$$\beta(n) = \frac{\mu}{\hat{P}_r(n)}, \quad (5.12)$$

avec μ le coefficient de convergence (à régler entre 0 et 1) et $\hat{P}_r(n)$ l'estimée de la puissance instantanée du signal de référence filtré. Pour l'estimation par récurrence de $\hat{P}_r(n)$, le Zen utilise par défaut une largeur de fenêtre égale à la longueur du filtre de contrôle.

5.3.3 Contrôle d'un bruit blanc

Pour commencer, nous avons voulu tester les performances des contrôleurs pour le contrôle d'une source de bruit blanc. Afin de se limiter à la bande de fréquences qui nous intéresse, nous avons diffusé à 8192 Hz un bruit « blanc » entre 50 et 3000 Hz, directement via l'enregistreur OROS. Nous comparons dans les paragraphes suivants l'atténuation fréquentielle fournie par le Compars et par le Zen pour une référence électrique (le signal d'entrée du haut-parleur primaire) et une référence microphonique éloignée. Les DSP montrées dans ces paragraphes ont été directement calculées par l'OROS, après convergence des algorithmes. Notons que les microphones électrets ont été pré-amplifiés par un amplificateur ICP⁷ uniquement pour le Compars, le Zen disposant d'amplificateurs intégrés.

Le Compars a été utilisé à une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz et le Zen à une fréquence d'échantillonnage de 8680,56 Hz ($\frac{f_{e_{max}}}{9}$). Nous avons choisi pour les deux contrôleurs des filtres anti-repliement de type Chebychev d'ordre 6 avec une fréquence de coupure 3000 Hz. Pour les deux contrôleurs la réponse impulsionnelle de la fonction de transfert secondaire a été identifiée par LMS avec un bruit blanc. On montre à la figure 5.11 le module de la fonction de transfert secondaire et sa réponse impulsionnelle estimée par le Zen sous forme d'un FIR de 80 coefficients (ce qui correspond à environ 9 ms à 8680,56 Hz, soit plus de 3 m de propagation

⁷Amplificateur PCB Piezotronics 480E09

acoustique directe).

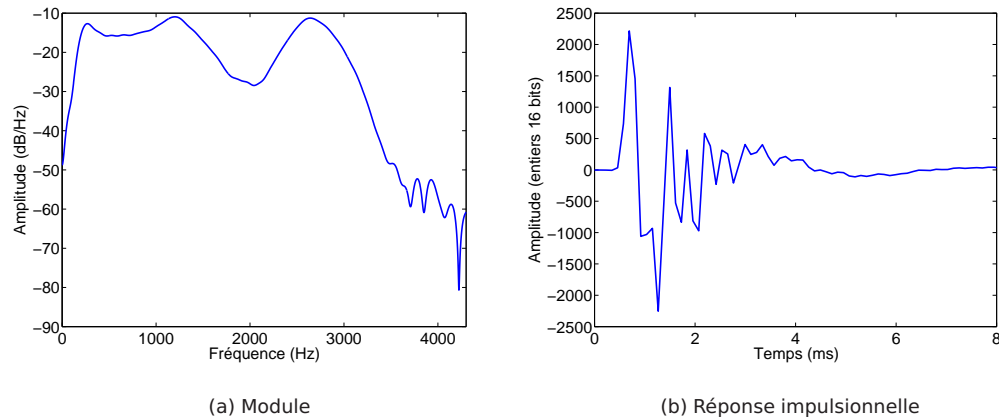


FIG. 5.11 : Fonction de transfert secondaire du système { casque téléphonique + contrôleur Zen } utilisé à une fréquence d'échantillonnage de 8680,56 Hz : module de la fonction de transfert (a) et réponse impulsionnelle de la fonction de transfert (b)

On voit sur la figure 5.11(b) que la fonction de transfert secondaire du casque actif présente pour cette fréquence d'échantillonnage un retard global de 0,7 ms (équivalent à 24 cm de propagation acoustique directe), sachant que le filtre anti-repliement introduit lui-même un retard de 0,27 ms. On retrouve de plus sur la figure 5.11(a) le module d'amplitude non constante correspondant à la fonction de transfert du casque téléphonique (cf. figure 5.4).

Référence électrique

Afin de tester les contrôleurs dans des conditions de bon fonctionnement du contrôle, nous avons commencé par contrôler un bruit blanc avec une référence électrique, c'est à dire en prenant comme référence le signal de commande du haut-parleur primaire. Pour les deux contrôleurs on a choisi de calculer le filtre de contrôle sous forme d'un filtre FIR de 130 coefficients (ce qui correspond à 16 ms à 8680,56 Hz, soit plus de 5 m de propagation acoustique directe). La figure 5.12 montre le filtre de contrôle obtenu après convergence de l'algorithme par le contrôleur Zen.

On retrouve sur la figure 5.12 le fait que le retard global du filtre de contrôle (3,7 ms) correspond à la distance de propagation acoustique directe (1,3 m) entre la référence (la source primaire) et le microphone d'erreur.

La figure 5.13 permet de comparer les performances du contrôle réalisé avec le Compars et avec le Zen dans ces conditions. Les gains et les coefficients de conver-

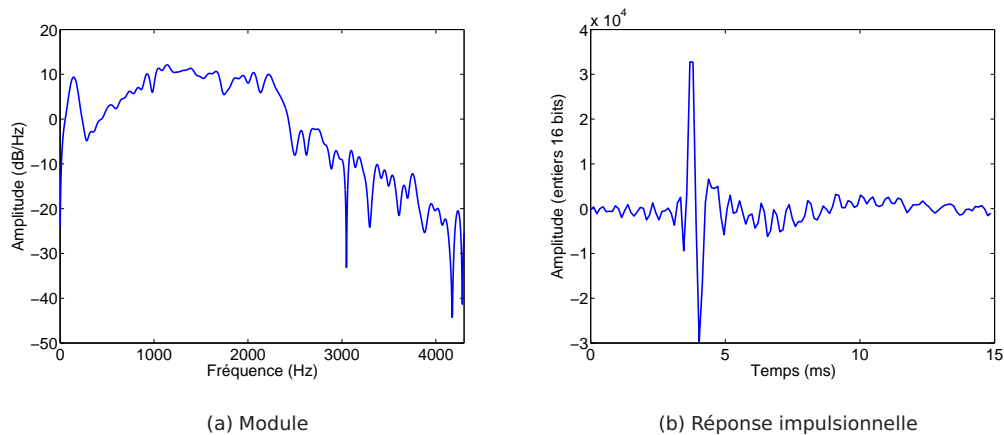


FIG. 5.12 : Filtre de contrôle pour le contrôle d'un bruit blanc par le contrôleur Zen à 8680,56 Hz avec une référence électrique : module du filtre (a) et réponse impulsionnelle du filtre (b)

gence des contrôleurs ont été ajustés pour fournir le meilleur contrôle possible. Notons que les performances d'un contrôle sont habituellement montrés sur le microphone d'erreur. Afin d'avoir également une idée de l'atténuation obtenue directement à l'oreille des opérateurs, nous montrons également sur la figure 5.13(b) l'atténuation fournie par le contrôle sur le micro-oreille de la tête artificielle.

