

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
REVUE DE LITTÉRATURE	7
CHAPITRE 1 DÉVELOPPEMENT DU SYSTÈME DE MESURE	23
1.1 Conception de la sonde intra-auriculaire pour la mesure et le débruitage des émissions otoacoustiques	24
1.2 Systèmes d'acquisition des mesures	30
1.2.1 Système d'acquisition de laboratoire	31
1.2.2 Système d'acquisition portable	32
1.2.2.1 Amplificateur-Conditionneur 4 canaux	33
1.2.2.2 Plateforme de développement « Auditory Research Platform » (ARP)	39
1.3 Conclusion partielle	42
CHAPITRE 2 ALGORITHME D'EXTRACTION ET DE DÉBRUITAGE DES SIGNAUX DPOAE	45
2.1 Algorithme d'extraction des signaux OAE	45
2.1.1 Calcul du niveau de pression acoustique de l'émission otoacoustique	45
2.1.1.1 Démodulation d'amplitude (AM)	46
2.1.2 Calcul du niveau de bruit dans la mesure OAE	50
2.2 Algorithme de débruitage de la mesure	51
2.2.1 Identification hors-ligne de la fonction de transfert du bouchon	54
2.3 Conclusion partielle	56
CHAPITRE 3 « INDIVIDUAL MONITORING OF HEARING STATUS : DEVELOPMENT AND VALIDATION OF ADVANCED TECHNIQUES TO MEASURE OTOACOUSTIC EMISSIONS IN SUBOPTIMAL TEST CONDITIONS »	59
3.1 Avant-propos	59
3.2 Résumé	60
3.3 Abstract	60
3.4 Introduction	61
3.5 Method	65
3.5.1 Measurement Hardware Description	65
3.5.1.1 Earpiece-embedded OAE probe	65
3.5.1.2 Auditory Research Platform (ARP)	67
3.5.1.3 Computer and data acquisition card	68
3.5.2 System Calibration	69

3.5.2.1	Laboratory calibration of OAE probe	69
3.5.2.2	Calibration with human subjects	73
3.5.3	Adaptive Noise Reduction algorithm	74
3.5.4	Experimental procedure	76
3.5.4.1	Background noise conditions	76
3.5.4.2	Selected Test Subjects	76
3.5.4.3	Measurement Protocol	78
3.6	Results	78
3.6.1	System comparison in quiet test conditions	79
3.6.2	Otoacoustic emission signal extraction in noisy test conditions	79
3.7	Discussion	85
3.7.1	Quiet test conditions	85
3.7.2	Noisy test conditions	85
3.8	Conclusions	86
3.9	Acknowledgements	87
	Liste de Références	88

CHAPITRE 4 « DESIGN CONSIDERATIONS FOR ROBUST DENOISING OF FIELD MEASUREMENTS OF OTOACOUSTIC EMISSIONS IN NOISY CONDITIONS USING ADAPTIVE NOISE REDUCTION »

4.1	Avant-propos	93
4.2	Résumé	93
4.3	Abstract	94
4.4	Introduction	95
4.5	Materials and Methods	97
4.5.1	Proposed measurement system setup	97
4.5.2	Proposed denoising and measurement algorithms (Software)	99
4.5.2.1	Otoacoustic response level measurement algorithm	100
4.5.2.2	Adaptive Noise Reduction algorithm	100
4.5.2.3	Offline identification of primary transfer function	102
4.5.3	Experiments with human test subjects	103
4.5.3.1	Algorithm and microphone configurations	104
4.5.3.2	Measurement conditions	105
4.6	Results	106
4.6.1	Influence of Adaptive Noise Reduction on DPOAE signals in Quiet condition	106
4.6.2	Performance of algorithm and microphone configurations	107
4.7	Discussion	111
4.8	Conclusions	113
	Liste de Références	115

CHAPITRE 5 DISCUSSION

CONCLUSION

ANNEXE I	SONDE INTRA-AURICULAIRE POUR LA MESURE DES DPOAE V.5 AVEC BOUCHON MOULÉ SUR MESURE AMOVIBLE	127
ANNEXE II	SCHÉMA DU CONDITIONNEUR DÉVELOPPÉ	129
ANNEXE III	SIMULATION DU FILTRE PASSIF DU CONDITIONNEUR	133
ANNEXE IV	CODE MATLAB DÉVELOPPÉ POUR EXTRAIRE ET DÉBRUITER LES SIGNAUX OAE VERSION AMÉLIORÉE	135
ANNEXE V	RÉSULTATS DÉTAILLÉS DU GAIN EN RAPPORT SIGNAL- SUR-BRUIT SANS ET AVEC FILTRE FIXE	165
LISTE DE RÉFÉRENCES		168

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1	Code de couleur utilisé pour le câblage de la sonde DPOAE avec microphone externe 26
Tableau 1.2	Résultats des tests expérimentaux pour la réduction du bruit de diaphonie de la sonde de mesure DPOAE..... 27
Tableau 1.3	Gain amplificateur-conditionneur pour IEM 37
Tableau 2.1	Erreur d'estimation des différents algorithmes testés avec des signaux synthèses simulés 50
Tableau 2.2	Plage dynamique des signaux synthétisés évaluée avec différents estimateurs 50
Tableau 3.1	Initial gain table HATS 71
Tableau 4.1	Tested Algorithm and microphone configurations. Here “C” denotes the contra-lateral earpiece microphone and “I” denotes the ipsi-lateral microphone.....105
Tableau 5.1	Gain moyen en RSB en activant l'algorithme de débruitage en fonction de l'implémentation du filtre fixe121

LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 0.1	Diagramme de Venn illustrant les divers domaines d'études impliqués dans le projet	7
Figure 0.2	Illustration d'une émission otoacoustique	9
Figure 0.3	Équations de l'algorithme tirées de Fitzpatrick <i>et al.</i> (2005)	16
Figure 0.4	Schéma bloc de l'algorithme de réduction de bruit à deux étages. Tirée de Delgado <i>et al.</i> (2000)	19
Figure 0.5	Traces temporelles débruitées (ANC output 1 st et 2 nd) après 64 ms avec algorithme de débruitage à deux étages en simulation. Tirée de Delgado <i>et al.</i> (2000)	21
Figure 1.1	Composantes de la sonde intra-auriculaire (excluant le microphone externe) avec leurs tubes flexibles.....	25
Figure 1.2	Schéma d'une coupe transversale du câble de la sonde intra-auriculaire	25
Figure 1.3	Microphone externe placé sur la paroi externe de l'oreillette DPOAE.....	28
Figure 1.4	De gauche à droite, les sondes de mesures DPOAE versions V.3, V.4 et V.5	29
Figure 1.5	Atténuation passive du bouchon : en noir il s'agit d'un bouchon générique placé dans l'oreille du mannequin B&K, les autres courbes sont obtenues à partir des résultats de tests de bouchon sur 3 sujets	30
Figure 1.6	Prototype d'amplificateur-conditionneur (2 canaux de microphones internes amplifiés).....	32
Figure 1.7	La réponse en fréquence de l'amplificateur obtenu avec un bruit blanc envoyé par la carte d'acquisition NIDAQ PXI-4461 à l'entrée de l'amplificateur comparé avec la sortie amplifiée	36
Figure 1.8	Signaux DPOAE enregistrés avec : a) le conditionneur B&K et b) le conditionneur développé	38

Figure 1.9	Système DPOAE portable développé	39
Figure 1.10	Schéma bloc de la plateforme ARP	40
Figure 1.11	Spectrogramme des stimuli avec transitoires en a) et sans transitoire en b) et c) échelle du temps exprimée en secondes.....	42
Figure 2.1	Schéma bloc de l'algorithme d'extraction du signal DPOAE	47
Figure 2.2	Démonstration de la méthode de calcul du niveau de bruit de fond dans la mesure DPOAE.....	51
Figure 2.3	Schéma bloc de l'algorithme de débruitage des signaux DPOAE développé.....	52
Figure 2.4	Filtre adaptatif en configuration d'identification de système pour le calcul hors-ligne du filtre fixe	55
Figure 2.5	Fonctions de transfert du bouchon originales calculées à partir des ratios des interspectres et des autospectres et fonctions de transfert estimées par le filtre adaptatif en configuration d'identification de système	56
Figure 3.1	Earpiece-embedded OAE probe.....	67
Figure 3.2	DPOAE data acquisition system (minimal setup shown)	68
Figure 3.3	Schematic overview of the measured transfer functions for the calibration of the proposed system.....	72
Figure 3.4	Transfer function between the receiver's electrical signal and the probe's internal microphone signal	73
Figure 3.5	Block diagram of the proposed Adaptive Noise Reduction algorithm	75
Figure 3.6	External microphone and internal microphone background noise disturbance level	77
Figure 3.7	Box-and-whisker plot of DPOAE amplitude as a function of frequency as measured by the clinical system and the proposed system.....	80
Figure 3.8	Typical DPgram output by the proposed system in quiet test conditions compared to the clinical system.....	81

Figure 3.9	Box-and-whisker plots of DPOAE amplitude and DPOAE noise as a function of background noise : white noise at 70 dB(A) (W70) and industrial noise at 65 dB(A) (I65), at 70 dB(A) (I70) and at 75 dB(A) (I75)	82
Figure 3.10	DPOAE amplitude and DPOAE noise calculated with the ANR algorithm as a function of frequency for the different background noise conditions : without additional background noise (quiet), with white noise at 70 dB(A) (W70), with industrial noise at 65 dB(A) (I65), at 70 dB(A) (I70) and at 75 dB(A) (I75)	84
Figure 3.11	Intersubject Passive Noise Reduction (NR) of the roll-down foam tip used for the passive sound isolation of the developed OAE probe.....	84
Figure 4.1	System identification configuration for offline calculation of fixed filter.....	98
Figure 4.2	Block diagram of the proposed Adaptive Noise Reduction algorithm with a parallel fixed filter (algorithm setup #6 in Table 4.1).....	101
Figure 4.3	Original primary path transfer function calculated with the ratios of interspectrums and autospectrums and the estimated transfer function with the system identification configuration.....	103
Figure 4.4	Adaptive filter placed in a) series and b) parallel with the fixed filter.....	104
Figure 4.5	DPOAE responses in quiet conditions with ANR OFF a) and ON b).....	107
Figure 4.6	Typical DPgram output by the proposed system in Industrial noise (Section 4.5.3.2 condition c.) without ANR algorithm (configuration #0 in Table 4.1)	108
Figure 4.7	DPOAE response extracted with different algorithm configurations (see Table 4.1) : median values are shown for DP signal (blue square) and noise (red circle) with the confidence intervals ranging between the respective first and third quartile	111
Figure 5.1	Gain en RSB selon différentes conditions de bruit	122

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

AM	« Amplitude Modulation »
A/N	Analogique/Numérique
ANC	« Acoustic Noise Cancelling »
ANR	« Adaptive Noise Reduction »
ARP	« Auditory Research Platform »
B&K	Brüel & Kjær
CRITIAS	Chaire de recherche industrielle en technologie intra-auriculaire Sonomax-ÉTS
CSST	Commission de la santé et sécurité au travail
DC	« Direct Current »
DSP	« Digital Signal Processor »
DP	« Distortion Product »
DPOAE	« Distortion-Product Otoacoustic Emission »
EOAE	« Evoked Otoacoustic Emission »
ÉTS	École de Technologie Supérieure
FFT	« Fast Fourier Transform »
HATS	« Head and Torso Simulator »
HPD	« Hearing Protection Device »
ICA	« International Congress on Acoustics »
IEM	« In-ear Microphone »

XXIV

IEM-C	« Contra-lateral In-ear Microphone »
IEM-I	« Ipsi-lateral In-ear Microphone »
LMS	« Least Mean Square »
MLE	« Maximum-Likelihood Estimator »
NI	« National Instruments »
NIDAQ	« National Instruments Data Acquisition »
NIOSH	« National Institute for Occupational Safety and Health »
NLMS	« Normalized Least Mean Square »
NR	« Noise Reduction »
OAE	« Otoacoustic Emission »
OEM	« Outer-ear Microphone »
OEM-C	« Contra-lateral Outer-ear Microphone »
OEM-I	« Ipsi-lateral Outer-ear Microphone »
ORL	Oto-Rhino-Laryngologiste
RC	Résistance-Condensateur
RMS	« Root Mean Square »
RSB	Rapport Signal-sur-Bruit
TEOAE	« Transient Evoked Otoacoustic Emission »
TF	« Transfer Function »
USB	« Universal Serial Bus »

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

β	pas de convergence du filtre LMS
dB	décibels
dB(A)	décibels pondérés avec un filtre A
dB(HL)	décibels « Hearing Level », niveau d'audition
dB(SPL)	décibels « Sound Pressure Level », niveau de pression acoustique
Δf	précision spectrale
Hz	Hertz
kHz	kilohertz
kéch./s	kilo échantillons par secondes
μ	pas de convergence du filtre NLMS
$\mu_{[1,2,3]}$	paramètres de contrôles utilisés dans l'algorithme adaptatif non-linéaire de Ziarani et Konrad (2004)
ms	millisecondes
Pa	Pascals
mPa	millipascals
μ Pa	micropascals
ϕ	phase
V	Volts
mV	millivolts

INTRODUCTION

Selon le « National Institute for Occupational Safety and Health, NIOSH », plus de 30 millions de travailleurs nord-américains sont susceptibles de développer une perte d'audition à cause d'une trop longue période d'exposition à des bruits de niveau élevé. Plusieurs utilisent des protecteurs auditifs afin de limiter les dommages. Malheureusement les protecteurs sont généralement mal ajustés, insuffisamment portés, ou n'offrent pas la protection adéquate en exposant ainsi les travailleurs à une surdose de bruit pouvant causer un dommage permanent au système auditif. Les hygiénistes industriels et les intervenants en santé et sécurité au travail effectuent des mesures de suivi de l'audition. Ces dernières sont cependant prises à de trop longs intervalles, généralement après l'apparition des dommages et ne préviennent malheureusement pas les cas de surdité professionnelle. Selon la Commission de la santé et de la sécurité du travail (CSST), au Québec, plus de 58% des dossiers reçus et acceptés en 2011 pour maladies professionnelles sont reliés à des troubles de l'oreille, de la mastoïde ou de l'audition (CSST, 2011). Ainsi la surdité induite par la surexposition au bruit demeure l'une des plus grandes causes d'invalidité et d'indemnisation en Amérique du Nord (National Institute for Occupational Safety and Health, 2001).

Problématique

La dose excessive de bruit présente dans l'environnement des travailleurs détruit irréversiblement des cellules ciliées dans la cochlée, organe responsable de la génération des influx nerveux à partir des signaux acoustiques, ces influx sont ensuite transmis au cortex auditif par le nerf auditif. Lorsque les cellules ciliées de la cochlée sont endommagées, le signal transmis perd en niveau et en résolution fréquentielle entraînant une élévation des seuils d'audition et une diminution de l'intelligibilité de la parole.

Les tests auditifs classiquement utilisés dans les programmes de prévention de la perte auditive mesurent essentiellement les seuils auditifs par audiométrie tonale. Lorsqu'un changement significatif des seuils auditifs est détecté, il est trop tard pour agir, puisque des cellules ciliées ont déjà été endommagées.

Une approche plus prometteuse consiste à utiliser les émissions otoacoustiques évoquées (« evoked otoacoustic emissions, EOAE ») pour détecter très tôt un changement dans le fonctionnement de l'oreille interne. L'émission otoacoustique (OAE) est une réponse à une stimulation acoustique. Cette réponse provient des mécanismes d'amplification non-linéaire du signal acoustique dans la cochlée et peut être mesurée à l'aide d'un microphone placé à l'entrée du canal auditif. Lorsque les stimuli sont constitués de sons purs, les mécanismes non-linéaires de la cochlée engendrent une réponse sous la forme d'un produit de distorsion connu sous le nom de « Distortion Product OAE » (DPOAE). La mesure de l'OAE est un test audiométrique non-invasif, objectif et rapide (moins de 5 minutes) qui ne requiert pas la participation du travailleur. Bien que l'interprétation des mesures des DPOAE laisse place à certaines erreurs potentielles et que la mesure elle-même peut être affectée par la conception électronique et logicielle du système, le test des DPOAE est moins sujet aux erreurs normalement attribuables à l'audiométrie classique (tonale, par exemple) liées à l'aspect subjectif de la mesure, lorsque le sujet répond aux stimuli avec sa main, et permettrait éventuellement de tester des travailleurs pendant qu'ils travaillent.

Toutefois, les OAE sont une mesure « relative » et n'ont de valeur que si elles sont utilisées de façon sérielle, c'est-à-dire sur un même sujet au cours du temps. De cette manière, il sera possible de détecter les légères variations de l'intégrité fonctionnelle de l'oreille interne avec une plus grande sensibilité permettant de détecter les dommages beaucoup plus tôt qu'avec un simple test audiométrique classique.

Dans le but de concevoir un appareil permettant de faire un tel suivi de la santé auditive, il est possible d'utiliser la mesure des émissions otoacoustiques par produit de distorsion. La mesure des DPOAE ne serait activée que dans des niveaux de bruits acceptables (70-75 dB(A)) à la suite de la décision du travailleur (activation du test) afin de ne pas compromettre la fiabilité de la mesure et de mesurer que lorsque le travailleur n'est pas en train de communiquer.

Toutefois, l'encombrement de l'appareillage actuellement disponible ne permet pas de mesurer la fatigue accumulée de façon fréquente tout au long d'un quart de travail ou d'une journée. De plus, les appareils disponibles sur le marché ne permettent pas de mesurer les signaux OAE

dans un environnement bruyant en raison de la faible atténuation passive de la sonde intra-auriculaire.

Objectifs

Les systèmes commerciaux pour mesurer les signaux OAE présentent actuellement les problèmes suivants : manque d'atténuation passive de la sonde, encombrement de l'appareillage, absence d'algorithmes de débruitage adaptatif robuste. L'objectif principal du projet étant de mesurer les émissions otoacoustiques dans un milieu bruyant pour faire le suivi sériel de la santé auditive des travailleurs en milieu industriel. Les sous-objectifs du projet sont les suivants :

- a. Concevoir un nouvel appareil de mesure des émissions otoacoustiques portable qui comporte un conditionneur de signal dédié aux microphones utilisés ainsi qu'un système d'acquisition et de traitement des mesures ;
- b. Concevoir une sonde à bruit électrique et acoustique réduits pour la mesure sérielle dans des milieux industriels bruyants ;
- c. Développer un algorithme d'extraction et de débruitage des signaux OAE capable de mesurer les émissions otoacoustiques de façon fiable, même dans un milieu bruyant ;
- d. Valider le système de mesure sérielle des émissions otoacoustiques développé.

Méthodologie

Pour atteindre ces objectifs, un nouveau système de mesure portable a été conçu en s'inspirant des méthodes retrouvées dans la littérature scientifique et dans les systèmes actuellement commercialisés. Ces méthodes sont discutées dans la revue de littérature au Chapitre 0. Les étapes de conception du système électronique pour l'enregistrement des émissions otoacoustiques sont présentées au Chapitre 1 « Développement du système de mesure ». Au Chapitre 2 « Algorithme d'extraction et de débruitage des signaux DPOAE », les algorithmes présentés

ont été conçus de manière à remédier aux lacunes des techniques de traitement de signaux actuellement disponibles dans la littérature. Le système en développement a fait l'objet de tests en laboratoire sur des sujets humains, respectant le protocole autorisé par le Comité d'éthique de l'École de technologie supérieure (2014). Les mesures des émissions otoacoustiques sur les sujets étaient effectuées dans une cabine audiométrique dans des conditions de tests avec et sans bruit. Le bruit consistait en des échantillons de bruits industriels provenant de la banque de sons NOISEX (Carnegie Mellon University, 2000), ainsi que d'un échantillon de bruit blanc préenregistré à l'aide de MATLAB® (Moler, 2012). Les résultats recueillis à partir des tests expérimentaux ont montré que l'algorithme de débruitage développé est capable d'extraire les signaux des émissions otoacoustiques dans des conditions de bruit autour de 75 dB(A), selon la condition maximale testée en laboratoire (75 dB(A)), sans perturber la fiabilité de la mesure. Dans le cadre du présent mémoire par articles, ces résultats ont été présentés dans deux articles soumis pour publication dans des revues scientifiques à comité de lecture ; ces articles se retrouveront intégralement au Chapitre 3 (« Individual monitoring of hearing status : development and validation of advanced techniques to measure otoacoustic emissions in suboptimal test conditions ») et au Chapitre 4 (« Design considerations for robust denoising of field measurements of Otoacoustic Emissions in noisy conditions using Adaptive Noise Reduction »). Les résultats sont ensuite discutés au Chapitre 5 (« Discussion ») pour enfin terminer avec le Chapitre « Conclusion ».

Retombées scientifiques et économiques

La recherche conduite dans ce projet prouve qu'il est possible de faire la mesure des émissions otoacoustiques dans un environnement bruyant, ce qui permettrait d'évaluer quotidiennement l'intégrité fonctionnelle de l'oreille interne des travailleurs en milieu industriel ou toutes autres personnes intéressées, comme les musiciens par exemple, et éventuellement de faciliter le dépistage systématique de la surdité néonatale dans les hôpitaux. L'implantation d'un tel système de mesure des DPOAE pour les travailleurs en milieu industriel permettrait aux hygiénistes industriels, audiologistes et médecins ORL d'intervenir au moment le plus approprié pour prévenir toute perte auditive permanente imputable à une surexposition au bruit. La technologie

développée pourra être mise en marché par Sonomax, partenaire industriel de la Chaire de recherche industrielle en technologies intra-auriculaires Sonomax-ÉTS (CRITIAS), ou une entreprise oeuvrant déjà dans le domaine des appareils de mesure de l'audition telle que Mimosa Acoustics, Interacoustics, Etymotic Research, Maico, Natus (qui détient le brevet sur l'algorithme de Ziarani et Konrad (2004a)), ou bien Otodynamics. Le système développé pourra engendrer, une fois commercialisé, des retombés économiques en réduisant les indemnités versées aux employés affectés par une perte d'audition et par le fait même réduira le coût de la cotisation à la CSST. De plus, les travaux conduits à l'aide du nouveau système (outil) développé seront présentés aux journaux scientifiques et élargiront la littérature disponible dans le domaine, contribuant ainsi au développement de nouvelles recherches en matière d'étude sérielle de la santé auditive, d'étude de la susceptibilité individuelle face aux bruits, et de législation sur le bruit au travail.

Contributions scientifiques et techniques

Dans le cadre du projet, le développement nécessaire pour arriver à un système de mesure des émissions otoacoustiques dans un environnement bruyant a engendré les contributions scientifiques et techniques suivantes :

- 1. a. Contribution technique :** Développement d'un nouvel outil de recherche permettant de mesurer précisément les émissions otoacoustiques dans des conditions de bruit ambiant élevé ;
- b. Contribution scientifique :** Cet outil donnera la possibilité aux chercheurs d'évaluer les caractéristiques de fonctionnement propres aux cellules ciliées lors d'études terrains en milieu bruyant. Le temps nécessaire pour dégrader l'état de celles-ci lors d'une exposition au bruit et le temps pour récupérer suite à une perte d'audition temporaire ;
- 2. Contribution technique :** Conception et validation d'une topologie de circuit pour amplificateur-conditionneur d'instrumentation 4 canaux, adaptée pour la mesure des OAE dans un environnement bruyant (présence de bruit industriel) et bruité (présence de perturbations des signaux) ;

- 3. a. Contribution technique :** Développement d'un algorithme d'extraction des signaux DPOAE par démodulation AM. Cet algorithme permet d'extraire les signaux des émissions otoacoustiques sans devoir respecter les points (bins) de la « Fast Fourier Transform » (FFT) ;
- b. Contribution scientifique :** Le nouvel algorithme donne la possibilité d'utiliser un plus grand nombre de paires de stimuli pour caractériser une région plus fine de la cochlée. Cet algorithme est également conçu pour être intégré dans un processeur de traitement de signaux (DSP) à faible coût et de petite taille, ce qui permet de miniaturiser le système lors de l'intégration et de minimiser le coût final du système ;
- 4. Contribution technique :** Conception d'un algorithme de débruitage basé sur une combinaison d'un microphone interne contra-latéral et d'un microphone externe placé sur la facette extérieure de l'oreillette conçue. Cet algorithme a été validé dans des conditions de bruit ambiant réaliste pour l'application d'un système de suivi sériel de la santé auditive des travailleurs en milieu industriel.

REVUE DE LITTÉRATURE

Tel que mentionné dans l'Introduction, malgré les efforts en matière de programme de préservation de l'ouïe, la perte auditive causée par l'exposition à des niveaux élevés de bruit pendant de longue période au travail demeure un grand problème en Amérique du Nord. Pour cette raison, il est important d'effectuer un suivi plus rigoureux de la santé auditive, ce qui nécessite donc de développer un système de prévention basé sur une mesure sérielle des émissions otoacoustiques. Ce projet relève de plusieurs domaines d'études spécialisées telles que l'audiologie pour les connaissances en matière des mécanismes cochléaires, l'acoustique pour les méthodes de calibration des transducteurs et finalement l'électronique pour le développement de l'instrumentation ainsi que l'implémentation des méthodes de traitement numérique du signal pour extraire le signal OAE (Figure 0.1).

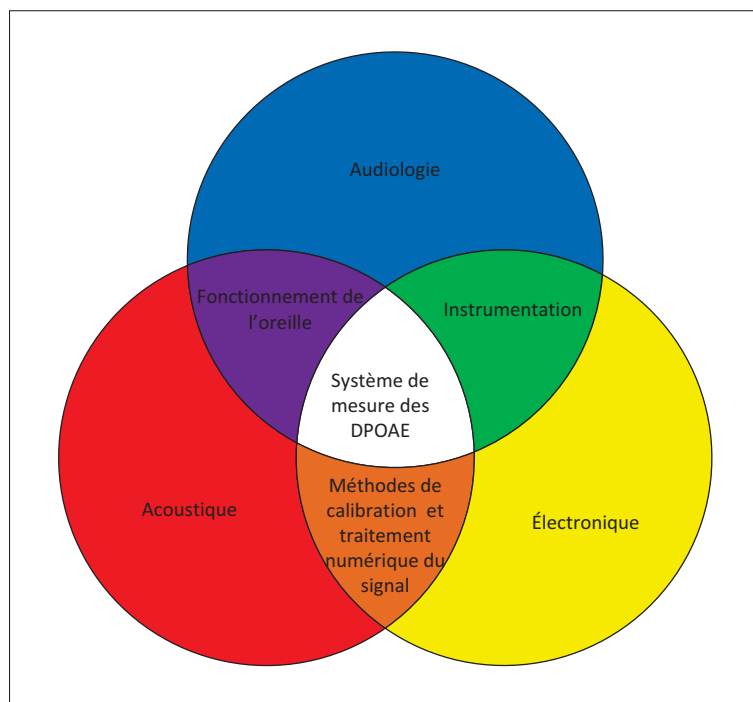


Figure 0.1 Diagramme de Venn illustrant les divers domaines d'études impliqués dans le projet

La revue de littérature se décomposera donc en 3 sections portant respectivement sur (1) les connaissances en physioacoustique pour le développement d'un système de mesure sériel de

la fatigue de l'oreille, (2) la présentation des méthodes actuelles d'extraction du signal OAE et (3) la présentation des techniques de débruitage actif pour le signal OAE.