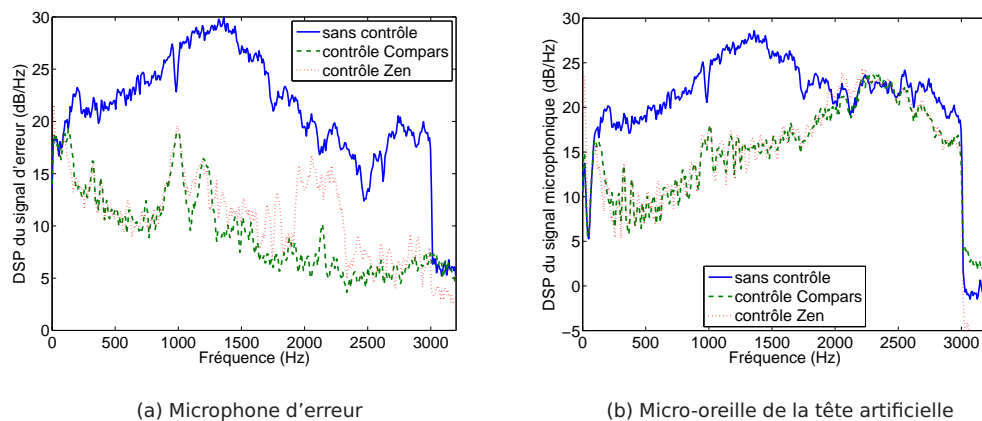


FIG. 5.13 : Contrôle d'un bruit blanc réalisé à 8 kHz avec une référence électrique : atténuation obtenue sur le microphone d'erreur (a) et sur le micro-oreille de la tête artificielle (b) - DSP du signal sans contrôle (—), avec contrôle réalisé par le Compars (- - -) et avec contrôle réalisé par le Zen (· · ·)

La figure 5.13(a) montre que le Compars et le Zen fournissent une atténuation similaire à une faiblesse près du Zen autour de 2000 Hz. Le bruit blanc est donc très bien contrôlé avec une référence électrique : le contrôle peut fournir jusqu'à 15 dB d'atténuation entre 50 et 3000 Hz. Notons que le bruit blanc n'a pas du tout un spectre plat au niveau du microphone d'erreur : il est en effet très coloré par l'espace

clos compris entre le casque et le conduit auditif de la tête artificielle.

La figure 5.13(b) montre que l'atténuation obtenue sur le micro-oreille de la tête artificielle est inférieure à celle fournie sur le microphone d'erreur, mais qu'elle reste néanmoins tout à fait notable : le bruit est atténué d'environ 10 dB entre 50 et 2000 Hz.

Référence microphonique éloignée

Afin d'évaluer les performances du contrôle avec un microphone de référence éloigné et d'observer notamment à quelle distance limite du haut-parleur secondaire le microphone de référence ne permet plus au contrôle de fonctionner (i.e. rend le contrôle non causal), nous avons cherché à contrôler le bruit blanc, avec le Comparis uniquement, pour différentes positions du microphone de référence éloigné. La figure 5.14 montre l'atténuation fournie par le contrôle sur le microphone d'erreur pour un microphone de référence placé à 1,05 m, à 55 cm et à 25 cm du casque.

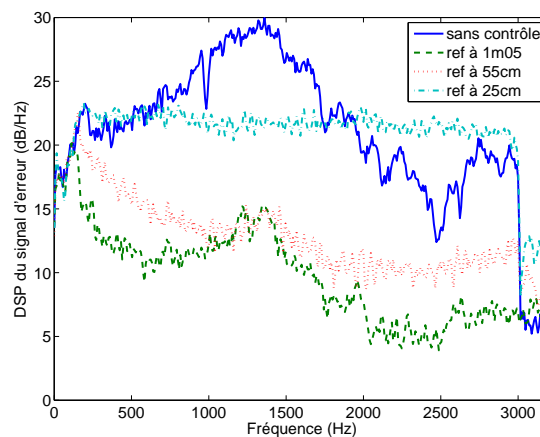


FIG. 5.14 : Contrôle d'un bruit blanc réalisé avec le Comparis à 8 KHz pour une référence microphonique éloignée : atténuation obtenue sur le microphone d'erreur sans contrôle (—) et avec contrôle pour un microphone de référence placé à 1,05 m (- - -), à 55 cm (· · ·) et à 25 cm (- · -) du microphone d'erreur

On peut voir sur la figure 5.14 que le contrôle devient de moins en moins bon à mesure que le microphone de référence se rapproche du casque. Notons que pour une distance supérieure à 1,05 m le contrôle fournissait à peu près la même atténuation que pour 1,05 m. La limite de fonctionnement du contrôle est atteinte pour une distance de 25 cm, ce qui correspond bien au retard de la fonction de transfert secondaire du système estimé plus haut (cf. figure 5.11). Notons que pour la distance de 25 cm le contrôle a tendance à « aplatir » le spectre du bruit, c'est à dire qu'il

atténue le pic de niveau autour de 1500 Hz mais qu'il régénère du bruit au-delà de 2000 Hz.

Sachant que le bruit blanc (même s'il est coloré ici) n'est pas un signal prédictible et que le contrôle ne fonctionnait pas pour un microphone de référence distant de moins de 25 cm du casque, nous n'avons pas testé le contrôle du bruit blanc avec un microphone de référence proche.

5.3.4 Contrôle d'un signal de parole

Après avoir vérifié le bon fonctionnement des contrôleurs sur un bruit blanc, nous les avons testés sur un signal de parole. Le signal de parole utilisé correspond à la séquence de 10 phrases (intercalées de phases de silence) enregistrée par un des locuteurs lors de nos premiers enregistrements en chambre sourde (cf. section 3.2.2 chapitre 3). Ce signal a été diffusé par le haut-parleur primaire à 8192 Hz directement via l'OROS. Les figures montrées dans les sections suivantes présentent l'atténuation fournie par le contrôle, en temporel (a) et en fréquentiel (b) (la DSP des signaux a été ici moyennée sur la longueur d'une phrase environ, soit 1,3 s, autour de 33 s).

Pour ces expériences de contrôle d'un signal de parole, nous avons conservé la fréquence d'échantillonnage de 8 kHz pour le Compars mais nous avons choisi une fréquence de 39062,5 Hz ($\frac{f_{e_{max}}}{2}$) pour le Zen. L'intérêt de se placer à une telle fréquence d'échantillonnage était de réduire au maximum le retard de la fonction de transfert secondaire pour pouvoir tester le fonctionnement d'un contrôle réalisé avec un microphone de référence proche.

Pour cette fréquence d'échantillonnage, nous avons choisi une longueur de filtre de contrôle de 1000 coefficients (le maximum autorisé par le Zen) et nous avons ré-identifié la fonction de transfert secondaire, en ayant pris le soin au préalable de choisir un filtre anti-repliement plus adapté. A une telle fréquence d'échantillonnage, l'intérêt est de pouvoir supprimer le filtre anti-repliement, ce que nous avons pratiquement fait en le choisissant sous la forme d'un filtre Butterworth d'ordre 1 avec une fréquence de coupure haute de 19531 Hz (le filtre anti-repliement a alors un retard global de 0,02 ms). La fonction de transfert secondaire ainsi ré-identifiée pour le Zen est montrée à la figure 5.15. On peut voir sur cette figure que sa réponse impulsionnelle (estimée par un FIR de 200 coefficients) présente un retard global de 0,43 ms, qui est bien inférieur au retard de la fonction de transfert secondaire pour le contrôleur utilisé à 8680,56 Hz mais qui reste néanmoins très supérieur au délai de propagation acoustique entre le microphone de référence proche et le haut-parleur secondaire (0,03 ms).

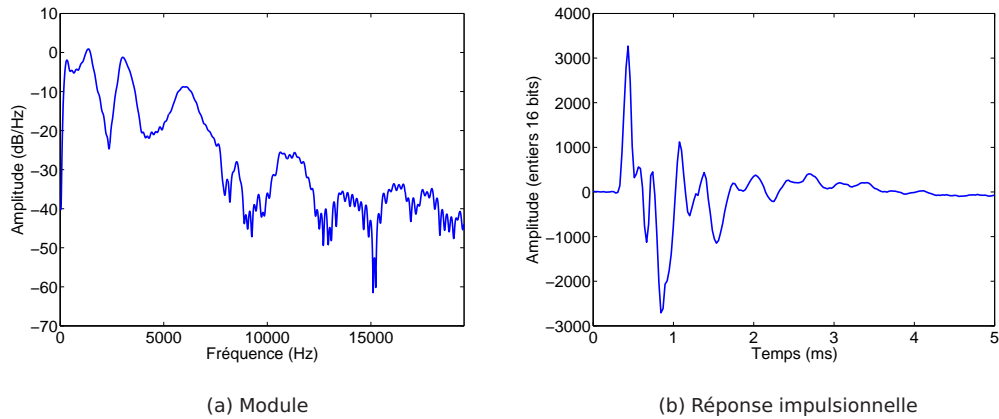


FIG. 5.15 : Fonction de transfert secondaire du système { casque téléphonique + contrôleur Zen } utilisé à une fréquence d'échantillonnage de 39062,5 Hz : module de la fonction de transfert (a) et réponse impulsionnelle de la fonction de transfert (b)

Référence électrique

Afin de tester les contrôleurs sur un signal de parole dans des conditions favorables au contrôle, nous avons commencé par les faire fonctionner avec une référence électrique (comme pour le bruit blanc). La figure 5.16 permet de comparer les performances du contrôle réalisé avec le Compars et avec le Zen dans ces conditions. Les gains et les coefficients de convergence des contrôleurs ont été ajustés pour fournir le meilleur contrôle possible.