La mesure sérielle de la fatigue auditive

La cochlée est constituée d'une membrane basilaire sur laquelle des poils, appelés cellules ciliées, vibrent lors d'une excitation mécanique (acoustique). Au moment d'une excitation, le signal du mouvement des cellules ciliées internes est transmis en influx nerveux par le nerf auditif pour ensuite être interprété par le cerveau. Lorsque le niveau de l'excitation acoustique est trop fort ou trop faible, le signal capté par les cellules ciliées internes est analysé par le cerveau et ensuite le cerveau envoie un signal, comme une rétroaction, vers les cellules ciliées externes pour contrôler la rigidité de la membrane tectoriale et ainsi réduire ou augmenter le niveau du signal ultimement transmis vers le cerveau (Purves *et al.*, 2004). Ce mécanisme de rétroaction permet d'une part de réduire l'intensité de l'influx nerveux transmis au cerveau pour les sons avec un niveau de pression élevé et d'autre part d'augmenter l'intensité de l'influx nerveux pour des sons de faible niveau de pression acoustique (Purves *et al.*, 2004). À l'aide de ce mécanisme de rétroaction, la cochlée agit alors comme un amplificateur et un compresseur en fonction du niveau de pression acoustique transmis dans l'oreille. Chaque section de cellules ciliées, internes et externes, répond à une fréquence différente à partir de la base (haute fréquence) jusqu'à l'apex (basse fréquence) de la rampe vestibulaire.

Une émission otoacoustique est un son de faible intensité produit par la cochlée dans le cas d'un processus de fonctionnement normal du système auditif. L'émission peut-être mesurée avec un microphone sensible placé à l'entrée du canal auditif, tel que montré pour la première fois par David Kemp en 1978 (Whitehead *et al.*, 1994). Dans le cadre d'une application clinique, les émissions otoacoustiques sont provoquées par des stimuli acoustiques (f_1 et f_2 pour les DPOAE) présentés dans le canal auditif à l'aide de transducteurs miniatures (Whitehead *et al.*, 1994) tels que présentés à la Figure 0.2 où le microphone placé à l'entrée du canal auditif, « in-ear microphone » (IEM), sert à capter l'émission otoacoustique. Après que les stimuli acoustiques ont traversé l'oreille externe, le tympan transmet les vibrations par la chaîne d'os-

selets jusqu'à la cochlée qui amplifie les sons afin de les transmettre au cerveau par le nerf auditif. Lors de l'amplification des stimuli f_1 et f_2 , un produit d'intermodulation (émission otoacoustique) est généré à une fréquence multiple des stimuli. Ce phénomène s'explique par le mécanisme d'amplification non-linéaire (amplification et compression) de la cochlée.

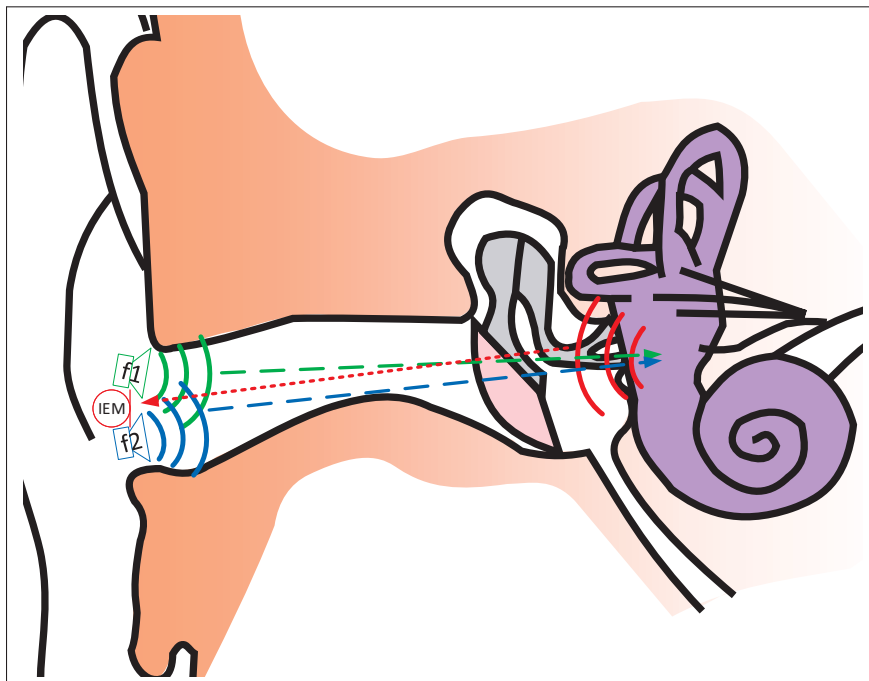


Figure 0.2 Illustration d'une émission otoacoustique

Lorsque les cellules ciliées externes sont fatiguées, suite à une exposition à des sons de trop fortes intensités et pendant une période prolongée, les cellules n'amplifient et ne compressent plus suffisamment le signal capté par les cellules ciliées internes. Ce changement dans le comportement de l'amplificateur cochléaire, en fonction de la plage de fréquence affectée, réduit l'intensité de l'influx nerveux transmis vers le cortex auditif pour les signaux acoustiques avec un faible niveau de pression et augmente l'intensité pour les signaux acoustiques avec un niveau de pression élevé. Suite à la fatigue des cellules ciliées externes, l'émission otoacoustique résultant des mécanismes d'amplification cochléaire perd donc de l'amplitude. Lorsque les cellules ciliées internes sont fatiguées à leur tour, l'influx nerveux transmis au cerveau est réduit davantage, voire même plus du tout transmis.

Lorsque les cellules ciliées externes sont légèrement fatiguées, il s'agit d'une perte auditive temporaire, à ce moment si l'exposition aux bruits n'est pas réduite, la perte temporaire deviendra éventuellement permanente. Actuellement, aucune étude ne permet de déterminer le taux de récupération d'une perte temporaire pour un individu. La perte auditive dans une plage de fréquence donnée peut nuire à l'intelligibilité des sons comme la parole par l'élargissement des bandes critiques (Lutman *et al.*, 2008). Elle peut aussi induire la difficulté d'entendre les sons de faible intensité et peut entraîner des conséquences graves comme la surdité, problèmes de communication, augmentation du stress, problèmes d'ordre psychologique, etc.

Les tests classiques d'audiométrie tonale permettent de déterminer le seuil auditif d'un individu en lui envoyant des sons purs à différents niveaux de pression acoustique pendant 1 à 2 secondes par niveau (dans le cas d'une audiométrie tonale non automatisée)(Katz *et al.*, 2009). En général, le test débute soit par un stimulus très en dessous du seuil normal ou bien en utilisant un stimulus bien au-dessus du seuil afin de familiariser le sujet avec le stimulus (Katz *et al.*, 2009). Dans ce dernier cas, le test débute généralement avec un stimulus à la fréquence de 1000 Hz à 30 dB « Hearing Level » (HL) puisque, en principe, la majorité des patients sans perte auditive majeure devraient répondre à cette fréquence. Un seuil auditif est obtenu généralement en utilisant la méthode « Up-Down » ou l'une de ses variantes. L'audiologiste débute par le stimulus à 30 dB(HL) puis, dans le cas où le sujet répond au stimulus, celui-ci est décroché par pas de -10 dB(HL) jusqu'à ce que le sujet ne réponde plus (Katz *et al.*, 2009). Après un nombre subséquent de manques de réponse, l'audiologiste (ou tout autre testeur) augmente le niveau du stimulus par un pas de +5 dB(HL) jusqu'à ce que le sujet réponde à nouveau. Cette méthode est répétée jusqu'à ce qu'une tendance soit observée, par la suite le seuil est obtenu (Katz *et al.*, 2009). La procédure est répétée pour chaque fréquence de test.

Le seuil auditif correspond au niveau de pression acoustique de plus faible amplitude auquel l'individu répond à un certain pourcentage de répétitions (Katz *et al.*, 2009). En audiométrie conventionnelle, les fréquences allant de 125 Hz à 8000 Hz sont généralement testées (Katz *et al.*, 2009). La valeur du seuil est indiquée en dB(HL) correspondant à un dB « Sound Pressure Level » (SPL) en fonction de la fréquence testée. Cette correspondance des niveaux est définie

au préalable en fonction des nombreuses études précédentes sur une population normalement entendante de jeunes adultes (Katz *et al.*, 2009). Les seuils auditifs pour chacune des fréquences testées permettent d'obtenir de l'information sur le type de perte auditive, et de ce fait, de la région du système auditif affectée, ainsi que de la sévérité (niveau de perte) et la spécificité fréquentielle de la perte (Katz *et al.*, 2009). Avec ces informations, l'audiologiste est en mesure de formuler un diagnostic ou de prescrire un traitement, ou bien encore d'ajuster une prothèse auditive, dans le cas où le patient en posséderait déjà une.

Dans le cadre des programmes actuels de prévention en santé auditive, les tests audiométriques classiques sont souvent la norme. Toutefois ces tests sont longs, affectés par l'aspect subjectif de la mesure et bien souvent effectués à de trop grands intervalles pour que l'on puisse prendre les moyens nécessaires (port de protecteurs auditifs et réduction de l'exposition au bruit ou simplement en réduisant le bruit à la source, par exemple) afin de prévenir efficacement les dommages. Il est également difficile de connaître la cause exacte de la perte d'audition, qui peut ne s'avérer que temporaire. Selon l'étude de Lutman *et al.* (2008) les tests audiométriques classiques ne sont pas assez sensibles pour détecter les faibles pertes auditives. Dans le cadre d'un suivi rapproché, l'équipement nécessaire pour les tests audiométriques classiques n'est pas adapté puisque, en général, les appareils professionnels sont trop encombrants pour être portés par le travailleur en tout temps.

Dans le cas d'un système de mesure de la réponse OAE, la mesure est plus sensible pour détecter les changements mineurs dans la santé auditive (Lutman *et al.*, 2008; Sliwinska-Kowalska *et al.*, 2001). C'est pourquoi dans une application où il est souhaité de mesurer, sur une base régulière, le moindre changement dans le niveau de santé auditive, il est plus prometteur d'opter pour un appareil qui mesure la réponse OAE (Lutman *et al.*, 2008). L'étude de Sliwinska-Kowalska *et al.* (2001) montre qu'il est possible de relier les baisses dans les signaux OAE avec la hausse des seuils audiométriques et démontre par le fait même que la mesure OAE est un bon estimateur de la santé auditive.

Parmi les méthodes les plus étudiées à l'heure actuelle pour mesurer une émission otoacoustique, les plus courantes sont celles par générées des stimuli transitoires (« Transient Evoked

OAE, TEOAE ») ou par des stimuli à sons purs qui génèrent un produit de distorsion (DPOAE). Il existe également des émissions otoacoustiques qui peuvent être générées spontanément par la cochlée (Moulin, 2000), sans présence de stimuli. Toutefois, ce type d'émission otoacoustique n'est pas présent chez tous les individus et est plutôt sporadique, donc plus difficile de les mesurer.

Dans le cas d'une TEOAE, le stimulus est constitué par des transitions (« clicks ») de spectre à large bande (Lutman *et al.*, 2008; Whitehead *et al.*, 1994), la fréquence de la réponse OAE peut être calculée à partir du spectre du stimulus (Lutman *et al.*, 2008; Whitehead *et al.*, 1994). Dans le cas d'une DPOAE, les stimuli sont deux sons purs, généralement le premier son f_1 est généré avec un niveau de pression acoustique de 65 dB(SPL) et le deuxième son f_2 avec une amplitude de 55 dB(SPL). Ces niveaux permettent de générer une OAE d'amplitude plus élevée. Ces niveaux ont été déterminés empiriquement à partir des différentes combinaisons d'amplitude testées dans la littérature (Hauser et Probst, 1991). Le niveau de la réponse OAE est affecté par le niveau des stimuli ainsi que le ratio entre les deux stimuli. En effet, la littérature actuelle montre qu'un ratio $f_2/f_1 = 1.22$ est optimal pour la majorité des paires de stimuli, alors qu'un ratio en fonction de la fréquence testée permettrait d'obtenir de meilleurs résultats selon Moulin (2000a).

Contrairement à la TEOAE, la fréquence de la réponse DPOAE est plus facile à calculer. Selon les stimuli (f_1 et f_2), une réponse DPOAE est attendue à chaque fréquence de produit de distorsion $f_{dp} = [2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1, 3f_1 - 2f_2, 3f_2 - 2f_1, 4f_1 - 3f_2, \dots]$. Par contre, comme tout produit d'intermodulation, l'énergie se concentre majoritairement dans les premiers produits de distorsion. Ainsi, $f_{dp} = 2f_1 - f_2$ est normalement plus dominant tel que rapporté dans la littérature (Tracy, 2001; Probst *et al.*, 1991; Whitehead *et al.*, 1994). Les émissions otoacoustiques étant des signaux de très faible amplitude, elles sont difficiles à détecter lorsque le bruit (électronique, acoustique physiologique ou acoustique ambiant) est trop élevé ou que la « fuite spectrale » de la FFT est trop grande avec les stimuli. Cette « fuite spectrale » répartit la puissance spectrale de la sinusoïde, normalement contenue dans un seul point FFT, dans les points FFT adjacents occasionnant ainsi une perte dans le niveau détecté dans le point FFT

d'intérêt et augmentant le bruit dans les bandes de fréquences adjacentes. Il est donc important de bien ajuster les paramètres des stimuli afin d'obtenir la réponse DPOAE avec la plus grande amplitude pour la détecter au-dessus du plancher de bruit acoustique et électrique du système et au-dessus du bruit provenant de la « fuite spectrale » des stimuli.

De par leur nature, les DPOAE sont spécifiques aux fréquences de stimulation et de ce fait même, caractérisent une région précise de la cochlée. Il est plus simple de relier une perte auditive dans la même région du spectre fréquentiel avec une baisse dans le niveau de la réponse DPOAE qu'avec une réponse TEOAE. Dans le cas d'un système de suivi de la fatigue auditive, il est donc préférable d'utiliser les DPOAE afin de diagnostiquer adéquatement les pertes auditives.

Les recherches actuelles sont unanimes pour indiquer qu'un système portable permettant de faire un suivi de la santé auditive par l'entremise de mesures DPOAE sérielles est nécessaire pour détecter tout changement dans l'état de santé et prévenir ainsi tout dommage permanent du système auditif.

Les méthodes actuelles d'extraction de la réponse otoacoustique

Afin d'extraire le signal OAE du signal capté par le microphone interne, il est nécessaire d'utiliser des techniques de traitement de signal telles que la FFT ou des techniques d'extraction adaptatives (Ziarani et Konrad, 2004; Li *et al.*, 2002). L'extraction du signal DPOAE est contrainte par deux stimuli sonores qui cachent la réponse DPOAE lorsqu'il y a une fuite spectrale. Plusieurs sources de bruits peuvent également rendre difficile la détection du signal DPOAE, notamment le bruit physiologique mesuré dans l'oreille du sujet, le bruit ambiant dans l'environnement de test et le bruit du réseau électrique.

Avant les années 2000, la FFT était la méthode privilégiée d'extraction du signal DPOAE. Malheureusement, cette méthode demande une longue séquence d'acquisition afin de recueillir assez d'échantillons pour effectuer une moyenne des sous-frames et ainsi réduire l'effet du bruit de fond (Ziarani et Konrad, 2004).

Le moyen couramment utilisé, selon la littérature pour contourner les problèmes reliés à la fuite spectrale de la FFT consiste à utiliser des fréquences stimuli multiples entiers de la résolution spectrale $\Delta f = f_s/N$ (où f_s est la fréquence d'échantillonnage et N le nombre d'échantillons) qui seront contenues dans un point (bin) de la FFT. Ainsi, le signal DPOAE sera également contenu dans un seul point de la FFT, éliminant ainsi le problème lié à la fuite spectrale (Ma et Zhang, 1999; Delgado *et al.*, 2000).

Dans le but d'améliorer les techniques d'extraction du signal DPOAE, des techniques adaptatives telles que le « Maximum Likelihood Estimator » (MLE) de l'amplitude d'une sinusoïde, introduit par Ma et Zhang (1999), ainsi que la technique adaptative non-linéaire présentée par Ziarani et Konrad (2004) ont été développées.

Toutefois, la technique MLE n'offre pas d'avantage significatif comparativement à une FFT sans fenêtrage temporel lorsque les stimuli respectent un multiple entier du Δf .

La méthode introduite par Ziarani et Konrad (2004) est relativement simple à implémenter par opposition à la technique MLE. La technique adaptative de Ziarani et Konrad (2004a) est capable de suivre les variations d'amplitude, phase et fréquence du signal à détecter. Pour ce faire, l'algorithme utilise des paramètres de contrôle $\mu_{[1,2,3]}$ afin d'adapter le signal extrait, échantillon par échantillon, en fonction de l'erreur entre le signal original et le signal extrait. Selon Ziarani et Konrad (2004a) cet algorithme d'extraction du signal peut également être utilisé afin de détecter les stimuli pour ensuite les retirer du signal mesuré par le microphone avant d'extraire le signal DPOAE. Cependant, cette méthode triple le nombre d'opérations pour l'extraction des signaux.

La méthode proposée par Ziarani et Konrad (2004) converge plus rapidement que les techniques adaptatives linéaires et les méthodes de FFT moyenné. Par contre, lorsque le bruit ambiant est plus élevé, les paramètres de l'algorithme doivent être réajustés afin de minimiser l'erreur, avec un temps de convergence plus grand. L'algorithme nécessite un ajustement constant des paramètres en fonction de l'amplitude des stimuli, du signal DPOAE et du niveau de bruit estimé afin de maximiser le temps de convergence pour l'erreur tolérée. Il est donc

nécessaire d'avoir une bonne connaissance de la plage d'amplitude de chacun des signaux au préalable.

La méthode de Ziarani et Konrad (2004a) a une meilleure immunité au bruit comparativement aux méthodes utilisant le filtre de Kalman étendu tel que présenté par Li *et al.* (2002) ainsi qu'un gain de ratio signal sur bruit de 20 dB par rapport à la méthode MLE présentée par Ma et Zhang (1999). Le filtre de Kalman étendu est un filtre de Kalman modifié afin de le rendre adaptatif. La méthode adaptative non-linéaire de Ziarani et Konrad (2004a) ne modélise pas le bruit, mais suit plutôt le signal sinusoïdal d'intérêt, ce qui explique la plus grande immunité au bruit. Contrairement au filtre de Kalman qui est très sensible aux paramètres utilisés pour construire le modèle du filtre, la méthode proposée par Ziarani et Konrad (2004a) est plus robuste aux changements des conditions de bruit de fond.

L'algorithme de Ziarani et Konrad (2004a) est également moins sujet aux erreurs d'estimation comparativement à l'algorithme modifié de Hsu *et al.* (1999) ou celui de Regalia (1991). La méthode de Regalia (1991) est toutefois supérieure aux algorithmes utilisant le filtre de Kalman étendu. Cependant, l'algorithme proposé par Ziarani et Konrad (2004a) a une meilleure immunité au bruit puis donne directement une estimation de l'amplitude et de la phase du sinus extrait.

La méthode d'extraction du signal DPOAE par démodulation AM utilisée dans le présent travail est semblable à l'algorithme de Ziarani et Konrad (2004); Fitzpatrick *et al.* (2005). Cependant elle suit la fréquence connue du signal DPOAE puis la phase et l'amplitude en se fiant sur la corrélation croisée optimale ainsi qu'en normalisant le signal. L'algorithme proposé est facilement implémentable dans un DSP, tout comme l'algorithme de Ziarani et Konrad (2004); Fitzpatrick *et al.* (2005). Cependant plusieurs différences avec l'algorithme de Ziarani et Konrad (2004); Fitzpatrick *et al.* (2005) permettent d'obtenir de meilleures performances avec l'algorithme proposé. Les différences sont les suivantes :

- a. La sortie de l'algorithme proposé est constituée d'un signal démodulé suivi d'une moyenne « Root Mean Square » (RMS) plutôt que du signal adapté tel que présenté à l'Équation

(1) par Ziarani et Konrad (2004), où $u[n]$ est le signal d'entrée et $y[n]$ est la sortie de l'algorithme (Figure 0.3) ;

$y[n]$	$=$	$A[n] \sin \phi[n],$	(1)
$e[n]$	$=$	$u[n] - y[n],$	(2)
$A[n + 1]$	$=$	$A[n] + 2T_s \mu_1 e \sin \phi[n],$	(3)
$\phi[n + 1]$	$=$	$\phi[n] + T_s \omega_o + 2T_s \mu_2 e A[n] \cos \phi[n],$	(4)

Figure 0.3 Équations de l'algorithme tirées de Fitzpatrick *et al.* (2005)

- b. L'algorithme proposé procède au calcul de l'erreur et à l'ajustement du signal, phase et amplitude, par fenêtres glissantes dynamiques (taille en fonction d'un multiple de la période du signal à extraire) ou fixes ;
- c. L'adaptation de l'amplitude se fait par la normalisation du signal de l'oscillateur local avec la moyenne RMS du signal à démoduler ;
- d. L'algorithme utilisé pour retirer les deux stimuli tel que présenté par Ziarani et Konrad (2004) est remplacé par un seul filtre passe-bande d'ordre élevé dont la fréquence centrale est la fréquence du signal DPOAE. Ce filtre passe-bande permet de réduire l'amplitude des stimuli et le bruit autour de la fréquence DPOAE.

Le filtre passe-bande se retrouve sur le chemin des microphones utilisés pour le débruitage afin de garder une cohérence spectrale entre les références pour le bruit ambiant, le bruit physiologique et le signal désiré. Ce même filtre aide également à rétrécir la bande de fréquence sur lequel le bruit se trouve, ce qui aide l'algorithme de débruitage à mieux fonctionner dans les situations où le bruit est à large bande (Rafaely et Jones, 2002; Winberg *et al.*, 1999).

La méthode d'extraction du signal développée dans le cadre du projet est novatrice et s'avère plus performante que l'algorithme de Ziarani et Konrad (2004) puisqu'elle est moins sensible à l'ajustement de l'amplitude du signal d'entrée, moins sensible à l'ajustement des filtres, composée de moins d'opérations, contrairement aux 3 blocs de traitement de Ziarani et Konrad

(2004). De plus, elle ne nécessite aucun ajustement de paramètres de contrôle, contrairement au $\mu_{[1,2,3]}$ retrouvé dans l'algorithme de Ziarani et Konrad (2004a). La complexité réduite de l'algorithme proposé permet d'implémenter l'algorithme d'extraction du signal DPOAE en plus de l'algorithme de débruitage dans un DSP à faible coût basé sur une acquisition par échantillons. Ce type de DSP est incapable de faire le traitement d'une FFT puisque celle-ci nécessite un DSP plus coûteux basé sur une acquisition par trame et capable de faire ce traitement en temps réel (architecture de processeur plus complexe).

Ainsi, les travaux présentés dans le présent mémoire et les travaux de Ziarani et Konrad (2004) montrent que les nouvelles techniques d'extraction du signal DPOAE sont assez matures pour donner des performances fiables en utilisant un DSP à faible coût.

Les techniques actuelles de débruitage de la mesure otoacoustique

Bien que les plus récentes techniques d'extraction du signal DPOAE soient suffisantes pour estimer le niveau dans des conditions rencontrées en clinique ou en laboratoire, le bruit ambiant dans une usine ou un chantier représente un tout autre défi. Afin de suivre adéquatement la santé auditive d'un travailleur sur le terrain à l'aide des signaux DPOAE, il est donc nécessaire de faire appel à des techniques de débruitage.

Les méthodes habituellement utilisées comme la méthode de moyenne temporelle (Kulik *et al.*, 1991) ou par rejet d'échantillon en fonction d'un seuil de bruit (Delgado *et al.*, 2000) sont malheureusement inefficaces dans des situations où le niveau de bruit ambiant dépasse les conditions normalement rencontrées en clinique. De plus, ces techniques n'offrent pas suffisamment d'amélioration dans la plage de fréquence en dessous de 1500 Hz pour mesurer les DPOAE même dans les niveaux de bruit ambiant moins élevés (Delgado *et al.*, 2000). Cette plage de fréquence est grandement affectée par le bruit physiologique et elle est particulièrement critique puisqu'une bonne partie des émissions otoacoustiques est généralement mesurée dans cette région avec les systèmes de mesure des DPOAE commerciaux. La caractérisation de la santé auditive est alors limitée aux hautes fréquences.

Dans le but d'éviter les problèmes rencontrés avec les méthodes traditionnelles de débruitage, plusieurs algorithmes de débruitage adaptatif ont été proposés (Ma *et al.*, 1996; Delgado *et al.*, 2000; Özdamar *et al.*, 1998; Ozdamar et Delgado, 1998; Kompis *et al.*, 2000). L'algorithme présenté par Ma *et al.* (1996) a malheureusement été peu repris dans la littérature puisqu'il permet seulement de retirer les artéfacts des stimuli et ne comporte aucun microphone de référence du bruit externe ou interne, ce qui permettrait, idéalement, de décontaminer le signal DPOAE du bruit physiologique ou ambiant. Parmi les algorithmes de débruitage les plus utilisés dans la littérature, ceux ayant obtenu les meilleures performances sont basés sur une combinaison de 2 ou 3 microphones. Les algorithmes à 2 microphones peuvent réduire le bruit physiologique (battement de coeur, flux sanguin, salive, respiration) et le bruit ambiant (ventilation, respiration, machines) du signal capté par le 1^{er} microphone (microphone de mesure pour les DPOAE). Cependant, lorsque le 2^{ème} microphone est placé à l'extérieur de l'oreille du sujet, la configuration permet seulement de réduire le bruit ambiant et très peu le bruit physiologique (Kompis *et al.*, 2000). Dans le but de réduire le bruit physiologique et le bruit ambiant de façon optimale, il est alors nécessaire d'utiliser une combinaison de 3 microphones, le 2^{ème} microphone étant placé dans l'oreille contra-latérale et le 3^{ème} microphone à proximité du pavillon de l'oreille ipsi-latérale du sujet.