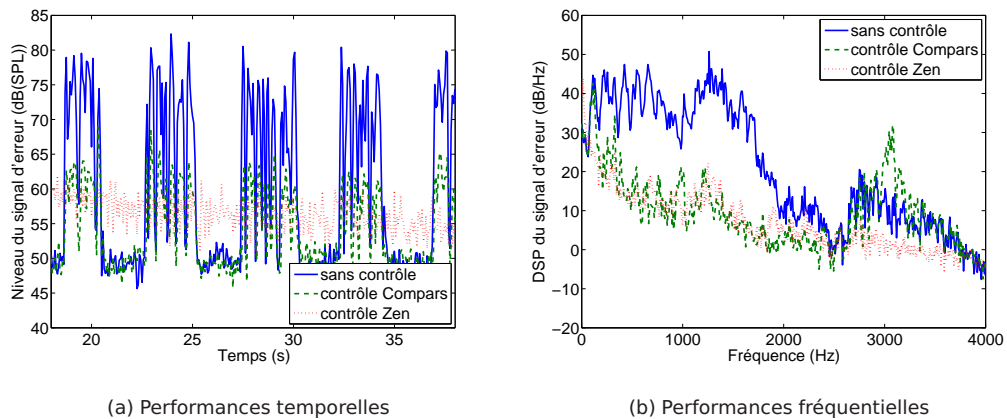


FIG. 5.16 : Contrôle d'un signal de parole pour une référence électrique : atténuation obtenue en temporel (a) et en fréquentiel (b) - Signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle réalisé par le Compars (à 8 kHz) (- - -) et avec contrôle réalisé par le Zen (à 39 kHz) (· · ·)

La figure 5.16 montre que les deux contrôleurs sont capables de bien contrôler

un signal de parole (large bande et instationnaire) avec un algorithme normalisé. La figure 5.16(b) montre notamment que l'atténuation obtenue après convergence avec le Compars à 8 kHz est équivalente à celle du Zen à 39 kHz et peut monter jusqu'à 20 dB en-dessous de 2000 Hz. Dans les deux cas on peut noter à l'écoute une nette atténuation du signal de parole. Remarquons que le pic de régénération obtenu autour de 3000 Hz pour le contrôle réalisé avec le Compars correspond au fait que le filtre anti-repliement de ce contrôleur coupait à cette fréquence.

Notons que le signal d'erreur contrôlé par le Zen peut sembler étrange sur la figure 5.16(a) : ceci correspond au fait que le rapport signal sur bruit était moins bon pour les enregistrements réalisés avec le Zen que pour ceux réalisés avec le Compars. D'autre part, dans la séquence de contrôle présentée ici pour le Zen, le contrôle a été mis en marche pendant l'enregistrement, comme on peut le voir sur la figure 5.17 (alors que l'enregistrement du contrôle réalisé avec le Compars a été effectué après convergence de l'algorithme). Cette figure permet également d'avoir une idée du temps de convergence de l'algorithme. Ce temps de convergence est assez long mais, une fois établi, le filtre de contrôle permet de poursuivre le signal de parole correctement (le coefficient de convergence a été choisi petit ici ($\mu = 0,01$) pour que l'algorithme ne diverge pas).

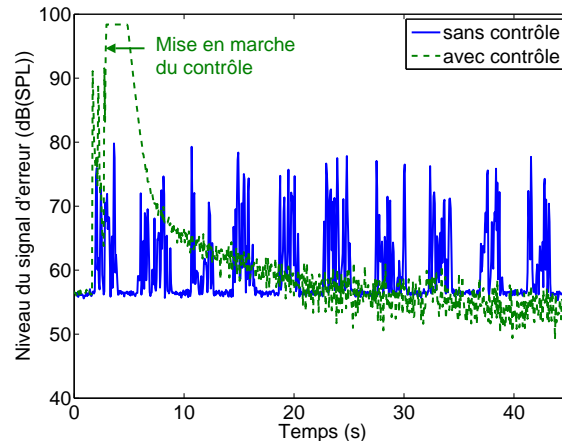


FIG. 5.17 : Convergence du contrôle d'un signal de parole réalisé avec le Zen à 39 kHz pour une référence électrique : atténuation obtenue sur le microphone d'erreur sans contrôle (—) et avec contrôle (- - -)

Référence microphonique proche

Du fait de la prédictibilité du signal de parole, nous avons également voulu réaliser l'expérience de contrôle temps-réel avec un microphone de référence proche (le microphone fixé sur l'oreillette du casque, situé à environ 2 cm du microphone d'er-

reur, cf. figure 5.2). Dans cette configuration le filtre de contrôle calculé par le Zen après convergence est montré à la figure 5.18. Sa réponse impulsionnelle a été identifiée par un filtre FIR de 1000 coefficients.

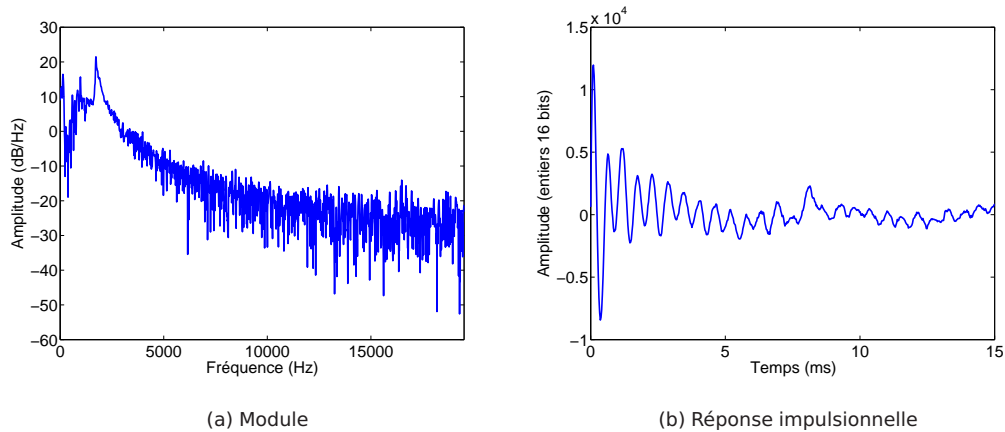


FIG. 5.18 : Filtre de contrôle pour le contrôle d'un bruit blanc par le contrôleur Zen à 39 kHz avec une référence proche : module du filtre (a) et réponse impulsionnelle du filtre (b)

La figure 5.18 montre que le retard global du filtre de contrôle est de 0,1 ms, ce qui est supérieur au délai de propagation acoustique entre le microphone de référence proche et le microphone d'erreur (0,06 ms). Le filtre de contrôle n'a donc pas pu, dans ces conditions, estimer correctement la fonction de transfert primaire.

Nous montrons néanmoins à la figure 5.19 la comparaison du contrôle du signal de parole réalisé avec le Compars et avec le Zen pour un microphone de référence proche.

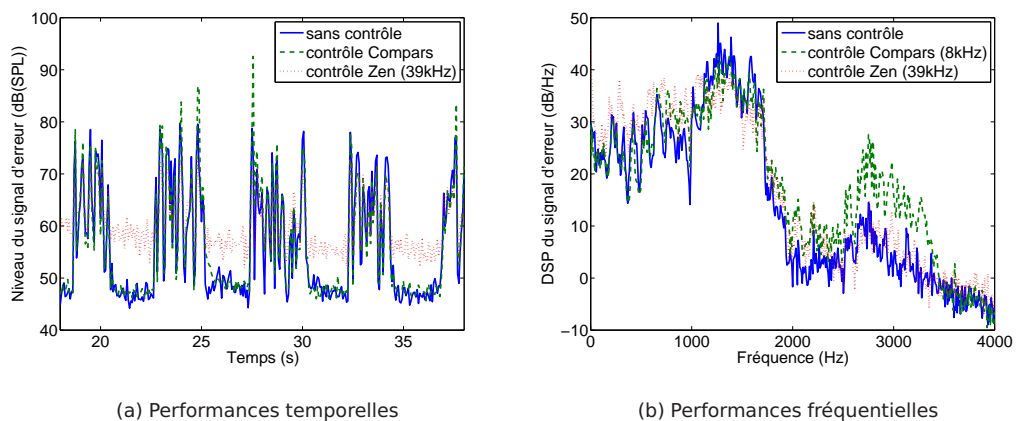


FIG. 5.19 : Contrôle d'un signal de parole pour une référence proche : atténuation obtenue en temporel (a) et en fréquentiel (b) - Signal d'erreur sans contrôle (—), avec contrôle réalisé par le Compars (à 8 kHz) (- - -) et avec contrôle réalisé par le Zen (à 39 kHz) (· · ·)

Remarquons comme au paragraphe précédent que le rapport signal sur bruit de l'enregistrement réalisé avec le Zen était moins bon que pour le Compars. L'intégralité de l'enregistrement de la séquence contrôlée est montrée à la figure 5.20.

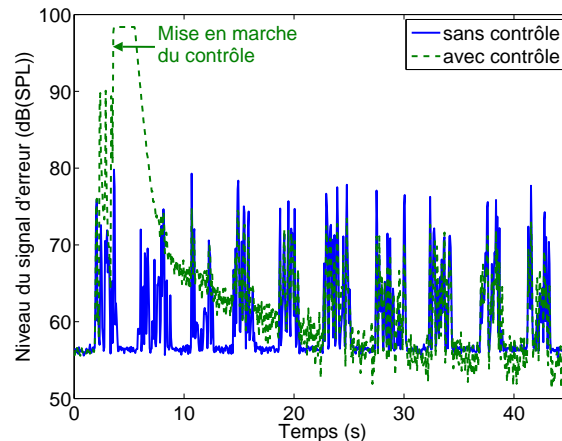


FIG. 5.20 : Convergence du contrôle d'un signal de parole réalisé par le Zen à 39 KHz avec un microphone de référence proche : atténuation obtenue sur le microphone d'erreur sans contrôle (—) et avec contrôle (- - -)

On peut observer sur la figure 5.19 que les deux contrôleurs parviennent à converger vers un filtre de contrôle stable mais ne semblent pas parvenir à atténuer le signal de parole : même si quelques zones de fréquence sont atténuées, d'autres sont régénérées. En réalité, nous avons remarqué que le contrôle fournissait une légère atténuation du signal de parole avec le contrôleur Zen sur le micro-oreille de la tête artificielle. On peut effet voir sur la figure 5.21 que le contrôle parvient à « raboter » le pic du spectre autour de 1500 Hz.

La figure 5.21 nous permet de constater que, grâce à sa fonction de transfert secondaire qui présente un retard plus faible que celle du Compars, le contrôleur Zen parvient à atténuer légèrement le signal de parole. Notons pourtant que cette fonction de transfert secondaire rend tout de même la configuration de contrôle non causale avec un microphone de référence proche. Il semble donc que le fait qu'on puisse légèrement contrôler le signal de parole dans cette configuration soit dû à la prédictibilité du signal.

Notons de plus que nous avons également essayé de faire fonctionner le contrôleur Zen en compensant *feedback sur la référence* mais que cette compensation n'a pas permis d'obtenir un meilleur contrôle. Ce qu'on appelle le « feedback sur la référence » correspond au fait que le microphone de référence peut capter une partie

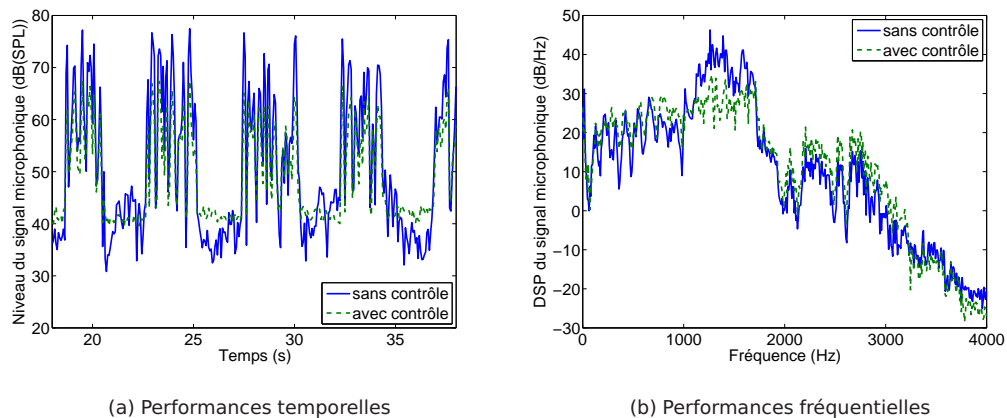


FIG. 5.21 : Contrôle d'un signal de parole réalisé par le Zen à 39 kHz avec un microphone de référence proche : atténuation obtenue en temporel (a) et en fréquentiel (b) sur le micro-oreille de la tête artificielle - Signal microphonique sans contrôle (—) et avec contrôle (- - -)

du signal d'anti-bruit s'il est placé trop près de la source secondaire (ce qui est notamment le cas d'un casque ouvert tel que le casque téléphonique que nous avons utilisé). Ce phénomène peut déstabiliser l'algorithme FXLMS mais il est possible de compenser son effet [15, Chap.3].

En conclusion, nous venons de voir qu'il était possible avec le casque téléphonique actif que nous avons étudié de contrôler efficacement un signal large bande jusqu'à 3000 Hz en champ libre, avec une référence électrique ou avec un microphone de référence suffisamment éloigné de la zone de minimisation. Ce résultat devrait être validé en champ complexe pour être en particulier transposable aux centres d'appels.

Nous avons également confirmé que l'algorithme NFXLMS était bien adapté au contrôle de signaux de parole, et qu'il permettait d'atténuer la partie la plus énergétique du signal (en-dessous de 2000 Hz) avec une référence électrique.

Enfin, nous avons vu qu'il était possible d'atténuer très légèrement le signal de parole avec un microphone de référence proche en travaillant avec un contrôleur à 39 kHz, cette fréquence d'échantillonnage permettant de supprimer le filtre anti-repliement et de réduire le retard introduit par la fonction de transfert secondaire. Malgré ce retard réduit, cette fonction de transfert secondaire rend la configuration de contrôle non causale mais le signal peut-être légèrement atténué du fait de sa prédictibilité. Notons enfin que nous avons pu vérifier que le contrôle atténuait le bruit non seulement sur le microphone d'erreur mais également au niveau du tympan (micro-oreille de la tête artificielle), ce qui est rassurant dans la perspective de diminuer la gêne directement perçue par les opérateurs des centres d'appels.