Les méthodes de débruitage par filtre adaptatif (« Adaptive Noise Reduction » (ANR)) sont capables d'augmenter le rapport Signal-sur-Bruit (RSB) pour tout le spectre de fréquences audibles tout en réduisant le temps de tests normalement requis par un algorithme utilisant la moyenne du signal temporel. Dans le présent travail, un algorithme de débruitage inspiré des travaux de Delgado *et al.* (2000) consistant en 2 étages de filtres adaptatifs en cascade (voir Figure 0.4) est utilisé pour enlever le bruit physiologique et le bruit ambiant, contrairement à l'étude de Kompis *et al.* (2000) qui n'utilise qu'un seul étage. Selon Kompis *et al.* (2000), l'utilisation de seulement qu'un microphone externe, et par conséquent loin de la source, ne permet pas de retirer efficacement le bruit physiologique. En effet, le délai de transmission de l'onde supplémentaire nuit à la performance de l'algorithme adaptatif. De plus, le signal capté perd en amplitude selon la distance entre la source de bruit et la position du microphone. La transmission des basses fréquences, présente avec l'effet d'occlusion, n'est pas possible par

voie aérienne, ce qui réduit la corrélation fréquentielle entre le contenu du bruit présent dans le canal et capté par le microphone de mesure OAE. L'approche à deux étages proposée dans ce projet améliore l'estimation du signal DPOAE en utilisant 3 microphones simultanément : le microphone interne de l'oreille testée (« Ipsi-lateral In-ear Microphone » IEM-I), le microphone interne de l'oreillette contra-latérale (IEM-C) et le microphone externe ipsi-latéral (OEM-I) qui est monté directement sur la facette externe de la sonde intra-auriculaire pour la mesure des DPOAE.

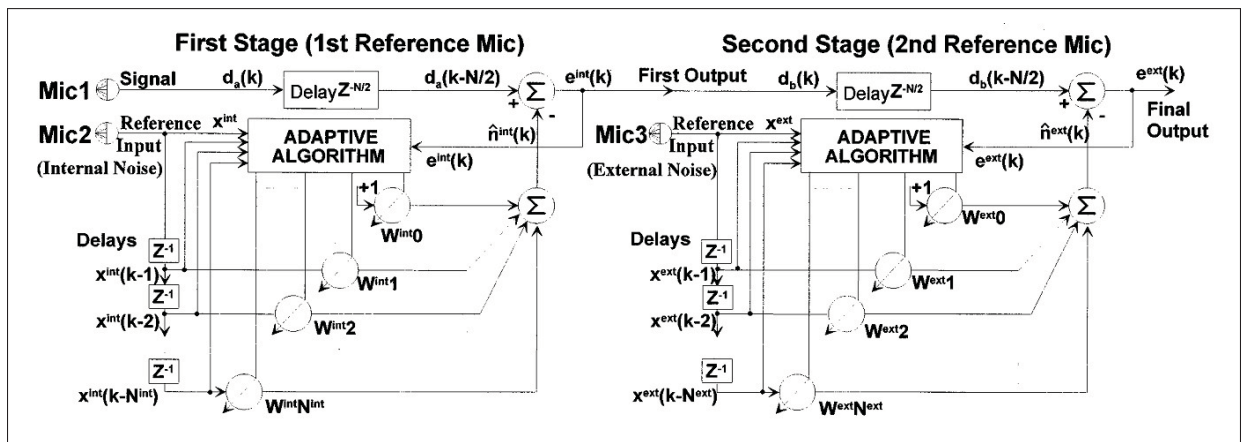


Figure 0.4 Schéma bloc de l'algorithme de réduction de bruit à deux étages.
Tirée de Delgado *et al.* (2000)

La méthode utilisée se démarque de celles présentes dans la littérature par le choix stratégique de la position du microphone externe pour retirer le bruit ambiant. Ce choix, ainsi que l'intégration d'un microphone interne dans l'oreille contra-latérale fait l'objet du Chapitre 4. Ils se distinguent ainsi des études de Delgado *et al.* (2000) et Kompis *et al.* (2000) qui n'ont pas analysé en détail l'effet de la position des microphones de référence. Les filtres adaptatifs utilisés dans le présent travail sont basés sur la méthode du « Normalized Least-Mean square » (NLMS) similaire à celle utilisée dans l'étude de Kompis *et al.* (2000). Cette méthode avec le choix du pas de convergence μ (à ne pas confondre avec le paramètre de contrôle $\mu_{[1,2,3]}$ de Ziari et Konrad (2004)) donne une meilleure stabilité pour le calcul des coefficients des filtres adaptatifs qu'avec l'algorithme LMS non normalisé, et ce, surtout grâce à la normalisation du signal de référence par rapport à sa propre puissance, limitant l'amplitude maximale du signal

(Vijay K. et Douglas B., 1999) ; la normalisation du signal dans l'algorithme de débruitage ne semble pas être prise en compte dans l'étude de Delgado *et al.* (2000). Cela expliquerait le pas de convergence très petit rapporté dans l'article (β de l'ordre de 10^{-9}) comparativement à ce qui est normalement rapporté dans la littérature (μ de l'ordre de $10^{-2}, 10^{-3}$) (Ma *et al.*, 1996; Kompis *et al.*, 2000).

L'étude de Delgado *et al.* (2000) a le mérite d'être parmi les premières en matière de débruitage actif des signaux DPOAE. Toutefois ce travail présente plusieurs lacunes :

- a. Les traces temporelles présentées à la Figure 0.5 tirée de l'article de Delgado *et al.* (2000) présentent le débruitage des stimuli et non de la réponse DPOAE. Logiquement et tel qu'expérimenté lors du développement de l'algorithme de débruitage faisant l'objet du présent mémoire, il est plus facile de débruiter ces signaux puisque leur RSB est plus grand (60 dB) que celui de la réponse DPOAE (entre 10 et -5 dB) ;
- b. L'erreur d'estimation dans le niveau de pression acoustique du signal DPOAE suite à l'activation de l'algorithme ANR ne fait pas l'objet de résultats présentés dans l'article, contrairement à ce qui a été fait dans l'étude de Kompis *et al.* (2000) avec les TEOAE. Rien n'indique alors que le gain en RSB de l'étude de Delgado *et al.* (2000) soit adéquat pour une application de suivi de santé auditive dans un environnement bruyant ;
- c. Le bruit présenté dans l'environnement de test consiste en des sons purs constants. Ce signal est plus facile à débruiter dans le cas d'un système de contrôle actif du bruit purement numérique de type « feed-forward » (Rafaely et Jones, 2002; Kuo *et al.*, 2006) qu'un bruit industriel qui est de nature sporadique et occupe un plus grand spectre de fréquence. Les conditions testées sont également trop conservatrices (niveau de pression acoustique maximal de 64 dB(SPL)) pour montrer les performances optimales d'un tel système dans une reconstitution des conditions de tests réelles rencontrées en industrie. De plus, l'amplitude des sons purs constituant le bruit n'est pas constante pour toutes les fréquences testées (64 dB à 500 Hz versus 50 dB à 4000 Hz) ce qui peut poser problème quant à l'évaluation des performances du système présenté puisque, selon la littérature dans le domaine de débruitage actif pour casque d'écoute (Kuo *et al.*, 2006; Rafaely et Jones, 2002), les

- performances de débruitage d'un algorithme ANR sont plus élevées en basses fréquences qu'en hautes fréquences ;
- d. La position du microphone externe au-dessus de la tête du sujet telle que montré dans l'étude ne permet pas d'obtenir une référence de bruit suffisamment cohérente avec le bruit capté par le microphone interne de l'oreille testée pour parvenir à débruiter le signal DPOAE de façon optimale.

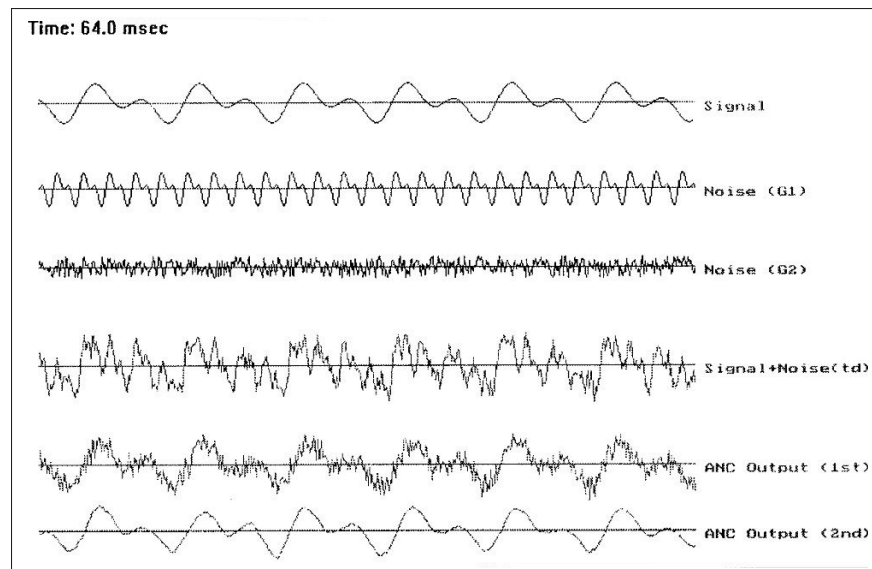


Figure 0.5 Traces temporelles débruitées (ANC output 1st et 2nd) après 64 ms avec algorithme de débruitage à deux étages en simulation.

Tirée de Delgado *et al.* (2000)

Dans le cadre du présent travail, la mesure des DPOAE a eu lieu dans différentes conditions de bruit d'un environnement industriel plus réaliste que ce qui a été rapporté dans la littérature (66 dB(A) bruit blanc (Kompis *et al.*, 2000) et 64 dB(A) son pur (Delgado *et al.*, 2000)). Les conditions testées sont les suivantes : sans bruit, 65 dB(A) de bruit industriel, 70 dB(A) de bruit industriel, 75 dB(A) de bruit industriel et 70 dB(A) de bruit blanc qui sert ici de référence pour un bruit à large bande spectrale tel que normalement retrouvé dans la littérature (Kompis *et al.*, 2000; Delgado *et al.*, 2000). Les conditions testées ont été choisies de manière à ce que le sujet ne soit pas à risque de développer une perte auditive bien que l'atténuation passive des sondes

DPOAE avec les embouts en mousse mémoire de forme devrait protéger le sujet suffisamment pour des niveaux de bruit supérieurs à 90 dB(A).

Les performances observées de l'ordre de 7–8 dB pour un système en temps réel dans des conditions de bruit blanc stationnaire (Kompis *et al.*, 2000) et de 4.9 dB en post-traitement dans des conditions de bruit normalement rencontré en clinique (Delgado *et al.*, 2000) des études précédentes sont comparables aux performances de 8 dB de moyenne sur toutes les fréquences telles que celles présentées au Chapitre 3 et discutées dans le Chapitre 5 du présent travail.

Bien qu'il y ait toujours place pour amélioration dans ce domaine d'expertise, les techniques de débruitage adaptatif de la mesure DPOAE semblent s'être suffisamment développées au cours des 20 dernières années pour être capables, lorsqu'utilisées en combinaison avec une bonne atténuation passive du bruit par la sonde intra-auriculaire, de mesurer les OAE dans des conditions de bruit normalement rencontrées dans un environnement industriel.

Conclusion partielle

Selon les études menées jusqu'ici, tout indique qu'un système de mesure sériel des DPOAE serait suffisamment fiable pour permettre le suivi de la santé auditive d'un individu, qu'il soit dans un environnement calme ou bruyant. Le chapitre suivant présente le développement du matériel constituant le système de mesure des DPOAE dans un environnement bruyant.

CHAPITRE 1

DÉVELOPPEMENT DU SYSTÈME DE MESURE

Dans le but de faire le suivi sériel de la santé auditive d'un individu, particulièrement d'un travailleur en milieu industriel, il est nécessaire de concevoir un système de mesure robuste au bruit et au bris capable de capter la faible quantité d'énergie de l'émission otoacoustique. Bien que les systèmes de mesure portables des émissions otoacoustiques soient disponibles sur le marché, aucun d'entre eux ne permet de mesurer les OAE dans des conditions où le bruit ambiant non-stationnaire dépasse 65 dB(A). Le système développé dans le cadre du présent travail fonctionne bien jusqu'à 75 dB(A) de bruit industriel non-stationnaire (voir Chapitre 3). Il comporte deux sondes intra-auriculaires, constituant à la fois l'appareil de mesure et le protecteur auditif, connectés à une unité centrale qui enregistre et traite les signaux en provenance des microphones intégrés dans les sondes.

Tel que présentée dans l'article au Chapitre 3, au départ l'unité centrale est constituée d'un ordinateur de bureau équipé du logiciel MATLAB® (Moler, 2012), ainsi que d'un système de carte d'acquisition National Instruments (NIDAQ) PXI-1033 muni d'une carte PXI-4461 et d'une carte PXI-4462. La carte PXI-4461 possède deux entrées analogiques échantillonnées simultanément jusqu'à 204.8 kéch./s ainsi que deux sorties analogiques mises à jour simultanément jusqu'à 204.8 kéch./s également. La carte PXI-4462, quant à elle, possède quatre entrées analogiques échantillonnées simultanément jusqu'à 204.8 kéch./s. La plage d'entrée de ces deux cartes va de $\pm 0.316V$ jusqu'à $\pm 42.4V$ et les convertisseurs analogiques à numériques (A/N) ont une résolution de 24 bits avec une plage dynamique de 118 dB. Le mode d'acquisition de chacune des cartes peut être basculé entre le mode différentiel et pseudo-différentiel pour une meilleure immunité contre le bruit électrique.

L'unité centrale du nouveau système portable a été conçue suite aux tests en laboratoire. Cette nouvelle unité contient la plateforme « Auditory Research Platform, ARP » développée au sein de la Chaire de Recherche Industrielle en Technologie Intra-Auriculaire Sonomax-ÉTS (CRITIAS) jumelée à un amplificateur-conditionneur de 4 voies pour les signaux des micro-

phones. Ce conditionneur a été conçu et intégré au ARP spécialement dans le cadre de ce projet afin d'enregistrer et traiter les signaux des microphones en plus d'envoyer les stimuli dans les transducteurs de la sonde de test.

La méthodologie utilisée ainsi que les résultats des performances obtenues lors du développement du matériel pour le système de mesure DPOAE sont présentés dans les sections suivantes.

1.1 Conception de la sonde intra-auriculaire pour la mesure et le débruitage des émissions otoacoustiques

La première étape nécessaire pour le système de mesure fut de construire une sonde intra-auriculaire constituée de deux transducteurs miniatures à armatures balancées et de deux microphones, tous conçus pour les sondes intra-auriculaires. La paire de transducteurs sert spécialement à envoyer deux sons purs nécessaires à la génération d'une DPOAE, et ce sans distorsion. Ainsi le 2^{ème} son n'interagit pas mécaniquement (par la membrane du transducteur) avec le 1^{er} son, donc le risque de générer une intermodulation parasite à la fréquence $f_{dp} = 2f_1 - f_2$ et donc de détecter une « fausse » réponse DPOAE est réduit. De plus, afin de réduire davantage l'intermodulation de la sonde, chaque composante de la sonde —à l'exception du microphone externe— est munie d'un tube flexible à paroi rigide, tel que montré à la Figure 1.1, pour réduire les fuites acoustiques entre les transducteurs (Siegel, 1995), ce tube a précédemment fait l'objet d'une étude (Voix, 2006).

Dans le but de réduire le bruit électrique induit par la diaphonie dans le câblage de la sonde pour le système de mesure des DPOAE, trois câbles isolés chacun par un blindage sont placés à l'intérieur d'une tresse métallique servant de blindage supplémentaire, tel que présenté à la Figure 1.2. Le code de couleur normalement utilisé pour les câbles lorsqu'un microphone externe est connecté (voir Figure 1.2) est présenté dans le Tableau 1.1. Une comparaison de différentes configurations de connexions du blindage à la masse a permis d'établir la façon optimale de connecter le blindage des sondes. Afin de mesurer la diaphonie électrique dans le câblage, des stimuli sont envoyés à l'entrée des transducteurs R1 et R2 (pour les fréquences respectives de f_1 et f_2). Ces stimuli proviennent de deux générateurs d'ondes sinusoïdales

distincts. Le premier générateur de fonction envoie une onde sinusoïdale à 1 kHz avec une amplitude de 1 V crête. Le second envoie une onde sinusoïdale à 1.22 kHz avec une amplitude de 0.9V crête.

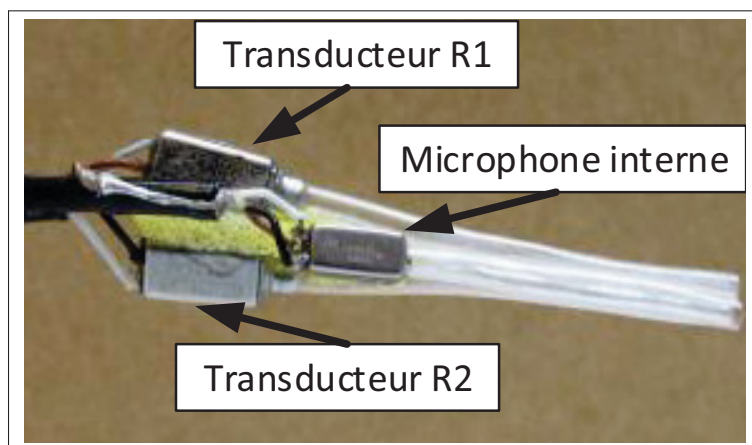


Figure 1.1 Composantes de la sonde intra-auriculaire (excluant le microphone externe) avec leurs tubes flexibles

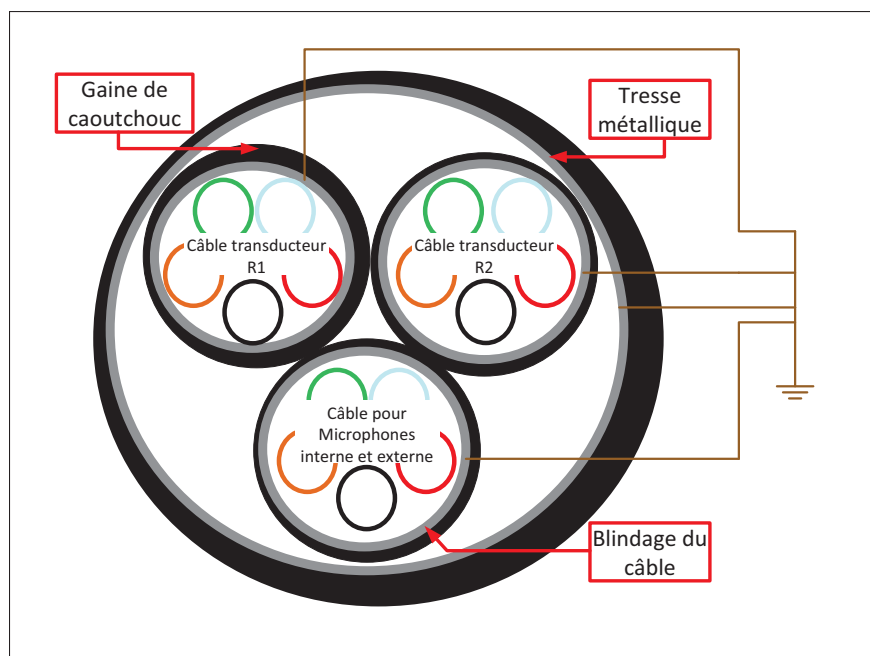


Figure 1.2 Schéma d'une coupe transversale du câble de la sonde intra-auriculaire

Tableau 1.1 Code de couleur utilisé pour le câblage de la sonde DPOAE avec microphone externe

Câble	Couleur	Fonction
Transducteur R1	Jaune	Positif du signal transducteur
	Blanc	Négatif du signal transducteur
Transducteur R2	Vert	Positif du signal transducteur
	Blanc	Négatif du signal transducteur
Microphones interne et externe	Rouge	Positif de l'alimentation des microphones
	Noir	Négatif de l'alimentation des microphones
	Blanc	Sortie du signal du microphone interne
	Vert	Sortie du signal du microphone externe

L'amplitude du bruit est mesurée à la sortie du microphone interne de la sonde intra-auriculaire avec le premier canal de l'oscilloscope. La masse de la sonde de l'oscilloscope est déplacée en fonction de la configuration du blindage (boîtier, blindage du câble du microphone, etc.). L'embouchure des tubes pour le microphone et les transducteurs est bouchée dans le but de ne pas capter de bruit acoustique et de seulement mesurer le bruit électrique.

Les connexions du blindage des câbles sont comparées en fonction des différentes configurations énoncées ci-dessous :

- 1 :** Les blindages du câble des microphones et des câbles des transducteurs sont reliés par le boîtier d'interconnexion et la masse de l'oscilloscope est sur le boîtier. La tresse métallique n'est pas reliée à la masse ;
- 2 :** Idem que dans la configuration #1, excepté que la tresse métallique est mise à la masse ;
- 3 :** Tous les blindages sont déconnectés et la sonde de l'oscilloscope est connectée au boîtier d'interconnexion ;
- 4 :** Idem que dans la configuration #3, sauf que la masse de l'oscilloscope est reliée au blindage du câble des microphones ;
- 5 :** Les blindages du câble des microphones et du câble des transducteurs sont connectés à la masse de l'oscilloscope, mais ils ne sont pas reliés au boîtier.

Les résultats des tests conduits présentés dans le Tableau 1.2, permettent de conclure que la tresse métallique (#2) offre une immunité supplémentaire au bruit électrique et que tous les blindages des câbles doivent être reliés avec la tresse métallique en un seul point de masse afin de réduire la diaphonie entre les câbles. Les valeurs crêtes présentées ont été mesurées à l'oscilloscope sur plusieurs secondes afin d'assurer une stabilité dans le signal.

Tableau 1.2 Résultats des tests expérimentaux pour la réduction du bruit de diaphonie de la sonde de mesure DPOAE

Configuration	Amplitude (crête) du bruit
1	13.9 mV
2	12.3 mV
3	34.8 mV
4	25.1 mV
5	16.8 mV

Au bout des câbles, dans la section intra-auriculaire de l'oreillette ipsi-latérale, se trouve un premier microphone miniature placé vers le canal auditif afin de capter le signal de l'émission otoacoustique ainsi que le bruit physiologique (voir Figure 1.1). Un deuxième microphone miniature placé sur la paroi externe de l'oreillette capte le bruit ambiant (voir Figure 1.3). Simultanément, l'oreillette contra-latérale capte le bruit physiologique dans le second canal auditif. Ce bruit physiologique (respiration, battement de coeur, circulation du sang, déglutition, etc.) est présumé identique dans les deux canaux auditifs excepté pour le bruit de la circulation du sang qui pourrait être différent dans les deux canaux, cependant ce bruit est très faible comparative-ment au bruit de la respiration et du battement du coeur qui doivent être retirés en priorité dans le signal DPOAE. Le microphone contra-latéral ne captant pas la réponse DPOAE provoquée dans l'autre oreille, il peut alors être utilisé comme une référence pour le bruit physiologique (Delgado *et al.*, 2000).

Une fois l'électronique de la sonde assemblée, une résine époxy est utilisée pour sceller la cavité où les composantes, microphones et transducteurs, sont placées. Cette résine permet d'éviter les contacts électriques entre les composantes, de réduire la conduction mécanique des vibrations sonores et isoler la conduction aérienne de l'onde sonore, rendant ainsi la sonde



Figure 1.3 Microphone externe placé sur la paroi externe de l'oreillette DPOAE

étanche. Cette résine a préalablement fait l'objet d'une étude au sein de la chaire CRITIAS afin de choisir celle qui présentait les meilleures caractéristiques d'isolant acoustique (Bacon, 2011).

Dans le cas des versions V.1 à V.3 de la sonde DPOAE, un bouchon générique en mousse ou préformé en silicone (« flange ear tip ») présenté à la gauche dans la Figure 1.4 était inséré sur l'embout de la sonde afin de la placer confortablement dans le conduit auditif du sujet. Ce bouchon permettait à la fois d'augmenter le RSB de la mesure DPOAE et de protéger le sujet des bruits ambiants avec les deux sondes, gauche et droite, pendant les tests conduits en laboratoire. Toutefois, selon les sujets, les bouchons génériques sont parfois difficiles à insérer dans le canal auditif, un canal souvent trop étroit empêchant le bouchon de bien sceller le canal auditif pour obtenir une bonne isolation contre le bruit extérieur. Une sonde à bouchon moulé sur mesure a donc été conçue en vue d'obtenir l'isolation optimale pour chaque sujet. Afin de récupérer toute l'électronique dispendieuse de la sonde et d'éviter ainsi de fabriquer deux sondes par sujet pour les deux oreilles, une sonde « modulaire » (à partir de la version V.4)

présentée à la Figure 1.4 et à l'Annexe I, a été fabriquée de façon artisanale. De cette façon, seule la section du bouchon moulé est changée d'un sujet à l'autre. Des tests de performance entre les bouchons génériques et les bouchons moulés sur 3 sujets ont montré que le bouchon sur mesure offre une atténuation supplémentaire de 3 à 6 dB en moyenne, dépendamment des fréquences (Figure 1.5). Les résultats obtenus proviennent de 3 sujets avec lesquels le bouchon moulé (« custom fit ») était testé dans l'oreille droite et le bouchon générique (mousse ou « flange ear tip ») dans l'oreille gauche. Les calculs de l'atténuation passive sont faits à partir des fonctions de transfert entre le microphone externe ipsi-latéral et le microphone interne.

Afin de simplifier la connectique des sondes subséquentes pour l'intégration éventuelle du système avec l'unité centrale portable, la sonde V.5 présentée à la Figure 1.4 comporte maintenant un connecteur LEMO. De plus, une gaine de polyester protège la sonde de tout contact électrique entre la tresse métallique (masse) et un quelconque objet conducteur.