5.4 Conclusion

Après avoir étudié en détail la fonction de transfert secondaire d'un casque téléphonique actif (que l'on peut séparer en une partie due à la réponse du haut-parleur sur le microphone d'erreur et une partie due au contrôleur temps-réel), nous pouvons conclure que :

- bien que la théorie (cf. chapitre 3) nous ait indiqué qu'il était préférable d'utiliser un microphone de référence proche pour contrôler sous casque le bruit des centres d'appels, la technologie actuelle ne permet pas de contrôler efficacement un signal de parole en temps-réel car le système matériel (casque et contrôleur) introduit un retard trop important dans le traitement des signaux.
- Les casques téléphoniques actuels, qui utilisent des haut-parleurs électro-dynamiques et qui sont souvent équipés d'un système électronique interne qui rajoute du retard à leur fonction de transfert, ne semblent pas être utilisables tels qu'ils sont conçus actuellement pour servir de base à un casque actif feed-forward mono-référence proche.
- Notons de plus que le retard de groupe de la fonction de transfert secondaire n'est pas le seul paramètre limitant le contrôle, la forme de son module pouvant aussi s'avérer très critique. Il serait donc souhaitable de concevoir un casque introduisant le moins de retard possible et présentant un module plat dans la bande de fréquences qui nous intéresse (300-3400 Hz). Il serait envisageable de se tourner vers un casque à haut-parleurs piézoélectriques [7, 49], ceux-ci introduisant moins de retard dans la diffusion du son.
- Enfin, même si le contrôleur Zen que nous avons testé fonctionne à haute-fréquence d'échantillonnage, il serait souhaitable de tester un contrôleur à plus haute fréquence d'échantillonnage, en supprimant réellement les filtres anti-repliement afin de réduire au maximum son temps de latence.

Les résultats encourageants obtenus pour le contrôle temps-réel d'un signal de parole en référence proche, montrant qu'il était possible de fournir une légère atténuation malgré une configuration de contrôle non causale et ce du fait de la prédictibilité de la parole, pourraient nous amener à étudier une autre configuration de contrôle : le *feedback adaptatif*. Ce type de contrôle, qui consiste à utiliser le microphone d'erreur comme microphone de référence, présente l'avantage d'être optimal du point de vue de la cohérence mais l'inconvénient d'être plus instable que le contrôle par feed-forward [23, Chap.6]. D'autre part, ce type de contrôle est par définition non causal, quel que soit le système matériel utilisé, d'où l'importance de limiter d'autant plus les retards dans la fonction de transfert secondaire.

Une autre perspective d'amélioration pour un casque actif destiné aux centres d'appels serait de s'orienter vers un casque hybride feedback/feedforward. De nombreuses études portant sur des casques [34, 36, 47] ou sur des bouchons d'oreille [36, 49] fonctionnant par feedback ont montré qu'il était possible d'améliorer les performances du contrôle de bruit large bande en ajoutant un système fonctionnant par feedforward, avec un microphone de référence fixé sur l'oreillette du casque ou à l'extérieur du bouchon. De tels systèmes sont souvent utilisés lorsque le bruit à contrôler est composé d'un bruit large bande et de composantes tonales [36, 49], par exemple un bruit d'hélicoptère. Dans ce cas, le contrôle par feedforward peut même être remplacé par un contrôle par feedback adaptatif [47]. Le bruit large bande basses fréquences est contrôlé par feedback et les composantes tonales hautes fréquences sont contrôlées par feedforward. Mais les systèmes hybrides peuvent également être utilisés pour traiter un bruit large bande sans composantes tonales [34].

Il est intéressant de noter que, au-delà de fournir des atténuations complémentaires, le contrôle par feedback et le contrôle par feedforward améliorent réciproquement leur compromis performance/stabilité dans la mesure où la présence de l'un permet d'augmenter le gain de l'autre (le « gain » du contrôle par feedforward correspond à son coefficient de convergence). Il est possible aussi d'utiliser cet avantage pour conserver des gains faibles afin de pouvoir augmenter la marge de gain avant instabilité. Ceci peut être utile dans le cas où le casque est amené à être souvent bougé, ce qui entraîne de fortes variations de la fonction de transfert secondaire. Notons que la présence de la coque est importante pour les deux types de contrôle, d'une part pour limiter les fluctuations de la fonction de transfert secondaire (dans ce cas, le bouchon d'oreille est également avantageux) et d'autre part parce que la coque introduit un retard supplémentaire entre le microphone de référence et le haut-parleur secondaire, ce qui permet au contrôle par feedforward de fonctionner même dans une configuration a priori non causale.

Conclusion et perspectives

Cette thèse constitue une contribution à l'avancement de la connaissance sur le contrôle par feedforward, notamment sur l'utilisation de systèmes multi-références et sur l'importance des contraintes de cohérence et de causalité sur l'efficacité du contrôle. Elle contribue également à mieux cerner l'utilité d'algorithmes fréquentiels, peu utilisés en contrôle actif, pour le traitement de signaux instationnaires. Enfin, cette thèse présente un aspect pratique grâce à la présentation conjointe de simulations numériques basées sur des enregistrements sonores et d'une expérience de contrôle réalisée en temps-réel. Ces travaux ont permis de fournir un certain nombre de résultats permettant d'évaluer la capacité d'un dispositif de contrôle par feedforward à atténuer le bruit perçu par les opérateurs de centres d'appels téléphoniques.

Pour contrôler un signal de centre d'appels, instationnaire et large bande (300-2000 Hz), nous avons montré qu'il était intéressant d'utiliser directement le casque téléphonique des opérateurs afin de réaliser un contrôle local. Nous avons de plus montré qu'il était nécessaire d'avoir recours à un dispositif de contrôle par feedforward, d'une part parce que les dispositifs de contrôle par feedback sont limités aux basses fréquences et qu'il est nécessaire de munir les casques fonctionnant sur ce principe de coques rigides pour compléter l'atténuation active par une atténuation passive au-delà de 500 Hz, et d'autre part parce que dans un contexte de bruit généré par des sources multiples il semblait intéressant de se pencher vers un système multi-références.

D'un point de vue acoustique, nous avons vu que la contrainte de causalité limitait finalement moins le contrôle que la contrainte de cohérence entre le signal d'erreur et le signal de référence, ce qui nous a amené à retenir une configuration consistant à n'utiliser qu'un seul microphone de référence placé à quelques centimètres du microphone d'erreur. Cette configuration « mono-référence proche » s'est avérée donner de meilleurs résultats de contrôle qu'une configuration utilisant plusieurs microphones de référence éloignés, en raison d'une mauvaise cohérence entre ces microphones et le microphone d'erreur dans le champ acoustique complexe des centres d'appels.

D'un point de vue algorithmique, nous avons vu que l'algorithme LMS présentait le meilleur compromis atténuation/adaptativité/simplicité de mise en oeuvre pour le contrôle de sons instationnaires et notamment pour le bruit des centres d'appels, principalement composé de signaux de parole. Nous avons montré en outre que la normalisation temporelle du LMS était essentielle à la stabilité de l'algorithme, notamment pour des signaux présentant des changements brusques de niveaux. Les algorithmes fréquentiels (Fast LMS et GMDF α), bien adaptés au traitement de signaux large bande, se sont avérés moins performants dans le cadre d'un contrôle causal temps-réel.

D'un point de vue technologique, nous avons vu que les casques téléphoniques actuellement utilisés en centres d'appels étaient mal adaptés au contrôle par feedforward dans une configuration mono-référence proche, en raison du retard de groupe et des variations d'amplitude de la réponse des haut-parleurs sur le microphone d'erreur. Nous avons montré, notamment grâce à une expérience de contrôle temps-réel, qu'il était de plus nécessaire d'utiliser un contrôleur travaillant à très haute-fréquence d'échantillonnage et présentant un temps de latence plus faible que les contrôleurs actuellement disponibles.

Nous avons néanmoins montré qu'il était possible d'atténuer légèrement un signal de parole en utilisant un casque téléphonique équipé d'un système feedforward mono-référence proche par oreille, notamment en raison de la prédictibilité des signaux de parole. Ce résultat encourageant nous invite à penser qu'il pourrait être astucieux dans la suite de cette étude d'évaluer les performances d'un casque hybride feedback/feedforward, voire feedback/feedback adaptatif (en utilisant le microphone d'erreur comme microphone de référence), cette combinaison permettant d'améliorer les performances et la stabilité des deux types de contrôle. Notons de plus qu'il serait intéressant d'envisager l'adaptation d'un tel casque actif sous la forme d'oreillettes intra-auriculaires ou de bouchons d'oreille, ces derniers permettant à la fois de réduire les possibilités de variation de la fonction de transfert secondaire, notamment en cas de mouvements de la tête de l'opérateur, et de rapprocher la zone de minimisation du bruit du tympan.

Cette dernière remarque nous amène à une autre perspective de poursuite de cette étude qui pourrait concerner l'évaluation psychoacoustique de l'efficacité du contrôle. Notons que, dans notre application, le but recherché par le casque actif est de réduire le bruit de fond du centre d'appels pour augmenter l'intelligibilité des conversations téléphoniques. Il conviendrait donc de valider l'atténuation fournie par le contrôle par des calculs d'indices d'intelligibilité voire par des tests psychoacoustiques, en laboratoire et *in situ*. Rappelons qu'un des nouveaux enjeux du contrôle actif est de viser dès la conception l'obtention d'une atténuation efficace d'un point de vue

perceptif. Un projet visant à étudier la faisabilité du contrôle temps-réel de la *sonie*, et non de la pression acoustique, est à l'étude au LMA. La difficulté d'un tel projet réside dans le fait qu'il n'existe actuellement pas de méthode de calcul temps-réel de la sonie et qu'il est toujours délicat d'estimer la sonie de sons instationnaires [6].

Références bibliographiques

- [1] « Le bruit ». Dossiers Web de l'INRS, <http://www.inrs.fr>, 2006. Décret n°2006-892 de la directive européenne 2003/10/CE. (cité page 5)
- [2] « Travail en centres d'appels téléphoniques ». Dossiers Web de l'INRS, <http://www.inrs.fr>, 2006. (cité pages 4 et 5)
- [3] BORDIER (C.). *Contrôle actif acoustique de sources inaccessibles*. Thèse de doctorat, Université de la Méditerranée (Aix-Marseille II), 2003. (cité page 16)
- [4] BOUDIER (A.), FRIOT (E.) et PINHÈDE (C.). « Acoustic feasibility of feed-forward control in call centers ». Dans *Proceedings of Active '06*, Adelaïde, Australia, Sep 2006. 12 pages sur CD-ROM. (cité page 76)
- [5] BOUDIER (A.), FRIOT (E.) et PINHÈDE (C.). « Contrôle actif du bruit dans les centres d'appels : étude de faisabilité acoustique ». Dans *Actes du 8^e Congrès Français d'Acoustique (CFA 2006)*, Tours, Avr 2006. 4 pages sur CD-ROM. (cité page 76)
- [6] BOULLET (I.). *La sonie des sons impulsionnels : Perception, Mesures et Modèles*. Thèse de doctorat, Université de la Méditerranée (Aix-Marseille II), 2005. (cité page 141)
- [7] BÉRA (J. C.), SUNYACH (M.) et BUCK (K.), « Testing of different types of active hearing protectors », *Acta Acustica united with Acustica*, **3**, 1995, p. 203–207. (cité page 136)
- [8] BRAMMER (A. J.), CRABTREE (R. B.), PETERSON (D. R.), CHERNIACK (M. G.) et GULLAPALLI (S.). « Active headsets : Influence of control structure on communication signals and noise reduction ». Dans *Proceedings of Active '04*, p. sur CD-ROM, Williamsburg, USA, Sep 2004. (cité page 16)
- [9] BRAMMER (A. J.) et PAN (G. J.). « Application of adaptive feedforward active noise control to communication headsets : use of subject-specific and synthesized error-path models ». Dans *Proceedings of Active '99*, p. 695–704, Fort Lauderdale, USA, Dec 1999. (cité page 114)

- [10] BRAMMER (A. J.), PAN (G. J.) et CRABTREE (R. B.). « Adaptive feedforward active noise reduction headset for low-frequency noise ». Dans *Proceedings of Active '97*, p. 365–372, Budapest, Hungary, Aug 1997. (cité page 104)
- [11] CALLIOPE, *La Parole et son Traitement automatique*. Collection Technique et Scientifique des Télécommunications (CNET-ENST), Masson, 1989. (cité pages 14, 20 et 87)
- [12] CARMÉ (C.). *Absorption acoustique active dans les cavités*. Thèse de doctorat, Université de la Méditerranée (Aix-Marseille II), 1987. (cité pages 11, 24 et 27)
- [13] CARTES (D. A.), RAY (L. R.) et COLLIER (R. D.), « Experimental evaluation of leaky least-mean-square algorithms for active noise reduction in communication headsets », *Journal of the Acoustical Society of America*, **111**(4), Apr 2002, p. 1758–1771. (cité page 89)
- [14] COMBESCURE (P.), « 20 listes de dix phrases phonétiquement équilibrées », *Revue d'Acoustique*, **56**, 1981, p. 34–38. (cité page 50)
- [15] ELLIOTT (S. J.), *Signal Processing for Active Control*. Academic Press, London, 2001. (cité pages 11, 15, 43, 45, 47, 81, 82, 92, 93, 109, 110, 111, 113, 114, 135 et 151)
- [16] ELLIOTT (S. J.) et RAFAELY (B.), « Frequency-domain adaptation of causal digital filters », *IEEE Transactions on Signal Processing*, **48**(5), May 2000, p. 1354–1364. (cité pages 93 et 94)
- [17] EPAIN (N.). *Applications des techniques de contrôle actif à la reproduction étendue de champs sonores basses fréquences*. Thèse de doctorat, Université de la Méditerranée (Aix-Marseille II), 2007. (cité page 11)
- [18] FILLON (T.). *Traitement numérique du signal acoustique pour une aide aux malentendants*. Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, spécialité Signal et Images, 2004. (cité pages 98 et 102)
- [19] FRIOT (E.). « Control of low-frequency wall reflections in an anechoic room ». Dans *Proceedings of Active '06*, p. sur CD-ROM, Adelaïde, Australia, Sep 2006. (cité page 11)
- [20] FRIOT (E.), « Infinite non-causality in active cancellation of random noise », *Journal of Sound and Vibration*, **290**(3), Mar 2006, p. 597–618. (cité pages 19 et 113)

- [21] FRIOT (E.). *Limites et outils d'optimisation du contrôle acoustique actif*. Mémoire d'Habilitation à Diriger des Recherches, Université de la Méditerranée (Aix-Marseille II), 2007. (cité page 46)
- [22] HAYKIN (S.), *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, Fourth Edition, 2002. (cité pages 56, 82, 90 et 91)
- [23] KUO (S. M.) et MORGAN (D. R.), *Active Noise Control Systems, Algorithms and DSP Implementations*. John Wiley and Sons, New York, 1996. (cité pages 11, 26, 81, 82, 84, 114, 122 et 136)
- [24] L'ESPÉRANCE (A.) et PAILLARD (B.). « Conception d'un nouveau protecteur individuel anti-bruit "ouvert" ». Etudes et Recherches Rapport R-217, IRRST, Mai 1999. (cité pages 16 et 114)
- [25] LUEG (P.). « Process of silencing sound oscillations », 1936. Brevet US2043416. (cité page 11)
- [26] MORGAN (D.) et THI (J.), « A delayless subband adaptive filter architecture », *IEEE Transactions on Signal Processing*, **43**(8), Aug 1995, p. 1819–1830. (cité page 101)
- [27] NELSON (P. A.) et ELLIOTT (S. J.), *Active Control of Sound*. Academic Press, London, 1992. (cité pages 11, 12, 13, 25 et 44)
- [28] NEWLAND (D. E.), *An Introduction to Random Vibrations, Spectral and Wavelet Analysis*. Longman Scientific and Technical, 3rd Edition, 1993. (cité pages 43, 69 et 153)
- [29] OH (S. H.), KIM (H. S.) et PARK (Y.), « Active control of road booming noise in automotive interiors », *Journal of the Acoustical Society of America*, **111**(1), Jan 2002, p. 180–188. (cité page 17)
- [30] OLSON (H.), « Electronic control of noise, vibration, and reverberation », *Journal of the Acoustical Society of America*, **28**, 1956, p. 966–972. (cité page 24)
- [31] PAN (G. J.), BRAMMER (A. J.), ZERA (J.) et GOUBRAN (R.). « Application of adaptive feed-forward active noise control to a circumaural hearing protector ». Dans *Proceedings of Active '95*, p. 1319–1326, Newport Beach, USA, Jul 1995. (cité page 16)
- [32] PLANEAU (V.) et ROBINET (D.). « Evaluation de l'exposition sonore quotidienne des opérateurs de centres d'appels téléphoniques ». Les notes scientifiques et techniques de l'INRS (<http://www.inrs.fr>) NS 0231, INRS, Fév 2003. (cité pages 5 et 10)