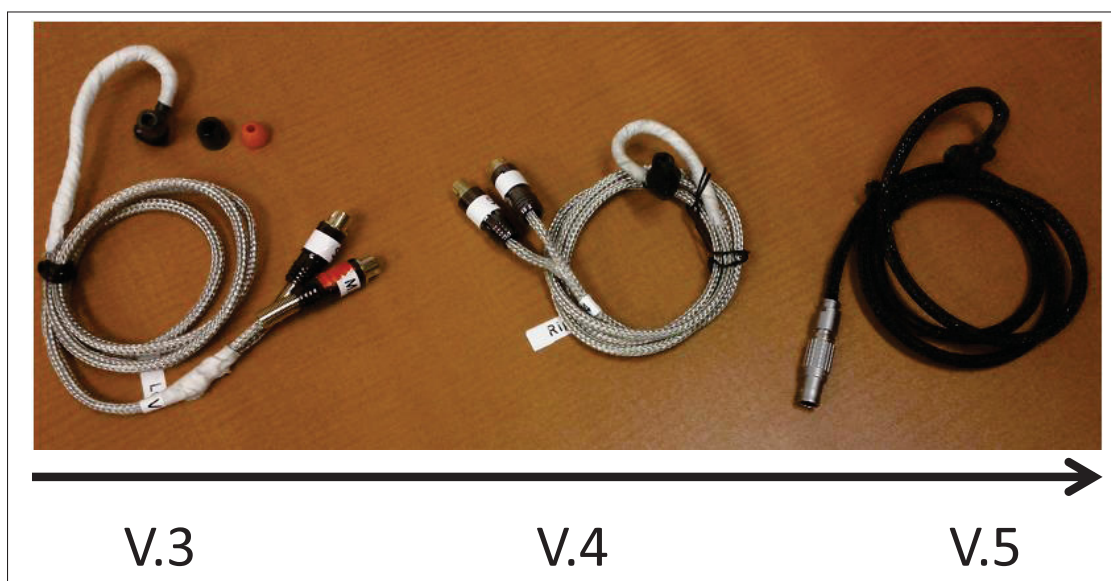


Figure 1.4 De gauche à droite, les sondes de mesures DPOAE versions V.3, V.4 et V.5

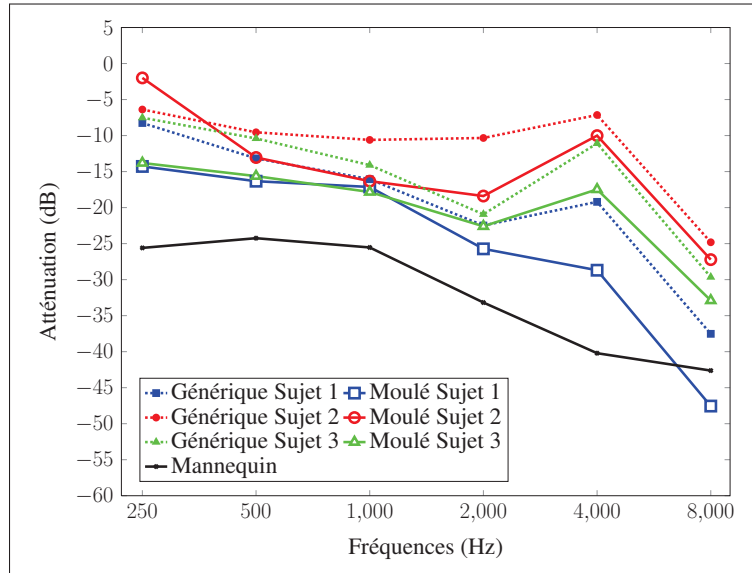


Figure 1.5 Atténuation passive du bouchon : en noir il s'agit d'un bouchon générique placé dans l'oreille du mannequin B&K, les autres courbes sont obtenues à partir des résultats de tests de bouchon sur 3 sujets

1.2 Systèmes d'acquisition des mesures

Dans le cadre des expériences menées en laboratoire, que ce soit pour les calibrations, les tests préliminaires ou les tests conduits sur les sujets présentés au Chapitre 3, un système d'acquisition composé de cartes National Instruments était utilisé pour enregistrer les signaux en provenance des 4 microphones. La plateforme ARP était seulement utilisée pour alimenter les microphones et envoyer les stimuli dans les transducteurs de la sonde DPOAE.

Suite aux conclusions des tests menés sur les sujets, le système d'acquisition portable a été développé. Ce nouveau système utilisera éventuellement la plateforme ARP non seulement pour envoyer les stimuli, mais également pour enregistrer et traiter les signaux des 4 microphones (deux de l'oreille gauche et deux de l'oreille droite) afin d'en extraire le signal DPOAE au sein même du dispositif. L'information détaillée de la version laboratoire et la version portable du système est présentée dans les sections suivantes.

1.2.1 Système d'acquisition de laboratoire

Le système d'acquisition de laboratoire est basé sur un châssis National Instruments (NI) NI-DAQ PXI-1033 contenant une carte NI PXI-4461 ainsi qu'une carte PXI-4462. Les signaux en provenance des 4 microphones sont enregistrés avec la PXI-4462 afin de garder les signaux synchronisés entre les canaux et d'optimiser ainsi les performances de l'algorithme de débruitage. La résolution des convertisseurs analogiques/numériques (A/N) est de 24 bits et la fréquence d'échantillonnage des cartes est ajustée à 48 kHz. Le châssis PXI-1033 est relié à un ordinateur de bureau équipé du logiciel Matlab® pour contrôler les cartes, enregistrer les signaux et faire le post-traitement des signaux.

Les plages d'amplitude des entrées des cartes d'acquisition sont ajustées afin de prévenir la saturation tout en optimisant la plage dynamique des convertisseurs A/N de ces cartes. Le type d'entrée choisi pour les tests présentés au Chapitre 3 était « Pseudo-Différentiel ». Dans les expériences subséquentes, le type d'entrée a été changé pour différentiel afin d'interfacer la carte d'acquisition avec l'amplificateur-conditionneur différentiel développé (voir Figure 1.6) et aucun effet négatif n'a été observé suite au changement du type d'entrée.

Dans les premières expériences présentées au Chapitre 3, un amplificateur-conditionneur B&K type 2638 était utilisé pour l'amplification du microphone interne ipsi-latéral (IEM-I). Afin de bien détecter le signal DPOAE au-dessus du plancher de bruit du système d'acquisition. Un gain de 30 dB avec un filtre linéaire (équivalent à l'absence d'un filtre sur la plage fréquentielle audio) a été jugé adéquat pour les mesures DPOAE à partir de quelques mesures de saturation à l'entrée de la carte d'acquisition NIDAQ. Les sondes DPOAE étaient connectées au conditionneur et aux cartes d'acquisition par le biais d'un circuit interface contenant un filtre passe-haut par canal afin de retirer l'alimentation DC du signal du microphone et de rejeter le bruit du réseau électrique (60 Hz).

Après les tests avec les sujets présentés au Chapitre 3, le circuit interface été remplacé par le premier prototype d'amplificateur-conditionneur (Figure 1.6) et dont la topologie est montrée en Annexe II. Ce conditionneur 2 canaux a été conçu afin de remplacer le conditionneur B&K

et d'amplifier le second microphone interne, en plus de filtrer les signaux pour rejeter le bruit du réseau électrique. Ce conditionneur permet d'interfacer les deux sondes DPOAE directement avec une carte d'acquisition NIDAQ. Les performances du conditionneur sont détaillées à la Section 1.2.2.1. De nombreux scripts MATLAB ont été développés en fonction des cartes

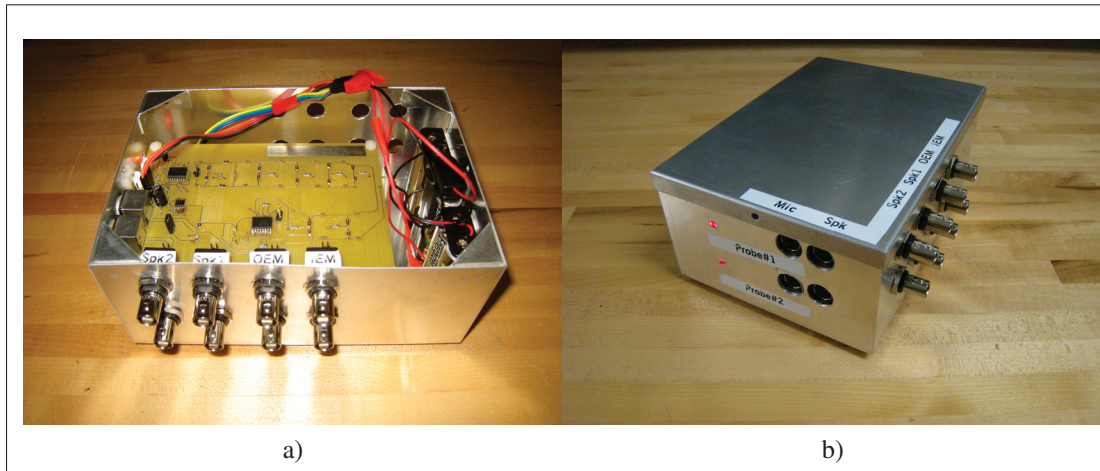


Figure 1.6 Prototype d'amplificateur-conditionneur
(2 canaux de microphones internes amplifiés)

NIDAQ pour calibrer les sondes, enregistrer les signaux DPOAE ainsi qu'extraire et débruiter les signaux DPOAE. Le script d'extraction des signaux permet aussi de déterminer le début de la séquence de test en fonction du premier stimulus et également de synchroniser les canaux pour optimiser le débruitage. Les algorithmes d'extraction et de débruitage sont présentés en détail dans le Chapitre 2.

1.2.2 Système d'acquisition portable

Dans le but de mesurer les DPOAE dans un environnement industriel, le système de mesure doit être portable, robuste au bruit, résistant contre les dommages et suffisamment étanche à la poussière. Le système utilisant les cartes d'acquisition NIDAQ étant loin d'être portable et pratique, un nouvel appareil devait être conçu. Un nouvel amplificateur-conditionneur portable à 4 canaux a donc été développé sur la même topologie que le conditionneur présenté à la

Figure 1.6, les performances présentées à la Figure 1.7 sont obtenues avec le prototype 2 canaux (2 canaux IEM amplifiés et 2 canaux OEM non amplifiés).

De plus, le nouvel amplificateur est dorénavant interfacé avec la plateforme ARP qui sert de système d'acquisition et de traitement des signaux en remplacement des cartes NIDAQ et de l'ordinateur. Cette plateforme intègre plusieurs DSP et un microcontrôleur qui permettent de traiter plusieurs sources de signaux et de communiquer avec divers appareils tels qu'un ordinateur, une tablette ou un téléphone fonctionnant avec le système d'exploitation Android, soit par Bluetooth® ou par USB (voir Figure 1.10).

1.2.2.1 Amplificateur-Conditionneur 4 canaux

Afin de répondre adéquatement aux besoins du système portable et de l'algorithme d'extraction et de débruitage des signaux DPOAE, l'amplificateur-conditionneur a été développé en fonction des contraintes de conception suivantes :

- a. L'entrée et la sortie doivent être différentielles afin d'optimiser le RSB du signal DPOAE ;
- b. L'impédance d'entrée doit être élevée afin de ne pas atténuer le signal du microphone, puis l'impédance de sortie doit être faible pour interfacer le conditionneur directement avec les DSP ;
- c. Le nombre de composantes doit être minimisé afin que tout le système entre dans un boîtier compact placé à la ceinture d'un individu ;
- d. Les fréquences indésirables doivent être filtrées, particulièrement le bruit du réseau électrique (60 Hz) et ses harmoniques, avant l'amplification des signaux et l'acquisition. De cette façon, la plage dynamique est optimisée pour la détection du signal DPOAE ;
- e. La tension d'alimentation des microphones doit être éliminée du signal électrique enregistré afin de conserver la plage dynamique optimale de l'amplificateur et du système d'acquisition ;

- f. Cet amplificateur-conditionneur est reproduit de façon *identique* (sauf pour le gain des microphones externes) pour les 4 microphones afin de garder le maximum de cohérence entre les signaux pour l'algorithme de débruitage actif.

La topologie conçue est présentée en Annexe II. Elle répond aux contraintes de conception de la façon suivante :

- a. Un filtre est placé à l'entrée de l'amplificateur suiveur afin d'éliminer la tension continue (DC) d'alimentation des microphones. Les valeurs des résistances utilisées respectent la contrainte d'impédance élevée à l'entrée tout en minimisant le bruit de Johnson (Analog Devices, 2007) ;
- b. Les amplificateurs avec entrées différentielles peuvent être interfacés avec des signaux non balancés et des signaux balancés (différentiels). Cependant, dans le cas des amplificateurs d'instrumentation utilisés ici pour leur immunité supérieure au bruit (résistance brûlée au laser dans la puce et configuration d'amplificateur opérationnel robuste), la sortie n'est pas différentielle. Afin d'obtenir une sortie différentielle et ainsi maximiser le RSB, une configuration bien spécifique d'amplificateur d'instrumentation a été utilisée (Texas Instruments, 1993). Celle-ci est basée sur deux cellules d'amplificateur d'instrumentation ce qui dédouble le nombre de composants nécessaires pour l'amplification des 4 canaux. De plus, afin de ne pas drainer le courant du signal de microphone avec les filtres passifs utilisés pour rejeter le bruit du réseau électrique, un amplificateur suiveur est placé directement à la suite du premier étage de filtre. Ce qui dédouble encore une fois le nombre de puces utilisées pour les 4 canaux amplifiés ;
- c. La faible impédance de sortie est respectée avec l'amplificateur d'instrumentation placé à la fin du circuit ;
- d. Dans le cas des filtres analogiques, une topologie de filtre passif RC différentiel a été utilisée. Les filtres actifs ont été proscrits puisqu'ils nécessitent trop d'espace en raison du nombre de puces (ainsi que la surface plus grande qu'occupent celles-ci) nécessaires pour

chaque étage de filtre dans une configuration différentielle (dédoublage des puces pour chaque étage de filtre en raison du signal différentiel) même dans le cas d'une configuration de filtre actif optimisée (exemple : filtre à rétroaction multiple). L'inconvénient des filtres passifs est qu'ils n'amplifient pas le signal, mais l'atténuent plutôt. La solution utilisée pour répondre à ce problème a été tout simplement d'amplifier davantage le signal avec l'étage d'amplification à la sortie du circuit. Les fréquences de coupure des filtres ont été sélectionnées afin de réduire le bruit à 60 Hz de façon optimale tout en ayant le moins d'étages de filtres possible. Les filtres ont été conçus de manière à garder une bande spectrale assez large pour effectuer les mesures des OAE ($630 \text{ Hz} < f < 10 \text{ kHz}$) sans devoir compenser pour une atténuation du signal du microphone dans la réponse DPOAE en raison de la coupure du filtre.

Les performances du nouvel amplificateur-conditionneur présenté à la Figure 1.7 ont été établies à partir du premier prototype présenté à la Figure 1.6. Le gain de l'amplificateur était ajusté à 42 dB afin de fournir un gain total de 25 dB, après l'atténuation du filtre passif, ce prototype a été conçu spécifiquement pour la carte d'acquisition NIDAQ. Les composants sont les mêmes que dans la version 4 canaux, présentée à la Figure 1.9a, alors les performances seront sensiblement les mêmes avec cette dernière version. Les performances obtenues expérimentalement avec le conditionneur sont fidèles à celles obtenues en simulation avec le filtre passif du conditionneur (Annexe III).

Calcul du gain de l'amplificateur pour les microphones interne et externe

Afin de maximiser la plage dynamique du convertisseur Analogique/Numérique (A/N) pour la détection de la réponse OAE de faible intensité, il est nécessaire de mettre un gain analogique sur le signal avant de le convertir dans le domaine numérique pour ensuite être traité dans le DSP. La résolution des convertisseurs A/N des DSP est ajustée en fonction de l'alimentation du processeur. Dans le cas présent la résolution est de 0.1375 V/bits. Le gain doit satisfaire les exigences suivantes : amplifier le signal pour percevoir le signal de la réponse OAE au-dessus du plancher de bruit des convertisseurs A/N, ne pas saturer le signal dans l'amplificateur

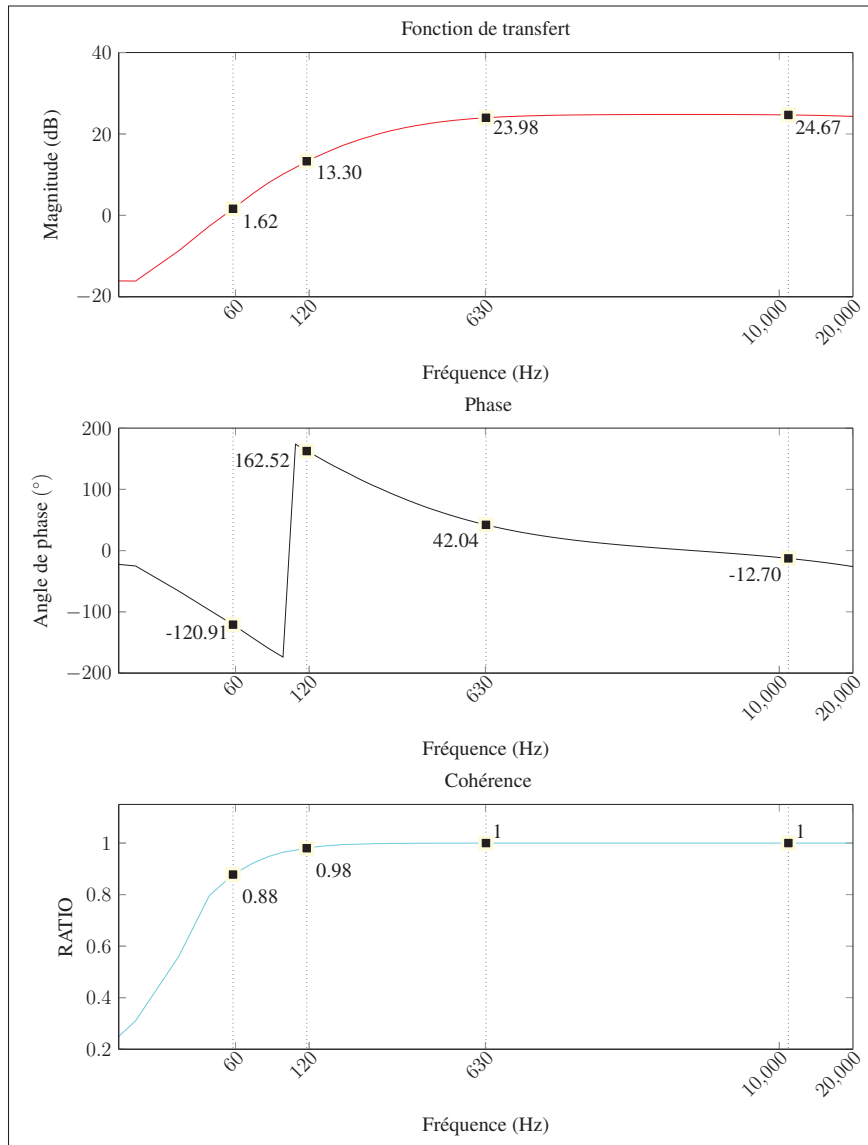


Figure 1.7 La réponse en fréquence de l'amplificateur obtenu avec un bruit blanc envoyé par la carte d'acquisition NIDAQ PXI-4461 à l'entrée de l'amplificateur comparé avec la sortie amplifiée

analogique, garder une certaine marge pour la dynamique du signal du microphone interne puisqu'il contient d'autres signaux tels que les stimuli qui sont de forte intensité.

Lors de l'expérience menée en laboratoire, mentionnée dans le Chapitre 3, le gain interne de la carte d'acquisition NIDAQ était ajusté à 30 dB afin d'obtenir une plage d'entrée de ± 0.3162 V. Dans l'expérience, un amplificateur externe (B&K Type 2638) était ajusté pour un gain de

30 dB afin de maximiser la plage d'entrée de la carte d'acquisition NIDAQ PXI-4461, selon les exigences mentionnées ci-dessus.

Tenant compte de ces ajustements, le gain nécessaire pour maximiser la plage dynamique des DSP en mode différentiel (plage d'entrée de ± 1.41 V) doit être déterminé de la manière suivante :

Tableau 1.3 Gain amplificateur-conditionneur pour IEM

	dB
Gain Ampli précédent	30
Différence des gains	13
Marge d'erreur de dynamique	-6
Atténuation du filtre passif	17
Conversion mode non balancé à différentiel	-3
Total	51

Le gain de l'amplificateur-conditionneur pour chacun des microphones externes (G_2) est fixé en fonction du niveau de bruit ambiant maximal (X) permettant encore de mesurer les DPOAE et la plage dynamique disponible (A_1) dans la chaîne de signal en fonction de la tension d'alimentation de l'amplificateur ainsi que la plage d'entrée du convertisseur A/N du DSP. Le niveau de pression acoustique maximal a été fixé à 85 dB(SPL) pour le moment, mais il est toujours possible d'augmenter la limite à un niveau de 100 ou 120 dB(SPL) tout simplement en changeant le gain de l'amplificateur-conditionneur ou le gain du convertisseur A/N du DSP. L'amplitude maximale du signal correspondant à 85 dB(SPL) (A_2) est calculée en fonction de la sensibilité du microphone (S_M) et du niveau de pression X . L'atténuation du filtre passif du conditionneur (g_f), la marge d'erreur de dynamique (g_e) et la conversion du mode non balancé au mode différentiel (g_d) sont prises en compte dans le calcul du gain de l'amplificateur. Ce calcul est détaillé dans les Équations 1.1 à 1.5.

$$G_2 = 20 * \log \left(\frac{A_1}{A_2} \right) + g_f - g_e - g_d \quad (1.1)$$

$$S_M = 0.021135 \text{ V/Pa} \quad (1.2)$$

$$85 \text{ dB(SPL)} = 20 * \log \left(\frac{X \text{ Pa}}{20 \mu\text{Pa}} \right) \rightarrow X = 0.356 \text{ Pa} \quad (1.3)$$

$$\begin{aligned} A_2 &= X * S_M \\ &= 0.356 \text{ Pa} * 0.021135 \text{ V/Pa} = 0.007524 \text{ V} \end{aligned} \quad (1.4)$$

$$\begin{aligned} G_2 &= 20 * \log \left(\frac{1.41 \text{ V}}{0.007524 \text{ V}} \right) + 17 \text{ dB} - 6 \text{ dB} - 3 \text{ dB} \\ &= 53 \text{ dB} \end{aligned} \quad (1.5)$$

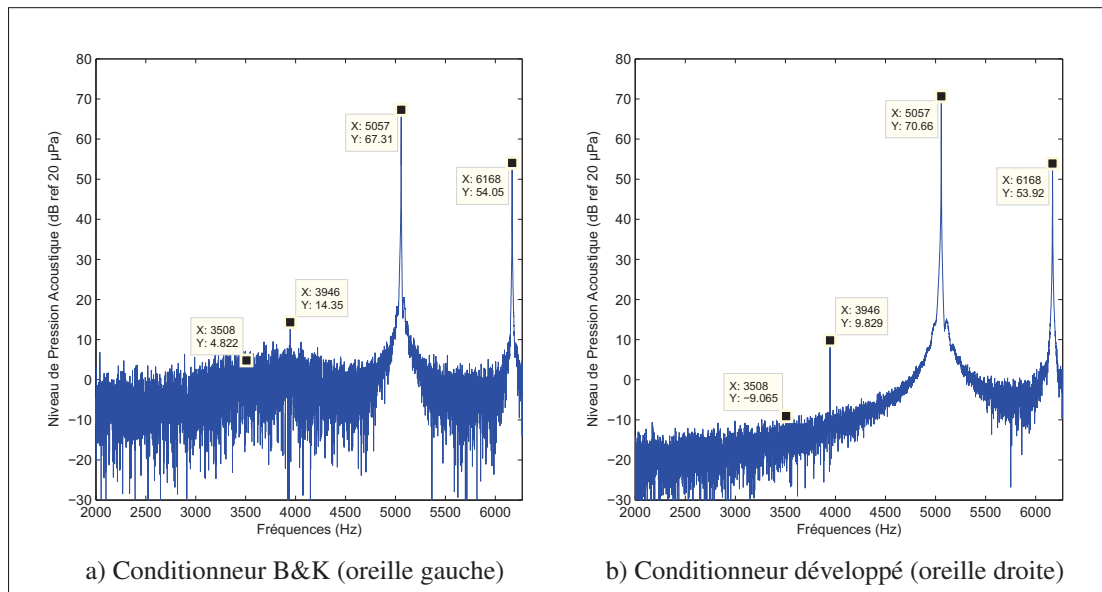


Figure 1.8 Signaux DPOAE enregistrés avec : a) le conditionneur B&K et b) le conditionneur développé

Quelques tests ont été conduits sur des sujets avec le premier prototype d'amplificateur-conditionneur 2 canaux ainsi que la sonde DPOAE V.4 (Figure 1.4). La Figure 1.8 montre les spectres de fréquence obtenus par FFT avec les signaux DPOAE d'un même sujet pour le nouveau conditionneur développé (oreille droite) et le conditionneur B&K (oreille gauche). Le conditionneur développé a un RSB de 19 dB contrairement au conditionneur B&K qui n'a que 9 dB malgré la plus forte amplitude de la réponse DPOAE dans l'oreille gauche (Figure 1.8a).

De plus, il est envisagé qu'avec l'algorithme d'extraction des signaux DPOAE développé, le RSB sera plus élevé que le RSB obtenu par FFT qui est affecté par la fuite spectrale. Le RSB serait donc potentiellement supérieur à 19 dB.

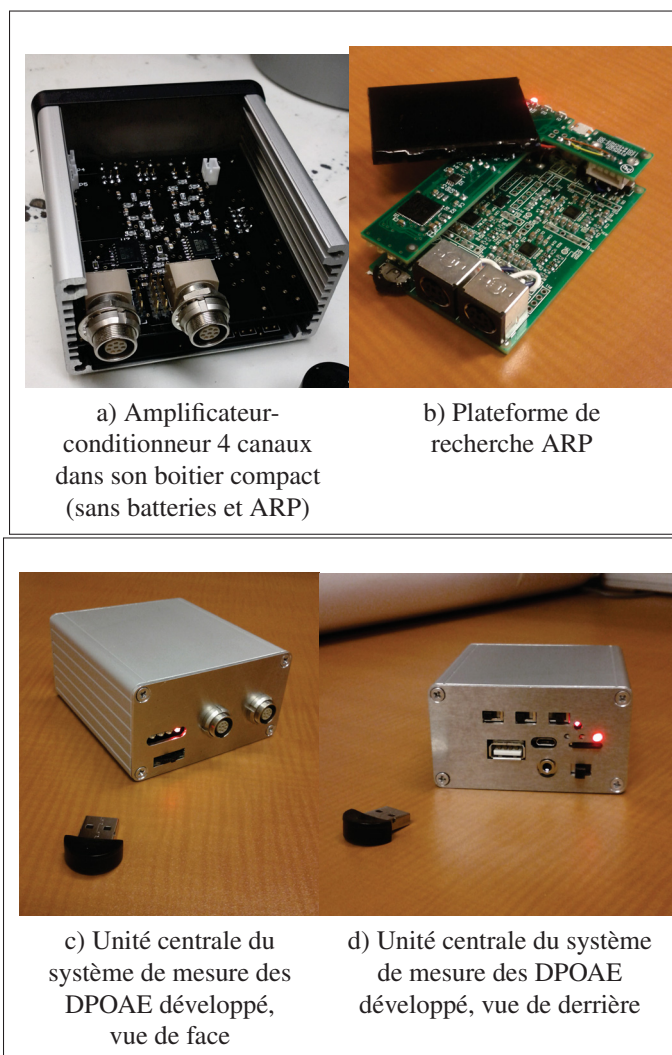


Figure 1.9 Système DPOAE portable développé

1.2.2.2 Plateforme de développement « Auditory Research Platform » (ARP)

Dans l'optique d'un système de mesure des DPOAE portable, l'unité centrale basée sur le châssis NIDAQ sera éventuellement remplacée par la plateforme ARP développée dans le cadre de la chaire CRITIAS (voir Figure 1.9b et 1.10). Cette plateforme est composée de 3 processeurs

de traitement des signaux (DSP) avec une résolution de 24 bits et une fréquence d'échantillonnage maximale de 96 kHz ainsi qu'un microcontrôleur. Chaque DSP possède 2 canaux pour microphones analogiques et 2 canaux pour transducteurs, pour un total de 6 entrées microphones analogiques et 6 sorties transducteurs. Les entrées microphones analogiques peuvent être configurées en mode non balancé, pseudo-différentiel ou différentiel. L'amplificateur-conditionneur a été développé spécialement pour le mode différentiel du ARP afin de réduire le bruit électrique. Dans le cadre du projet, 4 entrées microphones sur 6 et seulement 2 sorties transducteurs sur 6 sont utilisées. La configuration des sorties transducteurs ne permet pas de connecter plus de transducteurs sur les deux premiers DSP, autrement une fuite de signal pourrait passer par la masse commune des sorties et occasionnerait potentiellement un produit d'intermodulation qui serait capté dans le microphone interne puis détecté comme une « fausse » DPOAE.

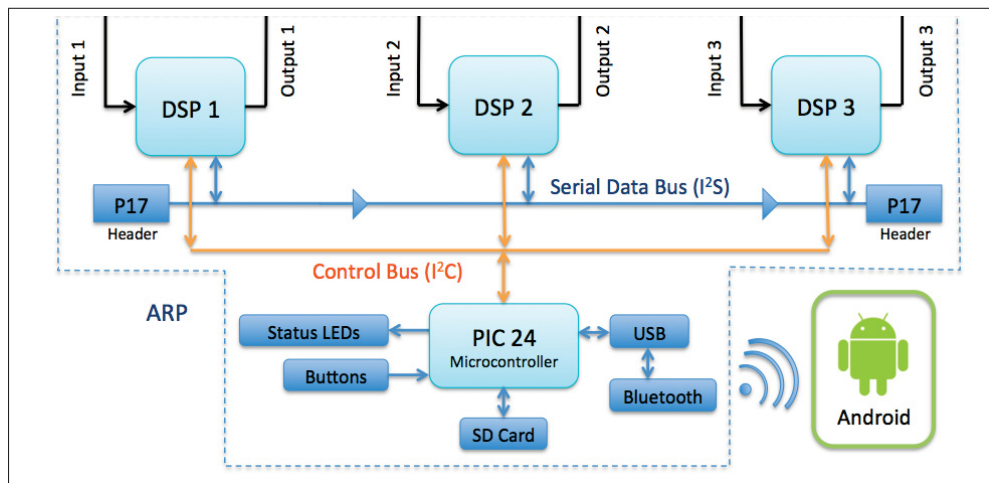


Figure 1.10 Schéma bloc de la plateforme ARP

Un interrupteur connecté sur le même circuit imprimé (PCB) que l'amplificateur-conditionneur permet de basculer le signal des deux transducteurs d'une oreillette à l'autre. De cette façon, une seule oreille est exposée aux stimuli à la fois pour le test DPOAE pendant que le microphone interne de l'oreillette contra-latérale est utilisé comme référence, en mesurant le bruit physiologique et le bruit ambiant résiduel derrière le bouchon. Ce signal de référence est utilisé dans l'algorithme de débruitage ANR présenté au Chapitre 2.

Les DSP sont programmés sous forme de blocs de traitement de signal, comme dans SIMULINK® (Moler, 2012), ou sous forme de code assembleur à l'aide du logiciel de programmation. Ce même logiciel permet d'interagir avec les DSP en temps réel pour visualiser les signaux et ajuster les contrôles.

Dans les tests présentés au Chapitre 3, la plateforme ARP était utilisée seulement à titre de générateur de fonction sinusoïdale sur deux canaux, pour les deux stimuli nécessaires pour évoquer la réponse DPOAE. Le système a été ajusté pour fournir chaque paire de stimuli avec un temps de montée et de descente de 200 ms afin de stimuler la cochlée avec un signal sans transitoire (« click »), ce qui est plus confortable pour l'oreille du sujet. De par leur nature, ces transitoires affectent tout le spectre de fréquence au moment de la transition, tel que présenté dans le spectrogramme à la Figure 1.11a. Cet effet peut être détecté comme une réponse otoacoustique lors de l'extraction du signal et ainsi fausser la mesure lorsqu'une moyenne temporelle est appliquée sur le niveau du signal DPOAE. D'autres part, d'après les recommandations des études précédentes (Delgado *et al.*, 2000), la durée de stimulation continue doit être plus longue que quelques centaines de millisecondes pour permettre à l'algorithme de débruitage de converger et ainsi obtenir la performance maximale. Le temps d'acquisition de la réponse otoacoustique de 1.4 secondes a donc été fixé en fonction du système clinique ILO (Otodynamics Ltd, 2014) qui a été utilisé comme référence dans l'étude présentée au Chapitre 3. Le nombre d'échantillons enregistrés avec la fréquence d'échantillonnage ajusté à 48 kHz dans les DSP est alors plus que suffisant pour faire converger l'algorithme de débruitage tout en gardant un temps de test raisonnable.

Chaque paire de stimuli (f_1 et f_2) est envoyée dans les transducteurs en débutant par la fréquence la plus élevée ($f_{max} = 6169$ Hz) et en terminant par la fréquence la plus basse ($f_{min} = 820$ Hz). L'algorithme générateur de fonctions a été implémenté dans les DSP du ARP et a été optimisé en assembleur afin de réduire l'espace mémoire nécessaire dans les DSP. Les fréquences normalisées sont sélectionnées à partir d'une table de valeur dont l'index change automatiquement à chaque 1.4 secondes à l'aide d'un compteur. Sans ce code optimisé, le générateur de fonction était implémenté sous forme de bloc de générateurs de signaux et d'un

multiplexeur, ce qui prenait trop d'espace (plus du double du code assembleur) et ne laissait donc aucune place pour le traitement des signaux des microphones. Le ARP est également utilisé pour alimenter les microphones des oreillettes.

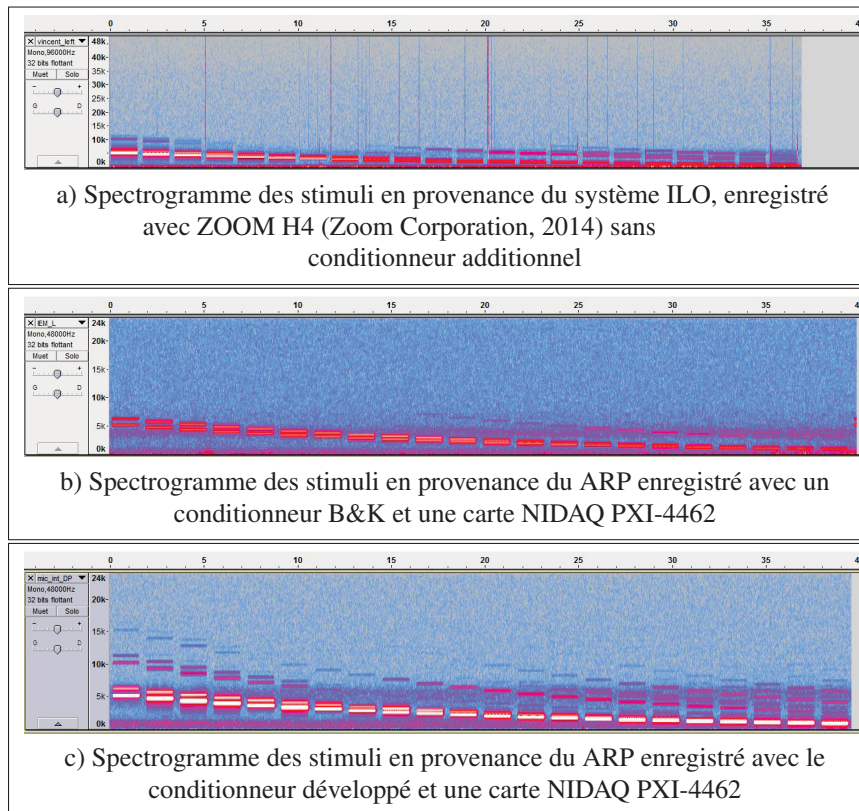


Figure 1.11 Spectrogramme des stimuli avec transitoires en a) et sans transitoire en b) et c) échelle du temps exprimée en secondes

Tel qu'illustré à la Figure 1.11b et 1.11c l'algorithme implémenté dans les DSP ne génère aucun transitoire (Figure 1.11a). Le bruit de fond est plus élevé (en bleu plus foncé) avec le conditionneur B&K dans la Figure 1.11b qu'avec le conditionneur développé, ce qui concorde bien avec l'analyse par FFT présentée à la Figure 1.8.

1.3 Conclusion partielle

En résumé, le nouvel amplificateur-conditionneur a un RSB plus que satisfaisant permettant de mesurer adéquatement les DPOAE jusqu'à environ -9 dB(SPL) dans le cas où l'algorithme

d'extraction est basé sur une FFT et dans le cas où les stimuli ne respectent pas un multiple du Δf (le pire des cas). Le nouveau conditionneur 4 canaux sera interfacé avec le ARP qui fera l'acquisition et le traitement des signaux dans le futur. Le nouveau système portable constitué des deux sondes (oreillettes) DPOAE, du conditionneur et du ARP est donc pratiquement prêt pour la validation sur le terrain, il ne manque plus qu'à implémenter les algorithmes d'extraction et de débruitage du signal présentés au Chapitre 2.

CHAPITRE 2

ALGORITHME D'EXTRACTION ET DE DÉBRUITAGE DES SIGNAUX DPOAE

Le nouveau système portable de mesure des DPOAE (présenté au Chapitre 1) a été développé pour une application de mesure sérielle de la santé auditive sur le terrain. En date de la soumission du mémoire, la partie logicielle n'a pas été intégrée entièrement dans les DSP afin d'avoir un système entièrement portable. Toutefois, l'algorithme d'extraction par démodulation AM V1 et l'algorithme de débruitage des signaux DPOAE présentés dans les sections suivantes ont été testés en post-traitement sur des signaux enregistrés avec des humains tel que présenté au Chapitre 3 et 4.

2.1 Algorithme d'extraction des signaux OAE

Afin d'évaluer adéquatement une réponse DPOAE, il est nécessaire d'estimer à la fois le signal DPOAE et le niveau du bruit de fond. À cette fin, un nouvel algorithme d'extraction du signal DPOAE, dont le code Matlab est détaillé à l'Annexe IV, est présenté sous sa forme mathématique dans la section suivante. Le bruit de fond est, quant à lui, évalué à partir d'une FFT tel qu'utilisé dans la littérature (Delgado *et al.*, 2000) et l'algorithme est présenté à la Section 2.1.2.

2.1.1 Calcul du niveau de pression acoustique de l'émission otoacoustique

Le niveau de pression acoustique du signal DPOAE est généralement évalué à l'aide d'une transformée de Fourier discrète où les stimuli sont un multiple du Δf tel que présenté par Ma et Zhang (1999). Plusieurs systèmes de mesure des OAE disponibles sur le marché utilisent cette méthode d'extraction du signal OAE tels que le système ILO (Otodynamics Ltd, 2014). Une méthode proposée par Ziarani et Konrad (2004) permet de mesurer les DPOAE sans tenir compte du Δf . Cependant, cette méthode est particulièrement sensible à l'ajustement de plusieurs paramètres : μ_1 , μ_2 , gain de normalisation, nombre de coefficients et fréquences de coupures des filtres utilisés. Cet ajustement n'est pas pratique dans une application où le système

doit être automatisé, puisque le niveau de réponse DPOAE et le gain de normalisation sont, en pratique, inconnus d'un sujet à un autre. De plus, selon les résultats des simulations présentées dans les Tableau 2.1 et 2.2, l'algorithme proposé par Ziarani et Konrad (2004) donne une erreur d'estimation plus grande que l'algorithme de démodulation AM V2 ce qui peut également se traduire par une réduction de la plage dynamique des valeurs estimées (voir Tableau 2.2). Cette erreur d'estimation pose problème pour évaluer le niveau réel de l'émission otoacoustique de façon fiable et également pour discerner les légères variations dans le niveau de réponse otoacoustique et ainsi discerner les petits changements dans la santé auditive.

L'algorithme d'extraction du signal DPOAE développé dans le cadre du présent projet est moins complexe à implémenter que l'algorithme de Ziarani et Konrad (2004). Cependant, dans sa version originale, cet algorithme ici appelé démodulation AM V1 (voir Tableau 2.2) donne une dynamique d'amplitude similaire à celle observée pour l'algorithme de Ziarani et Konrad (2004). Dans une nouvelle version (V2 et V3, voir Annexe IV), l'algorithme a été amélioré afin d'obtenir une erreur d'estimation plus faible et par conséquent une amplitude comparable à l'amplitude du signal original utilisée pour composer les signaux synthèses. Ce nouvel algorithme est présenté à la Section 2.1.1.1.

2.1.1.1 Démodulation d'amplitude (AM)

Le nouvel algorithme, présenté à la Figure 2.1, est composé des opérations présentées aux Équations 2.1 à 2.5. Ces équations sont effectuées pour chaque bloc de M échantillons. Si M est tel qu'on obtienne un multiple de la fréquence de la DPOAE f_{dp} , M sera appelée fenêtre dynamique (Démodulation AM V3 dans le Tableau 2.1). Si M est une constante arbitraire, la fenêtre est fixe (Démodulation AM V2 dans le Tableau 2.1). Lorsque la fenêtre est dynamique, il est possible d'enregistrer juste assez d'échantillons pour traiter un bloc, de sorte que le temps pour extraire le niveau d'une DPOAE est particulièrement plus court en haute fréquence. Afin de démoduler adéquatement le signal DPOAE, la fréquence de l'oscillateur local (« carrier » $c(n)$) doit être la même que la réponse DPOAE ($f_c = f_{dp}$) et un filtre passe-bande centré sur f_{dp} utilisé dans l'algorithme de débruitage présenté à la Figure 2.3 est nécessaire.

$$s(n) = A_{dp}\sin(2\pi f_{dp}nt_s) \quad (2.1)$$

$$c(n) = A_c\sin(2\pi f_cnt_s + \phi)$$

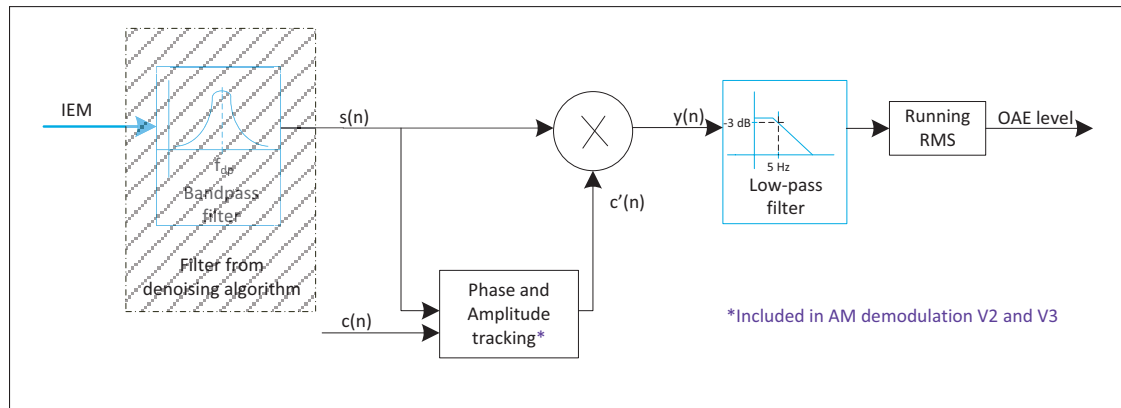


Figure 2.1 Schéma bloc de l'algorithme d'extraction du signal DPOAE

Dans le but de synchroniser la phase de l'oscillateur local, ϕ débute à $\phi = 90^\circ$ et est incrémenté d'un délai additionnel d'un échantillon à l'intérieur d'une boucle jusqu'à ce que la corrélation croisée présentée à l'Équation 2.2 donne le résultat le plus proche de 1.

$$(c' \star s)(n) = \sum_{m=0}^{M-n} c'^*(m)s(m+n) \quad (2.2)$$

Équation 2.2 : Corrélation croisée du signal DPOAE avec l'oscillateur local

La moyenne « Root-Mean square » (RMS) glissante, où W est la longueur de la fenêtre $w(n)$ pour le calcul de la valeur RMS (Équation 2.3), permet d'obtenir la magnitude du signal sur un nombre de cycles.

$$\text{rms}(s(n), w(n)) = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^W (s^2(n)w(n))}{\sum_{n=0}^W w(n)}} \quad (2.3)$$

Équation 2.3 : Moyenne RMS glissante (« Running RMS »)

Finalement, le signal de l'oscillateur local est normalisé par rapport à la moyenne RMS du signal DPOAE. La moyenne RMS étant une estimation plus représentative de la magnitude du signal qu'une simple valeur maximale sur un cycle.

$$c'(n) = \frac{\frac{1}{M} \sum_{n=0}^M \text{rms}(s(n), w(n))}{\frac{1}{M} \sum_{n=0}^M \text{rms}(c(n), w(n))} * c(n) \quad (2.4)$$

où M est la longueur de la fenêtre du signal DPOAE

Équation 2.4 : Normalisation du signal de l'oscillateur local

La normalisation du signal maximise le résultat de la corrélation croisée ainsi que l'index de modulation (h) qui correspond au rapport de l'amplitude du signal DPOAE sur l'amplitude du signal de l'oscillateur local. Lorsque l'index est optimal ($h = 1$), tout comme dans la théorie sur les radios fréquences (Klein *et al.*, 1986), l'amplitude du signal DPOAE démodulé est au maximum de son potentiel. Autrement, lorsque l'amplitude du signal oscillateur demeure à $A_c = 1$ (pas de normalisation), le signal DPOAE démodulé est sujet à une surmodulation $h > 1$ (surestimation de l'amplitude DPOAE) ou sous-modulation $h < 1$ (sous-estimation de l'amplitude DPOAE), en fonction de l'amplitude initiale du signal DPOAE. Cette sous-modulation et surmodulation fait alors en sorte que la valeur estimée a une erreur potentiellement plus élevée par rapport à l'amplitude du signal original et que la dynamique du signal extrait est réduite, comme c'est le cas avec l'algorithme de démodulation VI. Il est donc plus difficile de détecter les légers changements dans le niveau du signal DPOAE et du fait même de détecter les légères variations journalières dans la santé auditive.

$$\begin{aligned}
y(n) &= s[n] \cdot c'[n] \\
y(n) &= A_{dp} \sin(2\pi f_{dp} n t_s) \cdot A_{c'} \sin(2\pi f_c n t_s + \phi) \\
y(n) &= \frac{A_{dp} A_{c'}}{2} [\sin(2\pi(f_{dp} - f_c) n t_s - \phi) + \sin(2\pi(f_{dp} + f_c) n t_s + \phi)]
\end{aligned} \tag{2.5}$$

Équation 2.5 : Démodulation du signal DPOAE

Le signal démodulé $y(n)$ est ensuite filtré avec un filtre passe-bas qui retire la composante à $\sin(2\pi(f_{dp} + f_c) n t_s + \phi)$ ainsi que les stimuli et le bruit démodulé (ces derniers ne sont pas indiqués dans les équations afin d'alléger l'expression).

Le niveau de la réponse DPOAE est ensuite déterminé à partir de la moyenne RMS des blocs $y(n)$ sur une ou plusieurs séquences de test, où une séquence de test est définie comme étant un cycle complet de tous les stimuli. Le nombre de paires de stimuli peut être fixé en fonction de la granularité fréquentielle désirée pour évaluer la santé auditive.

Afin de simuler les différents algorithmes estimateurs, 22 signaux synthèses sous la forme d'ondes sinusoïdales aux fréquences f_{dp} sont répartis sur une plage de valeurs de [-94.5 dB, 45.5 dB] qui constitue une plage dynamique initiale de 140 dB. Un bruit blanc (large bande) a été ajouté aux signaux, le plancher de bruit a donc été fixé à -50 dB ce qui limite les estimateurs à une plage de valeurs de [-50 dB, 45.5 dB] qui constitue une plage dynamique de 95.5 dB. Une variante de l'erreur quadratique moyenne, la « Root Mean Square Error » (RMSE) présentée dans le Tableau 2.1, a été calculée pour la différence entre le signal original (synthèse) bruité et le signal estimé avec l'un des algorithmes. La RMSE a été grandement limitée par la valeur minimale testée (-94.5 dB) et le plancher de bruit (-50 dB), ce qui explique la valeur de RMSE élevée pour tous les estimateurs (> 10 dB).

La simulation des algorithmes à partir de signaux DPOAE synthétisés (Tableau 2.1 et 2.2) montre que le nouvel algorithme développé (Démodulation AM V2 avec une fenêtre fixe $M = 8000$ et Démodulation AM V3 avec une fenêtre dynamique) permettrait d'obtenir une plage dynamique supérieure à l'algorithme développé initialement (Démodulation AM V1) et à l'algorithme de Ziarani et Konrad (2004) en plus de réduire l'erreur d'estimation compara-

Tableau 2.1 Erreur d'estimation des différents algorithmes testés avec des signaux synthèses simulés

Estimateur (Algorithme)	RMSE (dB)
FFT	15.6
Ziarani	21.8
Démodulation AM V1	19.1
Démodulation AM V2	10.9
Démodulation AM V3	11.2

Tableau 2.2 Plage dynamique des signaux synthétisés évaluée avec différents estimateurs

Estimateur (Algorithme)	Plage dynamique (dB)
Original (aucun estimateur)	95.5
FFT	95.1
Ziarani	55.1
Démodulation AM V1	48.9
Démodulation AM V2	91.0
Démodulation AM V3	89.6

tivement à tous les autres estimateurs. Les paramètres optimaux utilisés pour l'algorithme de Ziarani et Konrad (2004) ($\mu_1 = 200$ et $\mu_2 = 4000$) ont été déterminés à partir de multiples simulations en boucle où le μ_1 et le μ_2 sont changés à chaque fois dans une plage de 20 à 20 000 établie en fonction des résultats reportés dans la littérature (Wu, 2006).

2.1.2 Calcul du niveau de bruit dans la mesure OAE

Tout comme les méthodes retrouvées dans la littérature (Delgado *et al.*, 2000), le niveau de bruit dans la mesure DPOAE est estimé en calculant la moyenne plus deux fois l'écart-type de la puissance des 10 points FFT suivant les 25 points de chaque côté de la fréquence f_{dp} tel que montré à la Figure 2.2. De cette façon, l'estimation est moins influencée par la fuite spectrale du signal DPOAE.

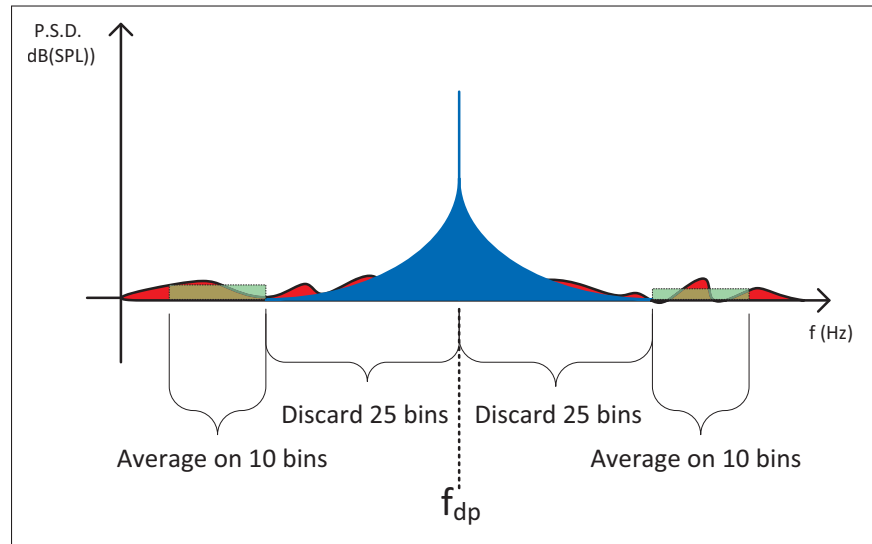


Figure 2.2 Démonstration de la méthode de calcul du niveau de bruit de fond dans la mesure DPOAE

2.2 Algorithme de débruitage de la mesure

Afin de réduire le bruit physiologique ainsi que le bruit ambiant, particulièrement dans une application en milieu industriel, un algorithme de débruitage adaptatif a été développé. Contrairement à l'algorithme de deux étages de filtres adaptatifs non normalisés de Delgado *et al.* (2000) ou l'algorithme à un seul étage de filtre adaptatif normalisé de Kompis *et al.* (2000), l'algorithme présenté à la Figure 2.3 est basé sur deux étages de filtres adaptatifs « Normalized Least-Mean square » (NLMS) constitué d'un *filtre fixe en parallèle* avec le deuxième étage de filtre NLMS.