- [33] PRADO (J.) et MOULINES (E.), « Frequency-domain adaptive filtering with applications to acoustic echo cancellation », *Annales des Télécommunications*, **49**(7–8), 1994, p. 413–428. (cité pages 98 et 101)
- [34] RAFAELY (B.) et JONES (M.), « Combined feedback-feedforward active noise-reducing headset - the effect of the acoustics on broadband performance », *Journal of the Acoustical Society of America*, **112**(3), Sep 2002, p. 981–989. (cité pages 15 et 137)
- [35] RAY (L. R.), COLLIER (R. D.) et KALISKI (K. H.). « Optimisation of stability and performance of lms filters for feedforward active noise reduction in communication headsets ». Dans *Proceedings of Active '02*, p. 705–715, Southampton, UK, Jul 2002. (cité pages 15 et 89)
- [36] RAY (L. R.), SOLBECK (J. A.), STREETER (A. D.) et COLLIER (R. D.), « Hybrid feedforward-feedback active noise reduction for hearing protection and communication », *Journal of the Acoustical Society of America*, **120**(4), Oct 2006, p. 2026–2036. (cité pages 16 et 137)
- [37] ROURE (A.), HERZOG (P.) et PINHÈDE (C.). « Active barrier for airport noise ». Dans *Proceedings of InterNoise 06*, p. sur CD-ROM, Honolulu, USA, Dec 2006. (cité page 11)
- [38] SAUNDERS (W. R.), VAUDREY (M. A.), GOLDSTEIN (A. L.) et BAUMANN (W. T.). « Increased active noise reduction bandwidth for improved noise attenuation effectiveness at the tympanic membrane ». Dans *Proceedings of Active '04*, p. sur CD-ROM, Williamsburg, USA, Sep 2004. (cité page 37)
- [39] SAYED (A.) et KAILATH (T.), « A survey of spectral factorization methods », *Numerical Linear Algebra with Applications*, **8**(6–7), Jul 2001, p. 467–496. (cité page 46)
- [40] SHYNK (J.), « Frequency-domain and multirate adaptive filtering », *IEEE Signal Processing Magazine*, **9**, Jan 1992, p. 14–37. (cité pages 95 et 100)
- [41] SOO (J.) et PANG (K.), « Multidelay block frequency domain adaptive filter », *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, **38**(2), Feb 1990, p. 373–376. (cité page 100)
- [42] SUTTON (T. J.), ELLIOTT (S. J.), McDONALD (A. M.) et SAUNDERS (T. J.), « Active control of road noise inside vehicles », *Noise Control Engineering Journal*, **42**(4), Jul-Aug 1994, p. 137–147. (cité pages 17 et 19)

- [43] TRINDER (M. C. J.) et O.JONES. « Active noise control at the ear ». Dans *Noise-Con*, p. 393–398, 1987. (cité page 37)
- [44] TU (Y.) et FULLER (C. R.), « Multiple reference feedforward active noise control - Part 1 : Analysis and simulation of behavior », *Journal of Sound and Vibration*, **233**(5), Jun 2000, p. 745–759. (cité pages 17 et 18)
- [45] TU (Y.) et FULLER (C. R.), « Multiple reference feedforward active noise control - Part 2 : Reference preprocessing and experimental results », *Journal of Sound and Vibration*, **233**(5), Jun 2000, p. 761–774. (cité page 47)
- [46] WHEELER (P.). *Voice communication in the cockpit noise environment - The role of active noise reduction*. PhdThesis, University of Southampton, England, 1986. (cité pages 11, 24 et 36)
- [47] YU (G.), YING (S.) et KUO (S. M.), « A robust hybrid feedback active noise cancellation headset », *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, **13**(4), Jul 2005, p. 607–617. (cité page 137)
- [48] ZERA (J.), BRAMMER (A. J.) et PAN (G. J.), « Comparison between subjective and objective measures of active hearing protector and communication headset attenuation », *Journal of the Acoustical Society of America*, **101**(6), Jun 1997, p. 3486–3497. (cité page 37)
- [49] ZIMPFER (V.) et BUCK (K.). « Bouchon d'oreille à atténuation active adaptée aux bruits d'hélicoptère ». Dans *Actes du 8^e Congrès Français d'Acoustique (CFA 06)*, p. 1045–1046, Tours, Avr 2006. (cité pages 136 et 137)
- [50] ZWICKER (E.) et FASTL (H.), *Psychoacoustics - Facts and Models*. Springer-Verlag, Heidelberg, 1990. (cité page 13)

Annexes

Annexe A

Atténuation optimale sans contrainte de causalité

Le calcul de l'atténuation optimale sans contrainte de causalité d'un système de contrôle découle du calcul de son *filtre optimal sans contrainte de causalité*, c'est à dire de son *filtre de Wiener* non contraint. Ce filtre s'obtient en minimisant une fonction coût J définie comme la valeur quadratique moyenne du signal d'erreur. Nous allons voir comment calculer le filtre optimal non contraint d'un système de contrôle mono-voie et multi-références dans le domaine fréquentiel (ce calcul est notamment détaillé dans [15, Chap.5]). Les notations utilisées sont celles de la figure 3.1 présentée au chapitre 3. Notons que les calculs suivants sont valables pour des signaux stationnaires et aléatoires.

La transformée de Fourier du signal d'erreur peut s'exprimer de la façon suivante :

$$e(e^{j\omega T}) = d(e^{j\omega T}) + G(e^{j\omega T})\mathbf{W}(e^{j\omega T})\mathbf{x}(e^{j\omega T}), \quad (\text{A.1})$$

où d est la transformée de Fourier du signal primaire au niveau du capteur d'erreur, G est la réponse en fréquence de la fonction de transfert secondaire, \mathbf{W} est le vecteur des réponses en fréquence des K filtres de contrôle et \mathbf{x} est la transformée de Fourier du vecteur des K signaux de référence. On enlève dans la suite la dépendance à la variable $e^{j\omega T}$ pour simplifier la lecture.

La fonction coût du problème de Wiener s'écrit à chaque fréquence :

$$J = E[e^*e] = \text{trace } E[ee^H], \quad (\text{A.2})$$

où $E[\cdot]$ désigne l'opérateur *espérance* et \cdot^H l'opérateur transposée/conjuguée, soit d'après (A.1) :

$$J = \text{trace } E[G\mathbf{W}\mathbf{x}\mathbf{x}^H\mathbf{W}^HG^H + G\mathbf{W}\mathbf{x}d^H + d\mathbf{x}^H\mathbf{W}^HG^H + dd^H]. \quad (\text{A.3})$$

L'espérance n'a besoin d'être prise que sur la partie stochastique de l'équation (A.3), ce qui ne concerne que \mathbf{x} et d . Si alors on définit :

$$\mathbf{S}_{xx} = E [\mathbf{x}\mathbf{x}^H] \quad (\text{A.4})$$

la matrice $K \times K$ de densité spectrale de puissance des signaux de référence,

$$S_{xd} = E [d\mathbf{x}^H] \quad (\text{A.5})$$

le vecteur de longueur K de densité interspectrale de puissance entre les signaux de référence et le signal primaire et

$$S_{dd} = E [dd^H] \quad (\text{A.6})$$

la densité spectrale de puissance du signal primaire au niveau du capteur d'erreur, la fonction coût peut s'écrire :

$$J = \text{trace} [G\mathbf{W}\mathbf{S}_{xx}\mathbf{W}^H G^H + G\mathbf{W}S_{xd}^H + S_{xd}\mathbf{W}^H G^H + S_{dd}]. \quad (\text{A.7})$$

Le filtre optimal de Wiener est obtenu en minimisant la fonction coût, ce qui se fait en mettant à zéro la matrice complexe de ses dérivées par rapport aux parties réelle (\mathbf{W}_R) et imaginaire (\mathbf{W}_I) de \mathbf{W} (fonction à minimum global unique), soit :

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{W}_R} + j \frac{\partial J}{\partial \mathbf{W}_I} = 2(G^H G\mathbf{W}\mathbf{S}_{xx} + G^H S_{xd}). \quad (\text{A.8})$$

Le filtre optimal de Wiener s'écrit donc :

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{opt} &= - [G^H G]^{-1} G^H S_{xd} \mathbf{S}_{xx}^{-1} \\ &= - \frac{1}{G} S_{xd} \mathbf{S}_{xx}^{-1}, \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

puisque G est scalaire.