Dans l'algorithme de débruitage (voir Figure 2.3), l'ajout d'un *filtre passe-bande* centré sur la fréquence de la DPOAE (f_{dp}) permet de rejeter les stimuli tout en réduisant la plage spectrale pour augmenter l'efficacité du système de débruitage implémenté numériquement (Rafaely et Jones, 2002; Winberg *et al.*, 1999). Les performances particulièrement plus élevées des systèmes numériques dans des conditions de bruit à bande étroite s'expliquent par la caractérisation de la fonction de transfert du chemin acoustique entre les deux microphones. Dans le cas des systèmes numériques, une large bande de fréquence signifie un grand nombre de coefficients à ajuster. Les performances de débruitage sont alors limitées par la conception du

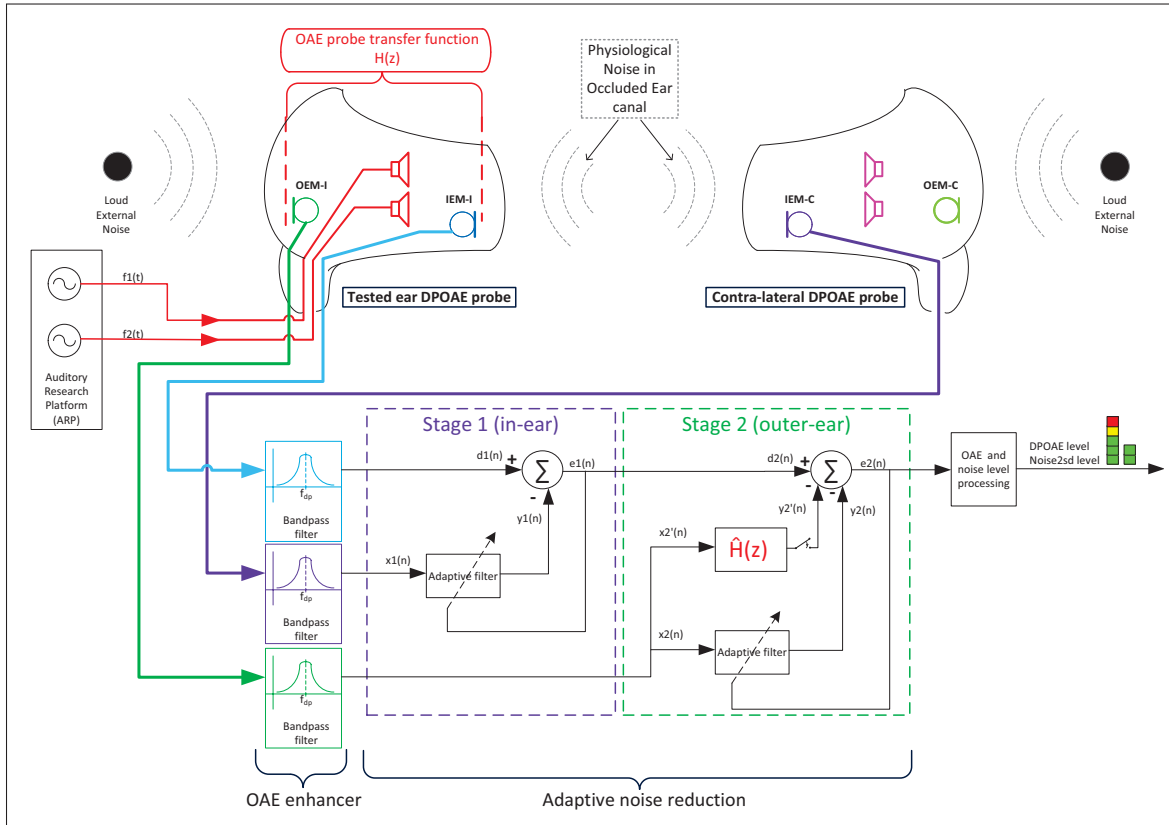


Figure 2.3 Schéma bloc de l'algorithme de débruitage des signaux DPOAE développé

processeur. Par contre, dans le cas d'un bruit à bande étroite, le processeur nécessite moins de coefficients et est donc capable de les ajuster plus rapidement, en particulier dans le cas où le signal est connu (stationnaire). Sans le filtre numérique passe-bande, un compensateur analogique (Rafaely et Jones, 2002) serait nécessaire pour réduire le bruit large bande dans la mesure, ce qui augmenterait le nombre de composants électroniques et, du fait même, la taille ainsi que la complexité du système. Le même filtre passe-bande est également appliqué sur les signaux des deux microphones (IEM-C et OEM-I) utilisés pour l'algorithme de débruitage afin de garder une cohérence dans le traitement des signaux.

Le premier étage de filtre adaptatif NLMS (\hat{w}_1) est conçu pour modéliser la fonction de transfert entre le microphone interne dans l'oreille testée (IEM-I) $d_1(n)$ et le microphone interne contra-latéral (IEM-C) $x_1(n)$. La sortie de ce filtre $y_1(n)$ est ensuite soustraite du signal désiré $d_1(n)$.

$$\hat{\mathbf{w}}_{i|i=1,2}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) + \frac{\mu e_i(n) \mathbf{x}_i(n)}{\mathbf{x}_i^T(n) \mathbf{x}_i(n)} \quad (2.6)$$

$\mathbf{x}^T(n)$ est la transposé de $\mathbf{x}(n)$
 $i=1$ pour le premier étage et $i=2$ pour le deuxième étage de filtre adaptatif

$$y_1(n) = \hat{\mathbf{w}}_1^T[n] \mathbf{x}_1(n) \quad (2.7)$$

$$e_1(n) = d_1(n) - y_1(n) \quad (2.8)$$

Le signal d'erreur $e_1(n)$ est utilisé pour corriger les coefficients ($\hat{\mathbf{w}}_1$) du filtre adaptatif et permettra de modéliser le bruit physiologique dans le microphone ipsi-latéral IEM-I. Dans le 2^{ème} étage de l'algorithme de réduction de bruit adaptatif (ANR), le filtre $\hat{H}(z)$ est calculé hors-ligne et modélise la fonction de transfert de la sonde DPOAE dans un canal auditif occlus. Le filtre adaptatif est alors utilisé pour compenser les légères variations dans la fonction de transfert du filtre fixe $\hat{H}(z)$ estimé pour tenir compte d'un changement dans l'obturation du canal auditif avec le bouchon de la sonde DPOAE. Le signal du OEM-C en sortie du filtre passe-bande est acheminé à l'entrée $x'_2(n)$ du filtre fixe et $x_2(n)$ du filtre adaptatif.

Chacune des sorties $y'_2(n)$ et $y_2(n)$ est ensuite soustraite du signal du microphone IEM-I utilisé, afin de retirer le bruit ambiant et pour ne garder que le signal DPOAE résiduel.

$$e_2(n) = d_2(n) - y_2(n) - y'_2(n) \quad (2.9)$$

Au départ, le pas de convergence (μ) dans l'optimisation de l'algorithme adaptatif était basé sur la méthode présentée dans le livre de Vijay K. et Douglas B. (1999). Cependant, de meilleurs résultats ont été obtenus en ajustant le pas de convergence manuellement dans une plage $1 \times 10^{-5} \leq \mu \leq 0.7$ pour chaque étage de filtre adaptatif (voir Figure 2.3). Le pas de convergence du deuxième étage était augmenté jusqu'à $\mu = 0.5$ seulement dans les cas extrêmes où le bouchon n'obstruait pas suffisamment le canal auditif des sujets dans l'étude présentée

au Chapitre 3. Dans ce cas, le bruit ambiant capté dans le microphone interne était de plus fort niveau que la normale. Autrement, le pas de convergence était laissé à $\mu = 0.01$ pour le 2^{ème} étage. La plage de pas de convergence utilisé a été déterminée à partir du comportement asymptotique du filtre adaptatif, c'est-à-dire qu'à l'extérieur de cette plage peu d'effet de débruitage est observé. De plus, en respectant cette plage, le risque de surcompensation tel que présenté par Delgado *et al.* (2000) est moins élevé. Une telle surcompensation occasionnerait une réduction du niveau de la réponse DPOAE.

Le nombre de coefficients (N) utilisé pour chacun des filtres adaptatifs a été déterminé de façon expérimentale sur une mesure DPOAE d'un sujet. Dans le cadre de l'étude présentée au Chapitre 3, le nombre de coefficients optimal pour chacun des étages de filtres adaptatifs est $N = 40$.

Combinaisons des microphones

L'étude présentée au Chapitre 4 montre les résultats de plusieurs combinaisons de positions de microphones qui ont été testées avec un algorithme de débruitage à un étage puis à deux étages de filtres adaptatifs. L'algorithme de débruitage a permis d'obtenir un meilleur RSB avec la combinaison du microphone interne contra-latéral (IEM-C) et du microphone externe ipsi-latéral (OEM-I). Cette combinaison de microphones sera donc implémentée dans le système portable de mesure sérielle des DPOAE.

2.2.1 Identification hors-ligne de la fonction de transfert du bouchon

Afin d'estimer la fonction de transfert du bouchon de la sonde DPOAE, utilisée pour le filtre fixe, un filtre adaptatif est placé en configuration d'identification de système tel qu'illustré à la Figure 2.4 où un microphone externe (OEM) et interne (IEM) sont exposés à un bruit large bande (bruit blanc) à niveau de pression élevé. Un pas de convergence $\mu = 0.5$ est utilisé pour calculer les coefficients du filtre à Réponse Impulsionnelle Finie (RIF) hors-ligne.

La fonction de transfert obtenue a été comparée avec la fonction calculée par l'estimation de la fonction de transfert utilisant les ratios des interspectres et des autospectres entre le microphone OEM-I et le microphone IEM-I à la Figure 2.5, afin de s'assurer d'une identification optimale de la fonction de transfert. Le nombre de coefficients optimal pour le filtre fixe était ajusté à $N = 600$, ainsi une fonction de transfert précise est identifiée (N élevé). Dans une application en temps réel, le nombre de coefficients élevés signifie un délai (latence) élevé, mais ce délai n'est pas un problème dans le cadre de l'extraction des signaux DPOAE lorsque celui-ci est compensé dans le chemin du microphone interne utilisé pour le test DPOAE (IEM-I).

En utilisant ce filtre fixe, les deux étages de filtres adaptatifs ont besoin d'un ordre moins élevé ($N = 40$) et peuvent alors compenser naturellement pour les variations rapides dans la forme et l'obturation du canal auditif. Le filtre fixe peut être engagé ou désengagé en fonction du niveau de bruit ambiant sans nuire à la fonctionnalité du 2^{ème} étage de filtre adaptatif.

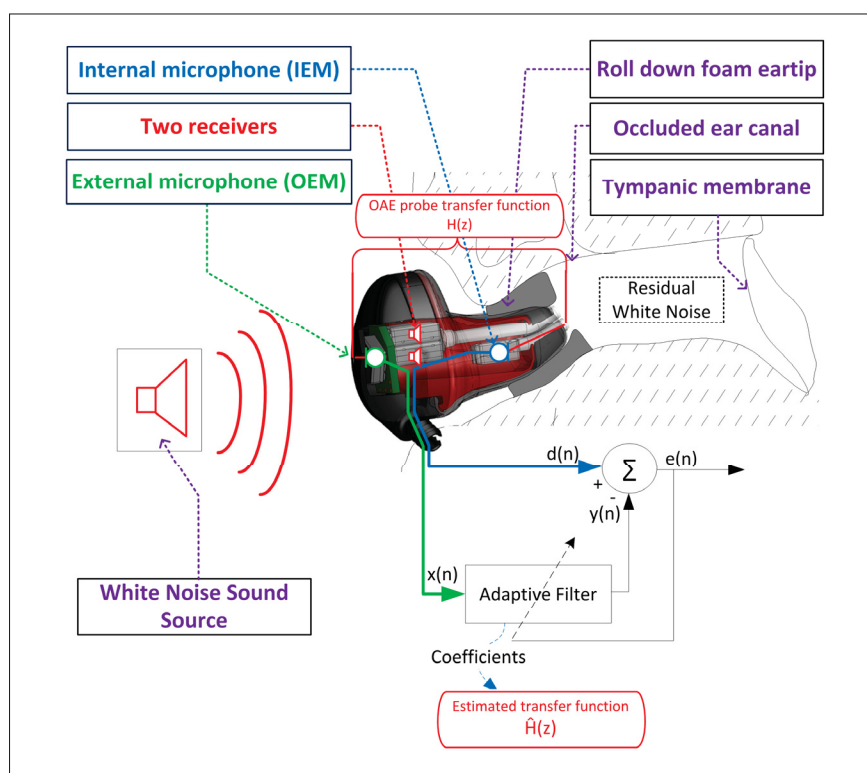


Figure 2.4 Filtre adaptatif en configuration d'identification de système pour le calcul hors-ligne du filtre fixe

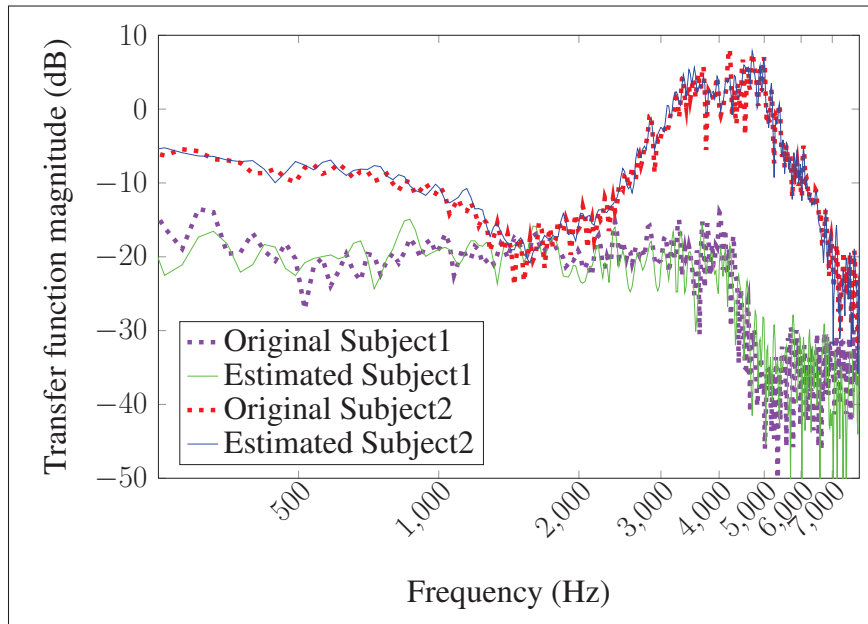


Figure 2.5 Fonctions de transfert du bouchon originales calculées à partir des ratios des interspectres et des autospectres et fonctions de transfert estimées par le filtre adaptatif en configuration d'identification de système

Le filtre fixe est utilisé pour répliquer le bruit ambiant capté par le microphone interne à partir du signal bruit capté par le microphone externe. Les différentes topologies de filtre fixe implémentées ont été inspirées par les travaux réalisés dans le domaine des algorithmes de contrôle acoustique du bruit (Kuo et Morgan, 1999; Kuo *et al.*, 2006). Deux topologies de filtre fixe ont été testées avec la fonction de transfert du bouchon de la sonde DPOAE obtenue précédemment : premièrement le filtre fixe était placé en série avec le filtre adaptatif du 2^{ème} étage et ensuite le filtre fixe a été testé en parallèle avec ce filtre adaptatif. Les résultats présentés au Chapitre 4 montrent que le filtre fixe offre de meilleures performances lorsqu'il est placé en parallèle comparativement à lorsqu'il est placé en série.

2.3 Conclusion partielle

Un nouvel algorithme d'extraction et de débruitage des signaux DPOAE a été développé. Les algorithmes d'extraction des signaux DPOAE par démodulation AM V2 et V3 sont novateurs et permettent de détecter plus facilement les légères variations dans le niveau du signal DPOAE grâce à la réduction de l'erreur d'estimation. L'algorithme de débruitage utilise un microphone

interne contra-latéral (IEM-C) et un microphone externe ipsi-latéral. Il permet d'estimer le signal d'intérêt à l'aide de deux étages de filtres adaptatifs NLMS. Un filtre fixe est placé en parallèle avec le 2^{ème} étage, qui permet de réduire efficacement le bruit ambiant dans la mesure du signal DPOAE, alors que le 1^{er} étage réduit le bruit physiologique.

CHAPITRE 3

« INDIVIDUAL MONITORING OF HEARING STATUS : DEVELOPMENT AND VALIDATION OF ADVANCED TECHNIQUES TO MEASURE OTOACOUSTIC EMISSIONS IN SUBOPTIMAL TEST CONDITIONS »

Vincent Nadon¹, Annelies Bockstael², Dick Botteldooren², Jean-Marc Lina¹, Jérémie Voix¹

¹ Département de Génie Électrique, École de technologie supérieure
1100, Notre-Dame Ouest, Montreal, Quebec, Canada, H3C 1K3

² INTEC, Acoustics Research group, Ghent University
Sint-Pietersnieuwstraat 41, B-9000 Ghent, Belgium

Article soumis au journal « Applied Acoustics » le 16 octobre 2013
à titre de « Research Paper ».

3.1 Avant-propos

L'article présenté dans ce chapitre représente une grande partie des travaux expérimentaux de la recherche effectués dans le cadre du projet de maîtrise. Cet article a été soumis le 16 octobre 2013 au journal « Applied Acoustics ». L'article, sous l'identifiant APAC-D-13-00402, a été accepté conditionnellement à des modifications majeures demandant une réévaluation.

La revue de littérature présentée au début de ce mémoire est plus exhaustive et englobe la revue de littérature de cet article. L'algorithme d'extraction du signal DPOAE mentionné dans l'article est présenté plus en détail à la Section 2.1.1.1 du présent mémoire. Le contenu de cet article complète le contenu du mémoire en donnant de l'information sur la méthode de calibration des sondes DPOAE, les détails sur les sujets humains testés ainsi que l'environnement de test. De plus, les résultats d'une comparaison entre le nouveau système de mesure des signaux DPOAE développé avec un système clinique disponible sur le marché ainsi que des tests avec le nouveau système dans des conditions de bruit ambiant élevé sont présentés.

3.2 Résumé

La mesure des émissions otoacoustiques (OAE) est un outil fiable pour détecter une perte auditive induite par le bruit plus tôt qu'avec les mesures audiométriques classiquement utilisées dans les programmes de conservation de l'ouïe. Cependant, la mesure des émissions otoacoustiques auprès des travailleurs en milieu industriel représente un tout autre défi puisque le bruit ambiant perturbe grandement la mesure des signaux OAE. Les sondes OAE avec une atténuation passive élevée permettent d'atténuer suffisamment le bruit en hautes fréquences, par contre l'atténuation en basses fréquences est insuffisante. Dans le travail de recherche présenté dans les sections suivantes, un nouveau type de système de mesure des OAE, adapté pour le suivi sériel des signaux OAE sur un travailleur, a été conçu sous la forme d'une paire d'oreillettes dont chacune contient un microphone externe, un microphone interne ainsi qu'une paire de transducteurs miniatures. Un algorithme de réduction de bruit adaptatif (ANR) pour le traitement des signaux OAE par produit de distorsion (DPOAE) est utilisé pour améliorer le RSB dans la plage de fréquence où l'atténuation passive de la sonde demeure insuffisante. La technique ANR se base sur l'algorithme « Normalized Least-Mean square » (NLMS) et utilise le microphone externe ipsi-latéral ainsi que le microphone interne contra-latéral pour réduire le bruit dans les signaux DPOAE. Une comparaison avec un système clinique disponible sur le marché avec un nombre limité de sujets a confirmé que le nouveau système de mesure des OAE développé serait adapté pour le suivi sériel de la santé auditive d'un travailleur dans un environnement où le bruit industriel est d'un niveau de pression acoustique de 75 dB(A).

Mot-clés : perte auditive, émission otoacoustique, suivi de la santé auditive, algorithme de réduction du bruit, traitement de signal

3.3 Abstract

The measurement of otoacoustic emissions (OAE) has been proven to be a reliable tool to detect — at an earlier stage than with audiometric measurements traditionally used in hearing conservation programs — the onset of noise induced hearing loss. Nevertheless, the individual field measurement of otoacoustic emissions on industrial workers is very challenging in

practice because the loud ambient noise usually dramatically disturbs the OAE measurement. The use of OAE measurement probes with high passive noise isolation allows the attenuation of most of the high frequency ambient noise, but is often insufficient for the low frequency content of the ambient noise. In the described research work, a new type of OAE system, suitable for the continuous monitoring of OAE levels on an individual worker, has been designed as a pair of earpieces each featuring an external microphone, an internal microphone and a pair of miniature receivers. Adaptive noise reduction (ANR) processing on the measured distortion product of OAE (DPOAE) is used to further improve the Signal-to-Noise ratio in frequencies where passive isolation remains insufficient. The ANR technique relies on a Normalized Least-Mean-Square (NLMS) algorithm that uses the ipsi-lateral external microphone and the contra-lateral internal microphone to denoise the measured DPOAE signals for each intra-aural OAE probe. A side-by-side comparison with commercially available clinical OAE equipment on a limited number of test-subjects successfully confirmed that the developed OAE system would be suitable for the continuous monitoring of workers' hearing capabilities in industrial noises up to 75 dB(A).

Keywords : noise-induced hearing loss, otoacoustic emissions, hearing health monitoring, adaptive noise reduction, signal processing

3.4 Introduction

Despite hearing conservation programs implemented in the workplace, occupational hearing loss is an ongoing problem Canetto (2009). The first issue is that the actual passive noise reduction of the hearing protector worn during the work shift greatly differs from the optimal passive noise reduction measured in the laboratory due to suboptimal placement, inconsistent use and in general variations in the acoustical seal over time (Nélisse *et al.*, 2011). Despite the recent development of a field attenuation measurement system for hearing protection devices (Voix et Laville, 2009; Bockstael *et al.*, 2008), the precise residual noise level under the hearing protector remains unknown (Mazur et Voix, 2012). It is –in practice– impossible to be sure that a worker's daily noise exposure is within safety limits, even when individual hearing protection

is used. The second issue is that, even if this individual noise exposure was known precisely for each worker, the effective risk of hearing damage would still remain unknown given the susceptibility of each worker to develop noise-induced hearing loss for a given noise exposure (Henderson *et al.*, 1993).

To address simultaneously these two issues, an alternative approach would consist in assessing the auditory fatigue induced by daily noise exposure on an individual basis and to warn in real-time the worker when a change in hearing sensibility is taking place, before any damage is actually done. In clinical practice, a wide range of audiological tests are available to assess hearing status. However with respect to occupational noise exposure, these tests are not conducted frequently enough for early detection of noise-induced hearing loss and also not sufficiently robust to be carried out in less than optimal measurement conditions as is necessary to monitor one's hearing health in field. Moreover, the whole procedure to monitor a worker's hearing health daily usually takes too much time and would interfere with the worker's work routine.

The current research work undertaken collaboratively between ÉTS and UGhent aims at precisely measuring in real-time the hearing status of a given worker, through the development of an intra-aural hearing protection device featuring oto-acoustic emission (OAE) monitoring through the measurement of Distortion Product OAE (DPOAEs).

Indeed, DPOAEs offer an objective, fast and reliable way to detect early signs of noise-induced hearing loss (Marshall *et al.*, 2001). When two pure tone stimuli, f_1 and f_2 , are sent through the two miniature receivers of the OAE probe, low-level cubic distortion signals (i.e. $f_{dp} = 2f_1 - f_2$) are generated by an active non-linear process inside the inner ear. These signals travel back from the inner ear to the outer ear canal where they can be recorded. If the outer hair cells inside the inner ear are damaged—for instance due to previous excessive noise exposure—the amplitude of DPOAEs rapidly decreases. However, measuring DPOAEs outside a controlled environment—i.e. in-field hearing screening—is currently strongly hampered by their sensitivity to interfering environmental noise (Popelka *et al.*, 1998). As normal DPOAE levels fall between -5 dB to 20 dB sound pressure level (SPL) (Moulin, 2000), proper recording is indeed very vulnerable to interfering background noise.

Although, while various clinical test setups for DPOAEs have been commercially available for more than 15 years, now ranging from standalone all-in-one hand-held devices to more advanced systems with two probe measurement interfaces connected to a personal computer, no commercial system exist to continuously monitor in the field the DPOAE on a given individual.

The aim of the current paper is to describe a recently developed prototype of an intra-aural hearing protection device featuring oto-acoustic emission (OAE) monitoring and to describe the side-by-side comparison that has been conducted against a commercially available OAE system, the Echoport ILO292 from Otodynamics (Otodynamics Ltd, 2014).

Proposed Approach

To limit the disturbance of background noises, there are software solutions like noise rejection methods and Adaptive Noise Reduction (ANR) algorithms, but also hardware solutions like the improvement of the electromagnetic shielding of the probe and passive noise reduction provided by the probe eartip.

In the case of hardware solutions, standard probe eartips do usually provide a certain amount of passive noise reduction, but this noise reduction is not individually optimized and it is not sufficient for noisy test environments. In the case of software solutions, the standard noise rejection techniques and time averaging can improve the signal-to-noise ratio (SNR) in case of limited disturbance (Delgado *et al.*, 2000), but this has shown to be insufficient in more realistic occupational noise settings (Bockstael *et al.*, 2013). Moreover, these techniques do not offer sufficient improvement to lower the noise floor in the frequency range below 1500 Hz to measure DPOAEs accurately even in lower background noise levels (Delgado *et al.*, 2000).

In response to the problems encountered with averaging methods, several ANR techniques using a contra-lateral internal ear microphone (IEM) as a physiological noise reference and an ipsilateral outer ear microphone (OEM) as an external background noise reference to remove the noise captured in the tested ear IEM have been studied (Delgado *et al.*, 2000; Ma *et al.*, 1996; Özdamar *et al.*, 1998; Ozdamar et Delgado, 1998). The ANR algorithm was proven to

increase the SNR on the whole frequency spectrum while reducing the test time needed by normal time averaging methods.

In the current paper, the ANR algorithm, inspired by the work found in (Delgado *et al.*, 2000), consists in a cascaded two stage adaptive algorithm with a fixed parallel filter. This approach aims to improve DPOAE detection by using 3 microphones simultaneously : the tested ear internal microphone, the contra-lateral internal microphone and the reference microphone mounted flush on the outer faceplate of the earpiece embedded OAE probe. For the ANR algorithm, two new techniques were used in the following study : first the influence of the external microphone position is accounted for in order to improve signal denoising ; Secondly, the implementation of an online fixed filter to characterize the primary path transfer function in the ANR algorithm and the use of a normalized version of the Least-mean square (LMS) algorithm to again improve signal denoising.