Notons qu'en l'absence de fonction de transfert secondaire G , le filtre optimal de Wiener vaut :

$$\mathbf{W}_{opt} = -S_{xd} \mathbf{S}_{xx}^{-1}, \quad (\text{A.10})$$

ce qui correspond à l'estimation du transfert primaire entre les signaux de référence et le signal d'erreur aux sens des moindres carrés.)

A partir de l'expression A.9 du filtre optimal, on peut écrire la fonction coût minimum, en substituant (A.9) dans (A.7) :

$$J_{min} = S_{dd} - S_{xd} \mathbf{S}_{xx}^{-1} S_{xd}^H. \quad (\text{A.11})$$

(S_{dd} et $S_{xd}\mathbf{S}_{xx}^{-1}S_{xd}^H$ étant des scalaires, l'opérateur *trace* peut en effet être omis).

Ce résultat nous permet d'exprimer l'atténuation maximale que peut offrir un système feedforward mono-voie et multi-références, atténuation atteinte lorsque le filtre de contrôle est égal au filtre optimal. On calcule cette atténuation en divisant la fonction coût minimum J_{min} par la fonction coût sans contrôle ($J_p = S_{dd}$) :

$$\begin{aligned} A_{opt} &= -10 \log\left(\frac{J_{min}}{J_p}\right) \\ &= -10 \log\left(1 - \frac{S_{xd}\mathbf{S}_{xx}^{-1}S_{xd}^H}{S_{dd}}\right) \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

soit :

$$A_{opt} = -10 \log(1 - \gamma_{xd}^2), \quad (\text{A.13})$$

où

$$\gamma_{xd}^2 = \frac{S_{xd}\mathbf{S}_{xx}^{-1}S_{xd}^H}{S_{dd}} \quad (\text{A.14})$$

est la fonction de cohérence multiple entre les signaux de référence et le signal d'erreur [28].

Dans le cas mono-référence, l'atténuation optimale s'exprime également selon l'équation A.13. Dans ce cas, γ_{xd} est la *fonction de cohérence simple* et s'exprime sous la forme :

$$\gamma_{xd}^2 = \frac{|S_{xd}|^2}{S_{xx}S_{dd}}, \quad (\text{A.15})$$

S_{xx} , S_{xd} et S_{dd} étant dans ce cas des scalaires.

Annexe B

L'algorithme LMS multi-références

Nous détaillons ici l'algorithme LMS (*Least Mean Square* ou *moindres carrés récursifs* en français) tel qu'il pourrait être utilisé dans un système de contrôle mono-voie et multi-références doté d'une fonction de transfert secondaire unitaire (système à K entrées et une sortie avec $G = 1$). Les notations utilisées sont celles de la figure 3.1 présentée au chapitre 3.

Rappelons que le le signe utilisé dans l'algorithme provient du fait que l'on cherche à minimiser $e = d + y$ (le signal d'erreur correspond à la somme des pressions primaire et secondaire sur le capteur d'erreur) et non $e = d - y$ comme c'est le cas pour les applications d'identification de systèmes linéaires.

Notons que cette façon d'expliquer l'algorithme LMS n'est pas totalement rigoureuse mais qu'elle présente l'intérêt d'être plus pédagogique.

L'algorithme LMS est un algorithme *de plus grande pente* dont le but est de minimiser la valeur quadratique moyenne de l'erreur, c'est à dire pour un système de contrôle actif de minimiser au sens des moindres carrés la pression résiduelle captée par le microphone d'erreur. La fonction coût que l'on cherche à minimiser est définie de la manière suivante :

$$J = E [e^2(n)], \quad (\text{B.1})$$

où $E[\cdot]$ désigne l'espérance mathématique et $e(n)$ est le signal d'erreur, c'est à dire la valeur de la pression au niveau du microphone d'erreur, à l'instant n .

Cette pression est égale à la somme de la pression primaire et de la pression secondaire, la pression secondaire d'un système doté d'une fonction de transfert secondaire unitaire ($G = 1$) étant égale au signal de commande $u(n)$:

$$e(n) = d(n) + u(n). \quad (\text{B.2})$$

Pour un système de contrôle à K références, le signal de commande vaut :

$$u(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=0}^{N-1} w_{ki}(n)x_k(n-i), \quad (\text{B.3})$$

où les w_{ki} sont les KN coefficients des filtres FIR de contrôle de longueur N .

Grâce à une formulation astucieuse, le signal de commande peut également s'écrire sous la forme :

$$u(n) = \mathbf{W}^t(n)\mathbf{X}(n), \quad (\text{B.4})$$

où

$$\mathbf{W} = [w_{11} \cdots w_{1N} \ w_{21} \cdots w_{2N} \cdots \cdots w_{K1} \cdots w_{KN}]^t \quad (\text{B.5})$$

est le vecteur contenant les KN coefficients des filtres de contrôle et

$$\mathbf{X}(n) = [x_1(n) \cdots x_1(n-N+1) \ x_2(n) \cdots x_2(n-N+1) \cdots \cdots x_K(n) \cdots x_K(n-N+1)]^t \quad (\text{B.6})$$

est le vecteur contenant les N derniers échantillons des K signaux de référence à l'instant n .

Le signal d'erreur s'exprime donc comme :

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) + \mathbf{W}^t(n)\mathbf{X}(n) \\ &= d(n) + \mathbf{X}^t(n)\mathbf{W}(n). \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

De manière à converger vers le minimum de la fonction coût J , on peut appliquer une méthode *de plus grande pente* en modifiant à chaque itération la valeur du filtre de contrôle selon la formule suivante :

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \alpha \frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{W}(n)}, \quad (\text{B.8})$$

$\frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{W}(n)}$ étant le gradient de la fonction coût et α un coefficient de convergence.

Le gradient exact de la fonction coût n'étant pas directement accessible, l'adaptation du filtre de contrôle nécessite une estimation de ce gradient. L'idée de l'algorithme LMS est d'utiliser l'estimation la plus simple du gradient, à savoir sa valeur instantanée (on parle alors de *gradient stochastique*, c'est pourquoi l'algorithme LMS est parfois appelé *algorithme de gradient stochastique*) :

$$\begin{aligned} \frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{W}(n)} &= \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial \mathbf{W}(n)} \\ &= \frac{\partial e^2(n)}{\partial \mathbf{W}(n)} \\ &= 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \mathbf{W}(n)} \\ &= 2e(n)\mathbf{X}(n). \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

Notons que ce résultat est valable pour des signaux stationnaires et ergodiques.

Ainsi, l'algorithme LMS s'écrit :

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \boldsymbol{\beta} \mathbf{X}(n) e(n), \quad (\text{B.10})$$

où

$$\boldsymbol{\beta} = [\beta_1 \cdots \beta_1 \beta_2 \cdots \beta_2 \cdots \cdots \beta_K \cdots \beta_K]^t \quad (\text{B.11})$$

est le vecteur constant par bloc des K pas d'adaptation de l'algorithme (K blocs de longueur N).