While the noise reduction algorithm and the involved hardware does lower the noise floor and increases the DPOAE level reliability, it is still necessary to find an alternative to FFT based DPOAE level extraction, because this method is very sensitive to background noise in frequency bins near the DPOAE frequency and the stimuli. The strong magnitude of the stimuli and DPOAE response causes spectral leakage (when not respecting the Δf constraint) around the DPOAE frequency which introduces an error in the estimation of the DPOAE level (Ma et Zhang, 1999). To assess this problem Ziarani (Ziarani et Konrad, 2004) proposed a method to extract nonstationary sinusoids with a non FFT based algorithm. In the current study a similar approach is used.

The combination of the ANR algorithm with the DPOAE signal extraction technique introduced in the following paper is new compared to actual DPOAE processing methods.

In the following study, the major goal is to develop a DPOAE measurement system capable of (a) achieving accurate DPOAE response estimation in (b) elevated background noise by combining improved signal detection algorithms by an advanced noise reduction approach. Signal extraction is validated with human subjects by comparing DPOAE results measured

in quiet conditions with a standard clinical device and noise reduction is tested in laboratory conditions with background noise fragments between 65 and 75 dB(A).

This paper starts with a description of the newly designed DPOAE probe (Section 4.5.1) and the calibration procedure for the receivers and microphones (Section 3.5.2). A detailed experimental procedure used for the tests is then presented (Section 3.5.4). Results of the comparison between the proposed system and clinical system and the tests conducted in suboptimal conditions with the ANR algorithm are then outlined (Section 3.6).

3.5 Method

3.5.1 Measurement Hardware Description

In order to measure DPOAE response, an earpiece-embedded OAE probe was designed from scratch using Sonomax's earpiece body. An electronic system known as the Auditory Research Platform (ARP) (CRITIAS, 2014) was developed within the Sonomax-ETS Industrial Chair in In-Ear Technologies (CRITIAS) and for this paper, it was used to send the stimuli and a computer based data acquisition system was used to capture the signals from the microphones inside the probes.

3.5.1.1 Earpiece-embedded OAE probe

For the prototype earpiece, two high-quality miniature balanced armature receivers were used in order to send the two pure-tone stimuli without any sound distortion. One miniature microphone was placed towards the ear canal in order to measure the otoacoustic emission response and physiological noise and a miniature microphone was placed on the outside of the earpiece to measure the external background noise. In Figure 3.1 $G_1(z)$ and $G_2(z)$ represent the acoustic path between the internal microphone and each miniature receiver. Receiver R1 generates the pure-tone stimulus with frequency f_1 and receiver R2 the second pure-tone stimulus f_2 . Two earpieces were connected to a signal conditioning box to split the signal between the Auditory Research Platform (ARP) circuit (presented in Section 3.5.1.2 and shown in Figure 3.2) and the

Data Acquisition cards. This box included a passive high-pass filter for each channel to make sure most of the undesirable signal was filtered beforehand.

In the design of the earpiece, special attention was given to the tubing guiding the acoustical signal from the receivers/microphone to/from the eartip fitting ring. This way, acoustical cross-talk was eliminated as much as possible (Siegel, 1995) and background noise was reduced. Roll down foam eartips were inserted onto the two probes in order to seal the ear canal for proper DPOAE measurements and also to protect the human subject when measuring in higher levels of background noise.

When tests with human subjects were carried out, the left earpiece was used to measure the DPOAE in the left ear with the in-ear microphone (IEM) and capture the external noise with the outer ear microphone (OEM). Meanwhile, the right earpiece was used to capture the physiological noise inside the right ear canal. It is assumed that the physiological noise is similar for both ear canals . As the right IEM can not capture the DPOAE responses evoked at the left ear, it can serve as a noise reference (Delgado *et al.*, 2000).

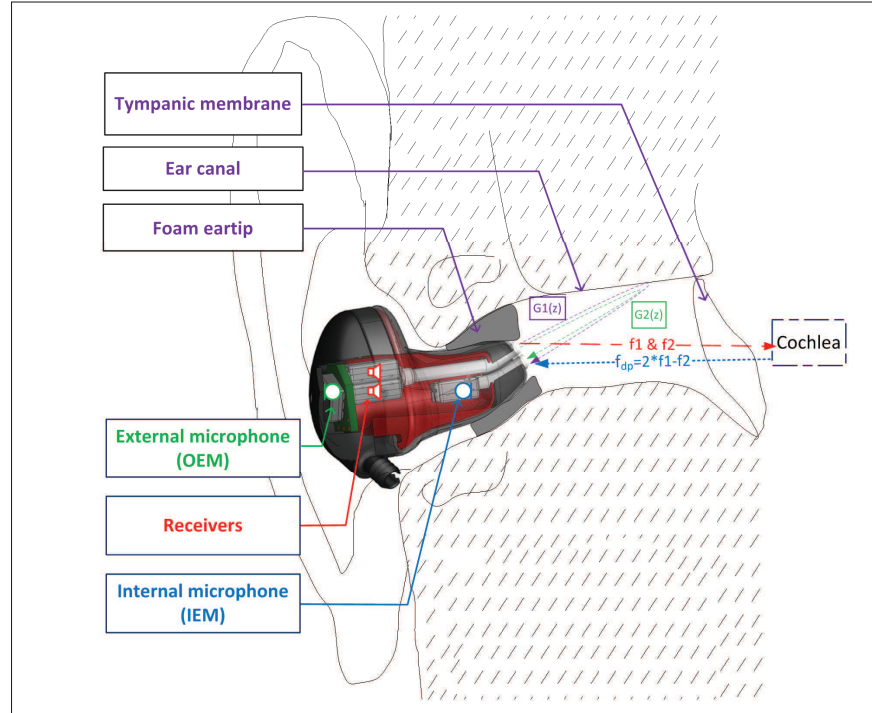


Figure 3.1 Earpiece-embedded OAE probe

3.5.1.2 Auditory Research Platform (ARP)

In order to send the stimuli to the ear, the ARP (CRITIAS, 2014) was connected via USB port to a laptop PC controlling the DSPs inside the ARP system while testing. The system was tuned to send the stimuli with a rise and fall time of 200 ms to present a clickless signal to the human ear, thus enhancing the quality of the otoacoustic response measurement. According to previous studies' recommendations (Delgado *et al.*, 2000), the continuous stimulation period should be longer than a few hundreds of milliseconds in order to provide enough time for the ANR algorithm to converge, thus giving maximum performance for the algorithm. As the clinical reference system (ILO) used had a stimulation period of 1.4 seconds, the duration of the plateau of steady stimulation of the prototype was fixed to 1.4 seconds. With this duration, sufficient samples can be collected in a reasonable test time.

Each combination of the two stimulus tones was sent starting with the highest frequency stimulus (e.g. $f_{max} = 6169$ Hz) and ending with the lowest frequency stimuli (e.g. $f_{min} = 820$ Hz). The algorithm sending the stimuli was implemented in the digital signal processors (DSP) of the ARP and was optimized in assembly language in order to fit in the small memory space available. The ARP was also used to power the miniature microphones inside the earpieces with its own internal battery. The sampling frequency of the DSPs in the ARP was 48 kHz.

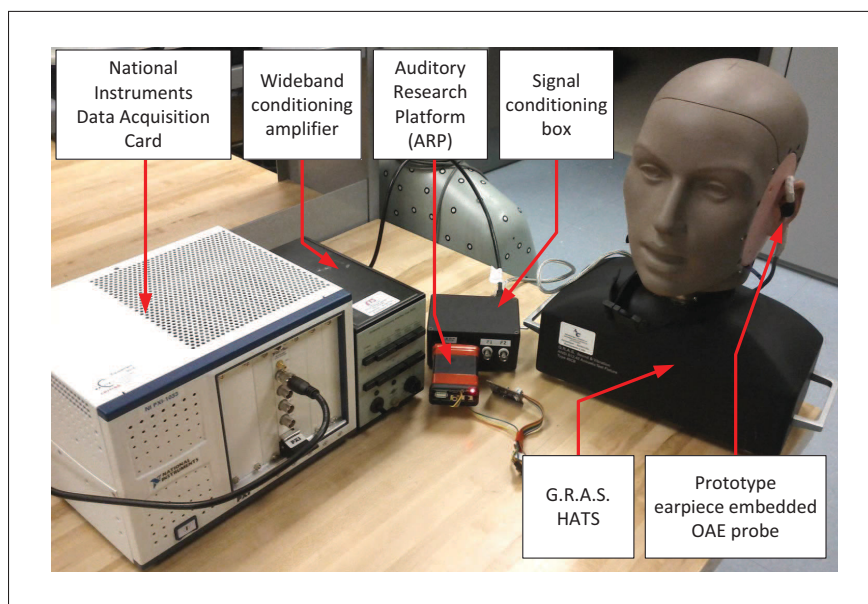


Figure 3.2 DPOAE data acquisition system (minimal setup shown)

3.5.1.3 Computer and data acquisition card

A National Instruments (NI) NIDAQ PXI-1033 chassis containing a NI PXI-4461 was used for the calibration process. For the acquisition of the four microphone signals (two at the left and two at the right earpiece) a NI PXI-4462 card was used at a sampling frequency of 48 kHz and 24 bits resolution. The PXI-1033 was connected to a desktop computer equipped with MATLAB® version R2012b to capture and post process the signals.

The first input of the NI PXI-4461 is the electric loopback of the signal sent to the tested receiver and the second is the amplified IEM signal of the tested earpiece. To be able to synchronize

all microphones easily for best performance of the ANR algorithm, the 2 IEMs and 2 OEMs were connected to the NI PXI-4462. The input range was adjusted in order to prevent input saturation. Each input type was set to "PseudoDifferential" to reduce the AC (60 Hz) noise in the signal. A wideband conditioning amplifier (B&K type 2638) was used for the amplification of the tested ear IEM signal only (see Figure 3.2), a gain of 30 dB with a linear filter was set. The signal conditioning box shown in Figure 3.2 includes a high-pass filter for each microphone channel to reject low frequency noise, the purpose of the box is to send the signals from the probes' microphones to the data acquisition card and also to be able to send or record signals to/from the receivers.

3.5.2 System Calibration

The aim of the calibration process is to (1) calibrate all microphones for correct sound pressure level (SPL) measurement inside (IEM) and outside (OEM) the earcanal and (2) calibrate the two OAE receivers separately to set correct sound pressure levels for the pure-tone stimuli. The whole procedure consists of two different steps described below ; one to be conducted once for each new probe using a Head and Torso Simulator (HATS), henceforth called the Laboratory Calibration, and one to be conducted for each new test subject at the beginning of each measurement sequence, i.e. the Calibration with Human Subjects (see Section 3.5.2.2).

3.5.2.1 Laboratory calibration of OAE probe

The following step is carried out once for each of the two OAE probes and should only be repeated in case of malfunction. In this experiment, the Brüel & Kjær HATS is used.

Microphone electroacoustic gain adjustment (step 1)

In order to set the electroacoustic conversion gain of the whole signal chain, including all components and data acquisition cards, the microphone of the HATS is calibrated with a 1000 Hz pure tone of 114 dB. Based on the specifications of the HATS microphone only, 114 dB is expected to correspond approximately to 120 mV.

Initial receiver gain adjustments (step 2)

To set the correct level for both OAE receivers, the output of each separate receiver is measured with the HATS microphone. The ARP is set so that for a 1000 Hz pure tone, the HATS measures 65 dB for the R1 receiver sending the stimulus tone with frequency f_1 and 55 dB for the R2 receiver sending the second primary tone f_2 .

In-ear microphones calibration (step 3)

A white noise signal is sent by one of the OAE probe receivers to calibrate the OAE probe internal microphone and a transfer function is measured between this microphone and the HATS microphone to establish the gain adjustment necessary to match the sound pressure level at the eardrum.

Given the limited dimensions of the OAE probe and HATS ear canal, resonances are expected in the frequency range above 2000 Hz. Hence, for frequencies below 2 kHz the transfer function is expected to be as close to 0 dB due to slight differences in hardware (microphone sensitivity), signal amplification and/or signal processing.

Outer ear microphones calibration (step 4)

To calibrate each external microphone (OEM) the B&K calibrator was set at 94 dB with a frequency of 1000 Hz. Unlike the left IEM, both OEM's can be calibrated with the calibrator since these signals are not amplified by the B&K signal conditioner. The two probes' OEMs were connected to the calibrator and the level adjustment was calculated in Matlab according to the reference level of the IEM since this microphone was thoroughly calibrated in previous steps.

Stimuli calibration (step 5)

In order to send the appropriate stimuli sound pressure level for each pure tone frequency the transfer function between the receiver and the OAE internal microphone (TF3) is established.

The receiver presents white noise generated by the ARP, with the overall gain adjusted by the calibration step described in step 2. Figure 3.3 shows the schematic drawing of the test setup and the red curve of Figure 3.4 shows an example of a measured transfer function referred as TF3. This transfer function represents the frequency response of the speaker to be calibrated. The horizontal blue line shown is the actual level measured at 1000 Hz. The x marks represent different stimulus frequency for the R2 receiver. The ratio of the linear value at 1000 Hz and the linear value at the stimulus frequency gives the gain table to be applied on the receiver output. This ratio is established per receiver at the discrete frequencies of the primary tones f_1 and f_2 .

Note that in the made-up example in Table 3.1, the gain values are expressed as linear gain factors. At 1000 Hz, the gain factor should equal 1 as the level calibration is already established at 1000 Hz (step 3) and no variation in sound pressure level is expected between the OAE internal microphone and the HATS microphone. For the primary tone frequencies, the inverse of TF3 gives the necessary gain factor that will be tabulated for further use in the ARP DSPs.

Tableau 3.1 Initial gain table HATS

Receiver f_1 (Hz)	1000	820	...	5053
Linear Gain	1	$\frac{1}{x1}$		$\frac{1}{x2}$
Receiver f_2 (Hz)	1000	1001	...	6165
Linear Gain	1	$\frac{1}{x3}$		$\frac{1}{x4}$

While measuring the transfer function TF3, the transfer functions between OAE internal microphone and HATS microphone (TF1), as well as the transfer function between the receiver and the HATS microphone (TF2) will also be measured for both receivers (see Figure 3.3). These transfer functions are not required for the calibration as such, but TF1 is used to give insight in the potential sound pressure level at a human eardrum based on measurements with a HATS. This is necessary to set safety limits for the OAE receiver levels on the HATS before actually working with human subjects.

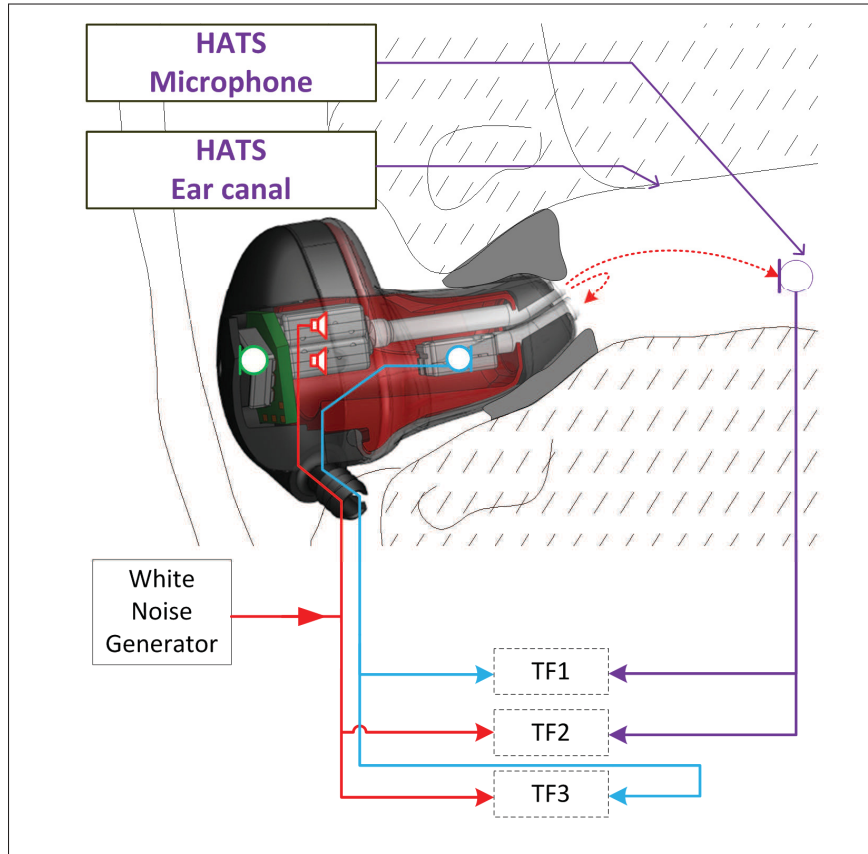


Figure 3.3 Schematic overview of the measured transfer functions for the calibration of the proposed system

Sanity check of calibration procedure (step 6)

After completing the steps above and implementing the initial gain table in the ARP, a final check is conducted using the HATS. Here, the primary tones are presented with the OAE receivers and the levels are recorded both at the OAE internal microphone and the HATS microphone. The results from the OAE internal microphone are used to confirm that after calibrating the sound pressure levels of the primary tones, f_1 and f_2 are indeed respectively 65 dB or 55 dB at every frequency. In addition, the reading of the HATS microphone confirms that with these adjustments no excessive SPL is measured at the eardrum position.

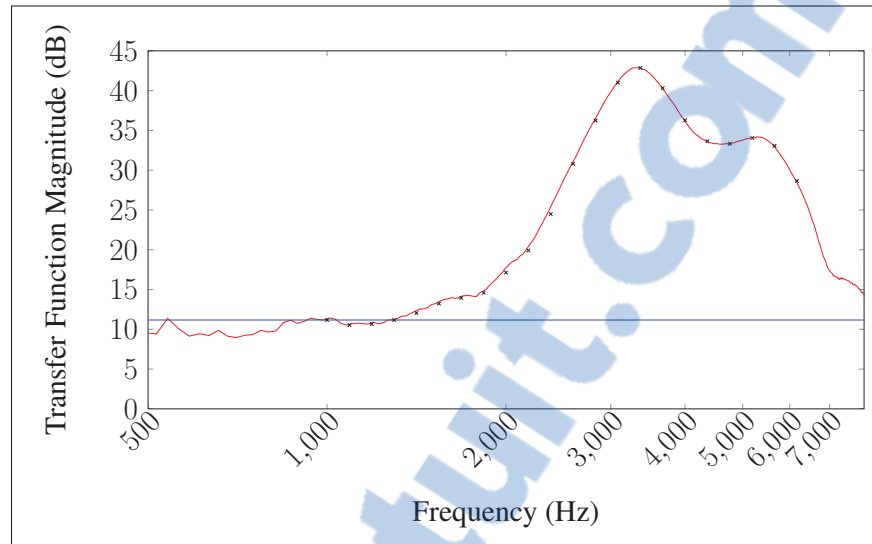


Figure 3.4 Transfer function between the receiver’s electrical signal and the probe’s internal microphone signal

3.5.2.2 Calibration with human subjects

This procedure is done for each tested ear of each human subject. In theory, the gain table obtained per receiver with the HATS (Section 3.5.2.1 step 5) could also be directly applicable for human subjects—as the ear simulator of the HATS should mimic a ‘standard’ human ear canal—and hence this step would not be necessary. However, depending on the specific fit and the subject’s ear canal shape, difference in resonance frequencies might occur from one ear to another, especially for frequencies of 5 kHz and above. Hence, it would be unwise to use for all a standard gain table measured with the HATS, thus an ear-specific gain table needs to be calculated for each new human subject. In addition, each new fit requires a stimulus safety check to make sure that test subjects would never be overexposed to noise due to whatever malfunctioning during the calibration procedure.

Ear-specific gain table (step 1)

After placing the OAE probe in the human ear, white noise is subsequently played through each receiver (R1 and R2) separately and recorded with the IEM of the test ear. The transfer function between the OAE internal microphone and OAE receivers (i.e. TF3 in Figure 3.4)

was checked for any abnormalities. In case of undesirable ear canal resonances, the eartip was repositioned. If a satisfying transfer function TF3 was obtained, an ear-specific gain table is produced similar to the procedure described for the HATS in Section 3.5.2.1 (step 5). Finally in the ARP DSP, the gain table is updated, replacing the HATS gain table with the ear-specific gain table.

Sanity check of individualized gain table (step 2)

It can be expected that in general the ear-specific gain table does not significantly differ from the HATS gain table, especially below 2 kHz where little influence of ear canal resonances/probe placement are to be seen. Hence, the linear gain at 1000 Hz should again be close to 1. As a rule of thumb, the calibration will be accepted if the ear-specific gain for frequencies near 1000 Hz lies within a 0.7 – 1.4 range (i.e. ± 3 dB).

If the difference between the HATS and human gain table falls outside this range, OAE probe and ear canal will be checked for (cerumen) blockage and the probe will be refitted. If the problem persists, the gain table of the HATS will be kept instead of an individualized human gain table for that particular measurement and the probe will be checked afterwards using the HATS. However, this situation has not occurred during this experiment.

In order to make sure that the eardrum is not exposed to an excessive sound pressure level, the receiver output levels were limited to a linear gain of 0.3 (-10.46 dB) for the frequencies amplified by the earcanal and/or receiver (2 kHz to 7 kHz region). The linear gain was limited to 2 (6 dB) for the rest of the stimuli frequencies.

3.5.3 Adaptive Noise Reduction algorithm

In order to reduce the noise measured in the DPOAE response when measuring DPOAEs in noisy conditions, the ANR algorithm was developed as per the schematic presented in Figure 3.5. A bandpass filter is used to filter out the stimuli signal from the tested ear's IEM to

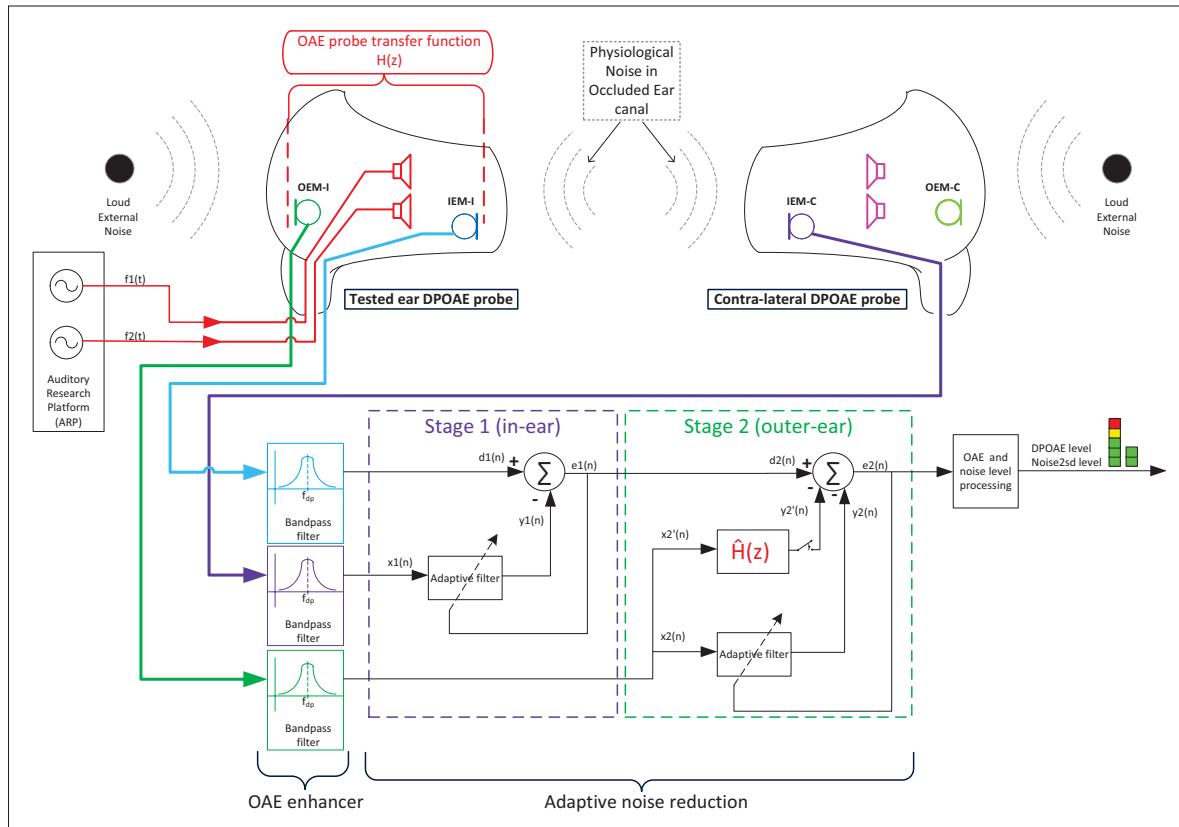


Figure 3.5 Block diagram of the proposed Adaptive Noise Reduction algorithm

help the adaptive filters converge on the DPOAE signal. Note that the same filter is also applied on all other microphones in order to keep the same noise disturbance reference.

The NLMS adaptive filter in Stage 1 models the transfer function between the tested ear IEM $d_1(n)$ and the contra-lateral IEM $x_1(n)$, the output of this filter $y_1(n)$ is then subtracted from the desired signal input $d_1(n)$. The error signal $e_1(n)$ is used to correct the adaptive filter's coefficients in order to model the physiological noise disturbance in the tested ear's IEM accurately. In the 2nd adaptive noise reduction stage $\hat{H}(z)$ is calculated off-line and models the earplug transfer function ($H(z)$). The adaptive filter is used to compensate for slight variations in the fixed $\hat{H}(z)$ estimated transfer function over time due to variations in earplug seal. The input of the fixed filter $x'_2(n)$ and the adaptive filter $x_2(n)$ is the bandpassed OEM signal. Each output $y'_2(n)$ and $y_2(n)$ are then subtracted from the tested ear's IEM to remove the noise disturbance.

The step size used to process the data was adjusted manually per subject within a range of $0.01 \leq \mu \leq 0.5$ for the first stage of the proposed ANR algorithm (see Figure 3.5) and the second stage was kept at $\mu = 0.01$. Only when more effect of the ANR algorithm was necessary for extreme cases, the step size was then increased up to $\mu = 0.5$. The step size range was limited, especially for the second stage of the ANR algorithm, in order to not overcompensate the DPOAE response. Delgado *et al.* (2000) has shown before that such an overcompensation decrease the magnitude of the DPOAE response itself.

3.5.4 Experimental procedure

3.5.4.1 Background noise conditions

The current experiment aims to test the performance of the ANR algorithm when DPOAE responses are measured in elevated levels of background noise. Measurements are carried out in a double-wall chamber where background noise is played through four loudspeakers.

To create realistic measurement settings, an industrial noise fragment has been selected from the NOISEX database (Carnegie Mellon University, 2000). This fragment is played at three different levels ; 65 dB(A), 70 dB(A) and 75 dB(A), noise spectral content is shown in Figure 3.6. Sound pressure level of industrial noise is calculated in a first sound capture and white noise in a second sound capture. For the external microphone, 70 dB(A) noise disturbance was measured per octave bands on a typical subject while testing for DPOAEs. As a reference condition, one white noise fragment is played at 70 dB(A). All fragments are played through the desktop PC soundcard, the sound pressure levels are set at the subject's position (without any subject present) using a Brüel & Kjær 4189 free-field microphone and Nelson Acoustic Trident mX v6.8.0 software for processing.

3.5.4.2 Selected Test Subjects

In order to validate the proposed system, test subjects were selected based on an otoscopy test followed by tonal audiometry and tympanometry. Tonal audiometry was carried out in a

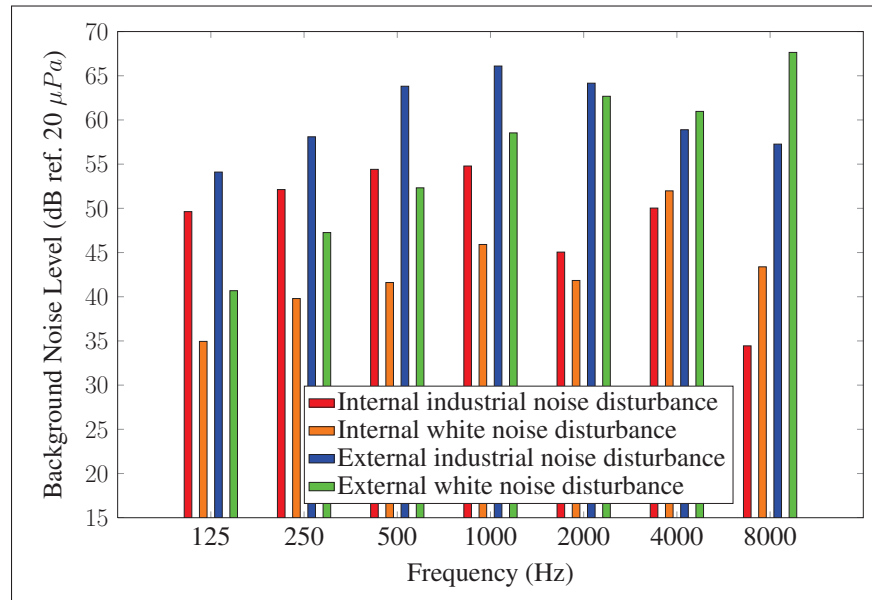


Figure 3.6 External microphone and internal microphone background noise disturbance level

double-wall chamber meeting ANSI S3.1 (American National Standards Institute, 2008) and ISO 8253-1 (ISO, 2010) standards for audiometry, using a clinical audiometer AC40. Subject's tonal hearing threshold should not exceed 25 dB HL at the octave band frequencies from 250 Hz to 8000 Hz. In addition, middle ear pressure, static acoustic admittance and the ear canal volume were assessed with standard clinical 226 Hz-tympanometry using a Madsen Zodiac 901 tympanometer.

Before tests with the newly developed system could take place, baseline DPOAE responses were assessed with the clinical ILO292 DPEchoport system from Otodynamics, connected to a laptop PC with ILO v6 software. A standard clinical protocol was used where two primary tones f_1 and f_2 are presented simultaneously. The second primary tone frequencies ranges from 1000 Hz to 6169 Hz with eight points per octave, with a f_2/f_1 frequency ratio of 1.22. Stimulus levels for f_1 and f_2 are set at respectively 65 dB and 55 dB and a noise artifact rejection level of 8 mPa was used. Measurements were stopped after the complete frequency range had been looped over two times from the highest to the lowest frequencies.

A total of 24 human subjects were selected, 11 were tested in one visit and 13 were tested in two visits (one for the ILO system measures and another for the proposed system measures in quiet and noisy test conditions). For the tests, 3 females were selected versus 21 males, they were aged between 22 and 37 years old, the average age being 26 years old. After data was analysed a hardware measurement limitation was noticed, thus only test subjects with OAEs stronger than 6 dB as measured by the proposed system were kept for further analysis (8 subjects).

3.5.4.3 Measurement Protocol

Subsequent to the selection test, DPOAEs were measured using the newly developed earpiece-embedded OAE probe in five different test conditions :

- a. Without additional background noise ;
- b. In industrial noise at 65 dB(A) ;
- c. In industrial noise at 70 dB(A) ;
- d. In industrial noise at 75 dB(A) ;
- e. In white noise at 70 dB(A).

The order of these conditions is randomized over subjects and per gender. Per subject, only the left ear was tested for DPOAEs, hence the IEM of the right ear was used to assess the physiological noise. While presenting the external noise, both the test ear and the contra-lateral ear are occluded by the OAE probes so that even for higher levels of background noise, no threshold shifts would be induced.

3.6 Results

In this section results obtained with the proposed system in quiet test conditions are compared with the reference ILO system. Afterwards, results with the proposed system in noisy test conditions are presented and compared to quiet test condition.

3.6.1 System comparison in quiet test conditions

To validate the proposed system, a paired comparison has been conducted between DPOAE results from the proposed system and the clinical system, both obtained in quiet test conditions.

A non-parametric Wilcoxon signed rank for paired data reveals that DPOAE amplitudes are significantly higher ($p < 0.001$) when measured with the clinical system compared to the proposed system. Figure 3.7 reveals that this is especially true for the frequency region around 4000 Hz and to a lesser extent for frequencies below 2000 Hz. The range of DPOAE amplitudes obtained for young, normal-hearing adults by Keppler *et al.* (2010) has been added as a reference ('norm').

Despite the observed differences between both systems, it is clear that also for the newly developed system, the median values fall within the range of DPOAE responses measured previously on young, normal-hearing subject by Keppler *et al.* (2010). Moreover, DPOAE amplitudes are in reasonable agreement with standard clinical system.

The graph shown in Figure 3.8 represents a typical subject's OAE response. As observed, the proposed system's DP level follows the same trend as the ILO system over different test frequencies. Although slightly different for the two system, the noise mean plus two standard deviations (here referred to as Noise2sd) is much lower than the measured DPOAE for both systems.

3.6.2 Otoacoustic emission signal extraction in noisy test conditions

The performance of the ANR algorithm on both DPOAE signal and DPOAE noise is assessed by comparing signal and noise separately in the different test conditions, i.e. industrial noise at 65 dB(A), 70 dB(A) and 75 dB(A) and white noise at 70 dB(A). As can be seen from Figure 3.9b, the DPOAE noise level clearly increases with increasing levels of background noise if the ANR is switched off, whereas noise amplitudes appear to be more stable when the ANR algorithm is on. Non-parametric Kruskal-Wallis rank sum test confirms that DPOAE noise levels differ significantly ($p < 0.0001$) between the different combinations of background

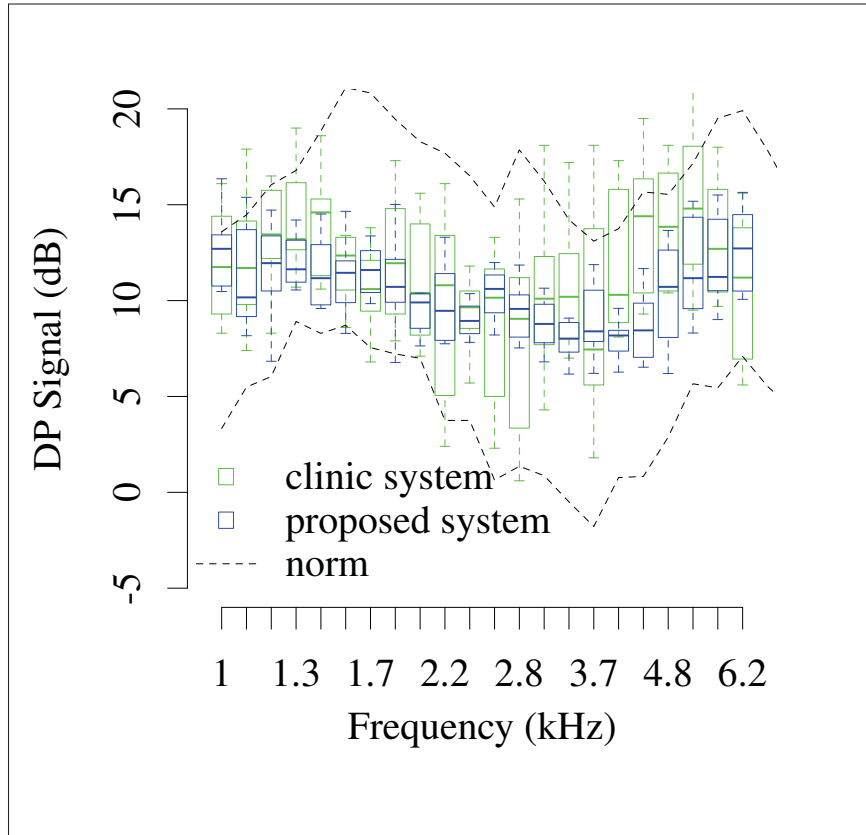


Figure 3.7 Box-and-whisker plot of DPOAE amplitude as a function of frequency as measured by the clinical system and the proposed system

noise and ANR algorithm (e.g. industrial noise at 65 dB(A) with ANR on, industrial noise at 65 dB(A) with ANR off and so on). Post-hoc pairwise comparison using the Wilcoxon rank sum test with Bonferroni correction reveals that for all conditions of background noise the DPOAE noise levels is significantly lower with ANR on ($\alpha = 0.05$), and with ANR off the DPOAE noise level systematically increases with increasing level of background noise ($\alpha = 0.05$). In contrast, no significant difference in DPOAE noise level is found between test conditions with the ANR algorithm on ($\alpha = 0.05$).

For the DPOAE signal, both visual inspection (see Figure 3.9a) and statistical analysis show that the ANR algorithm and background noise have a very similar effect on the DPOAE noise. The DPOAE signal amplitude increases significantly ($\alpha = 0.05$) with increasing background level when the ANR is switched off, lower amplitudes of background noise like the 65 dB(A) and 70 dB(A) test conditions disturbed less the DPOAE signal. Leaving the ANR algorithm

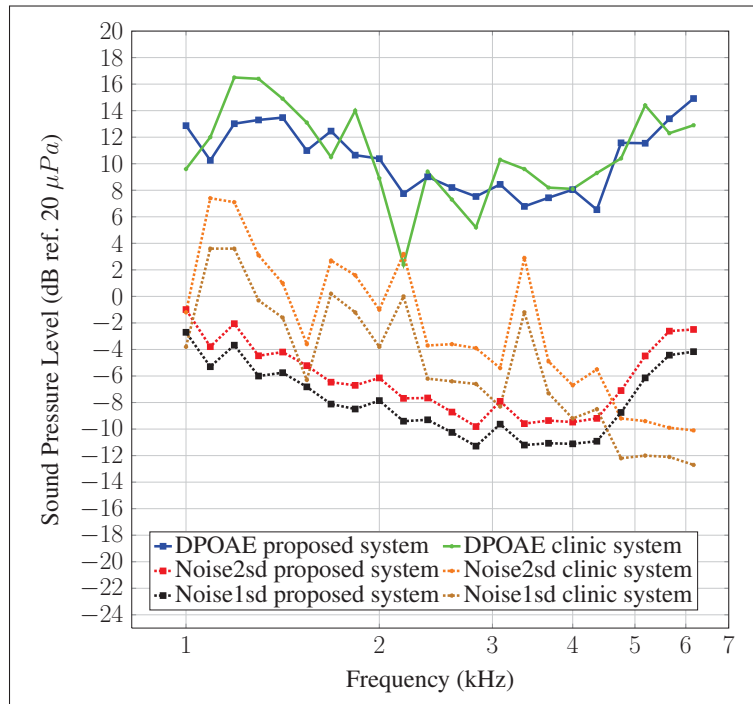


Figure 3.8 Typical DPgram output by the proposed system in quiet test conditions compared to the clinical system

disabled would therefore be a highly undesirable situation when monitoring cochlear changes at the workflow because in this case an artificial increase in DPOAE signal amplitude due to measurement conditions might actually mask a true decrease induced by cochlear damage. However, if the ANR is switched on, the DPOAE signal amplitude appears to be no longer systematically affected by the background noise ($\alpha = 0.05$).

Apart from the overall stable results with the ANR algorithm on, possible variation per frequency should also be taken into account. Due to the limited sample size, statistical analyses for the separate frequencies are less reliable, but Figure 3.10b does show that median DPOAE noise amplitude differs between background noise conditions depending on the frequency. The DPOAE noise amplitude still appears somewhat related with the external background noise spectrum especially in the lower frequencies where DPOAE noise levels increase as the levels of industrial noise increase. Also for the white noise fragment, the DPOAE noise levels follow its typical spectrum with amplitude increasing with frequency. This suggest that there is still somewhat room for further noise reduction with a fine-tuned ANR algorithm, although it must

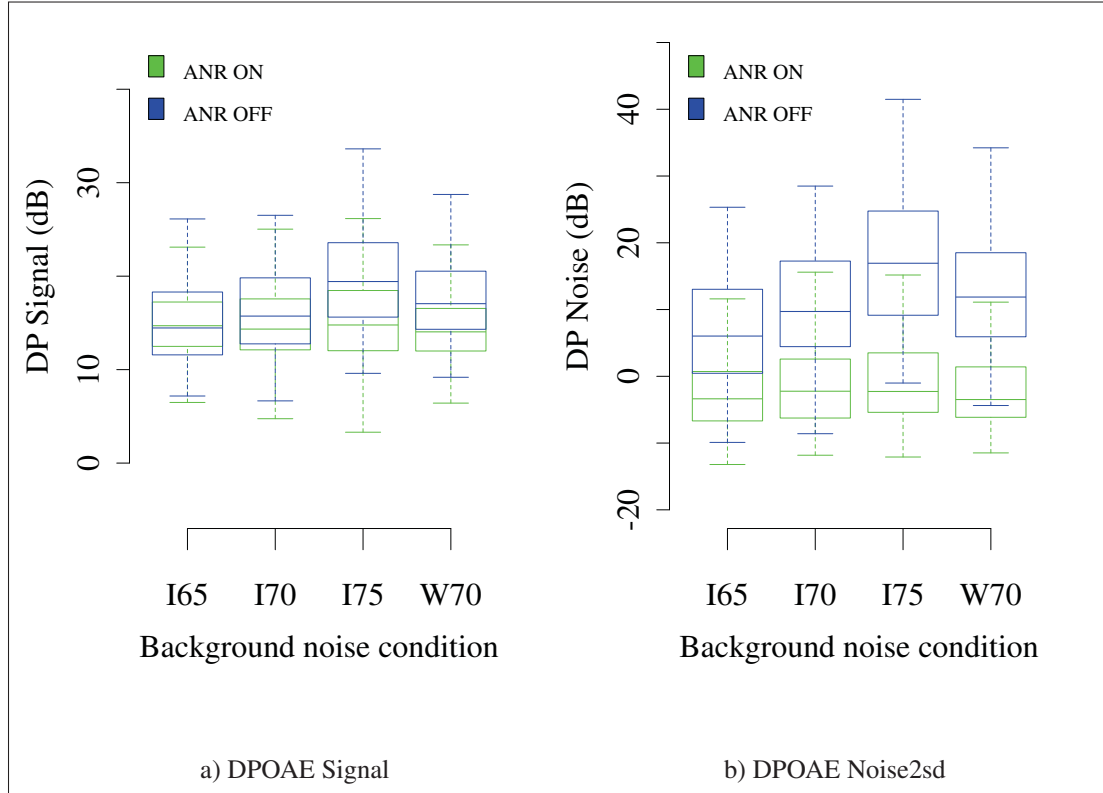


Figure 3.9 Box-and-whisker plots of DPOAE amplitude and DPOAE noise as a function of background noise : white noise at 70 dB(A) (W70) and industrial noise at 65 dB(A) (I65), at 70 dB(A) (I70) and at 75 dB(A) (I75)

be said that for the largest part of the frequency range DPOAE noise amplitudes in noise lie already close to the amplitude obtained in optimal quiet conditions.

In Figure 3.10a median values are represented by the dots while the error bars extend from the 25 % quantile (lower limit) to the 75 % quantile (upper limit). DPOAE signal amplitudes appear to vary less systematically with frequency and background noise, but median values do tend to differ (slightly) at certain frequencies depending on the background noise condition. Bearing in mind that the developed system would be used to monitor (variation in) DPOAE signals over time, it is of extreme importance to minimize and certainly quantify the system's test-retest variability. In the field, only cochlear changes that exceed this test-retest variability will be interpreted as true changes.

Based on previous work by Keppler *et al.* (2010a) the minimal detectable difference for a clinical system can be set (somewhat roughly) around 3 dB. If this limit is applied to the difference between the DPOAE amplitude in quiet and the respective conditions with background noise, about 25 % of the data exceeds this limit, with slightly less for industrial noise at 65 dB(A), the least noisy condition, and slightly more at 75 dB(A), the noisiest situation. For the current dataset, no clear dependency on frequency can be observed.

This percentage can be reduced to 10 %-to-20%, depending on the level of background noise, when DPOAE signal amplitudes measured in industrial noise at 65 dB(A) is taken as a reference, instead of the quiet conditions. One possible factor here is the influence of the ANR algorithm itself on the signal ; in quiet conditions the algorithm has not been used whereas it is included in background noise. In the future, care will be taken that signal processing strategies are exactly the same in reference and test conditions.

The foam tip used for the passive sound isolation of the OAE probe did not achieve high levels of attenuation amongst test subjects. An average of 12.2 dB passive noise reduction was noted on test subjects (see Figure 3.11) whereas a passive noise reduction average of 30.4 dB was observed across frequencies with the probe inserted in the B&K HATS (46.3 dB insertion loss).

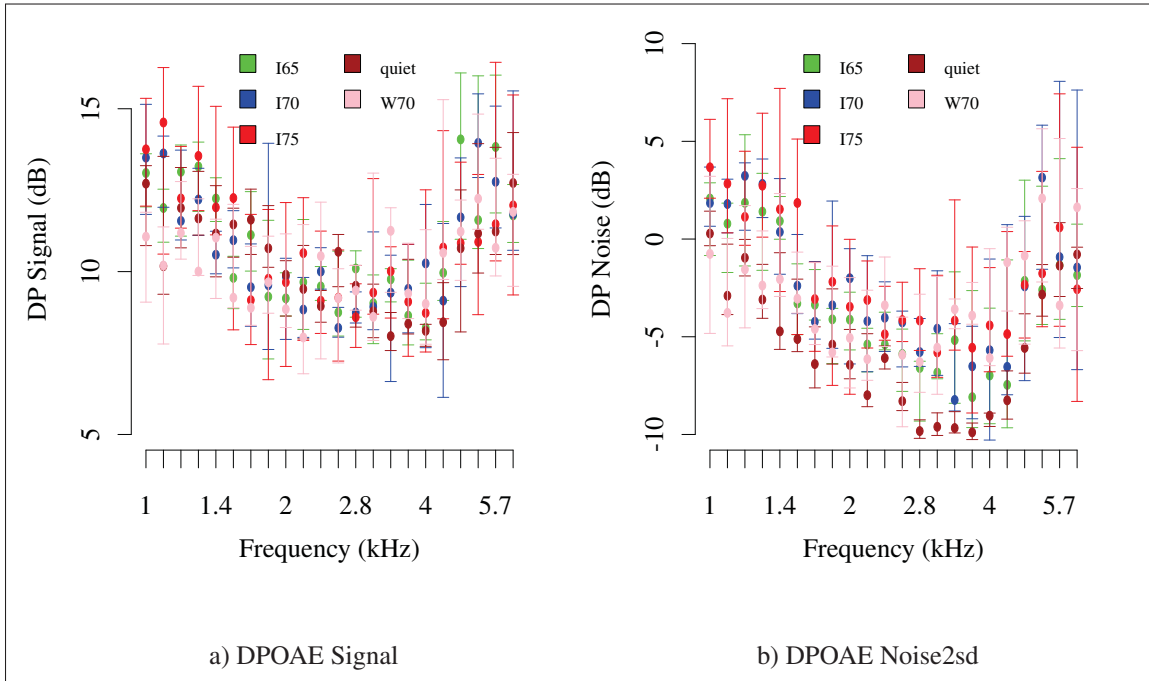


Figure 3.10 DPOAE amplitude and DPOAE noise calculated with the ANR algorithm as a function of frequency for the different background noise conditions : without additional background noise (quiet), with white noise at 70 dB(A) (W70), with industrial noise at 65 dB(A) (I65), at 70 dB(A) (I70) and at 75 dB(A) (I75)

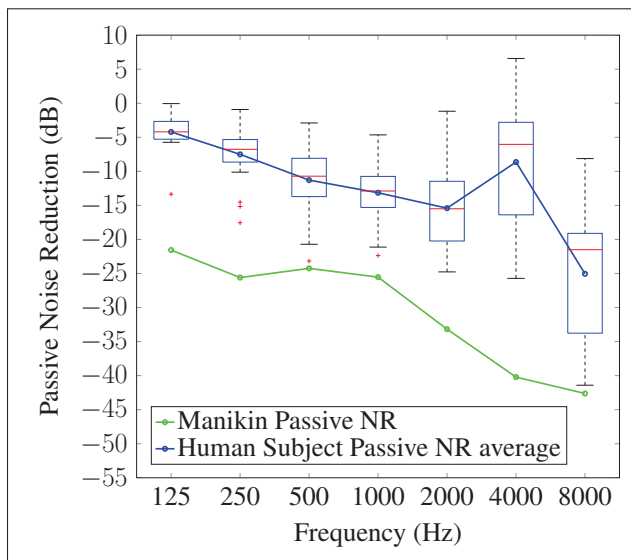


Figure 3.11 Intersubject Passive Noise Reduction (NR) of the roll-down foam tip used for the passive sound isolation of the developed OAE probe

3.7 Discussion

Measurements were conducted in order to validate the proposed system in quiet test conditions. The developed noise reduction algorithm — i.e. ANR — was then tested in various types of noise to evaluate its performance in suboptimal test conditions.

3.7.1 Quiet test conditions

As shown in Figure 3.7, the measured DPOAE falls within the range of DPOAE amplitudes obtained for young, normal-hearing adults. Hence, the proposed system generally leads to realistic DPOAE results falling within the range of normative data (Keppler *et al.*, 2010; Moulin, 2000). To understand the minor differences between the two systems, one must take into account that the newly developed system and the clinical system both have different hardware *and* signal processing, hence a within-subject difference is to be expected. It should also be kept in mind that the aim of the proposed system is *not* to mimic or even replace existing clinical devices used for diagnostic purposes, but rather to develop a *monitoring* device that can detect early changes in cochlear status. Hence, while the proposed system does not exactly replicate DPOAE signals from a clinical device, results are found to be in sufficiently reasonable agreement.

3.7.2 Noisy test conditions

In noisy test conditions, probe fitting is very important in order to provide a good passive noise reduction therefore decreasing the influence of background noise in the DP signal. As a result, the poor passive noise reduction noted amongst tested human subjects (Figure 3.11) caused higher sensitivity to external background noise in noisy conditions for test subjects with lowest noise reduction. This effect was counter balanced by increasing the step size of the second stage of the ANR algorithm (see Figure 3.5). Moreover, poor passive noise reduction could be related to poor probe fitting, hence poor passive noise reduction could engender poor stimulation levels measured at the eardrum thus leading to inaccurate DP levels for some test subjects.

In order to obtain the maximum passive attenuation from the earpiece and optimal fit for DPOAE measurements, a self-inflating custom molded earpiece, known as the SonoFit™ system (Sonomax, 2014), could be used to replace the roll down foam eartips shown in Figure 3.1.

Despite poor passive noise reduction, experiments with the ANR algorithm clearly showed that signal levels obtained in noisy conditions could be brought back to the signal levels measured in quiet conditions. In addition, the noise level could be reduced considerably (Figure 3.9b). When investigating the signal spectrum more closely (Figure 3.10a), it is observed that the signal measured in noisy conditions falls within the test retest variability in quiet conditions for most of the frequency bands. Although the noise level itself is not brought back to the level in quiet conditions for all frequencies of interest. So in summary, even in absence of good passive noise reduction, the proposed ANR algorithm allows to reduce both white and industrial noise sufficiently to obtain high quality DPOAE signals even if DPOAE noise levels are not brought back exactly to the levels observed in quiet. Results presented are therefore in agreement with a previous study conducted on simulated DPOAE signal extraction with noisy sound recordings (Nadon *et al.*, 2013).

3.8 Conclusions

A new approach for measuring distortion product otoacoustic emissions including active noise reduction of both environmental noise and physiological noise was introduced. Experiments conducted in this study have shown that : 1) this approach allows to measure DPOAE response quite accurately in silent test conditions when compared to the clinical reference system ; 2) The ANR algorithm gives the opportunity to measure DP levels in noisy test conditions up to 75 dB(A), which cannot be done with a standard clinical OAE measurement system even if the measurements are averaged on several loops. In addition, these measurements on test subjects gives results very similar to a popular clinical system in quiet conditions.

The goal of this research project has been reached and an innovative OAE measurement system that is able to monitor a workers' hearing status in an industrial environment was successfully developed. Although the proposed hardware suffers from limitations, namely the poor passive

attenuation of the earpiece and the high noise floor level of the measurement setup limiting the number of selected subjects, the proposed ANR algorithm has proven its ability to denoise the OAE signals for industrial background noises up to 75 dB(A). It is foreseen that the passive isolation could be easily increased by the self-inflating custom molded earpiece of the SonoFit™ system.

3.9 Acknowledgements

Annelies Bockstael is a postdoctoral fellow of the Research Foundation-Flanders (FWO) ; the support of this organization is gratefully acknowledged. The ETS-affiliated authors are thankful to the Natural Sciences and Engineering Research Council (NSERC) Individual Discovery Grant Program for part of the funding as well as the technical support from the *Sonomax-ETS Industrial Research Chair in In-Ear Technology* for prototyping the experimental probes.

LISTE DE RÉFÉRENCES

- American National Standards Institute. 2008. « ANSI S3.1-2008 Noise Levels for Audiometric Test Rooms ».
- Bockstael, Annelies, Bram de Greve, Timothy Van Renterghem, Dick Botteldooren, Wendy D'haenens, Hannah Keppler, Leen Maes, Birgit Philips, Freya Swinnen, et Bart Vinck. 2008. « Verifying the Attenuation of Earplugs in situ : Method Validation using artificial Head and numerical Simulations ». *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 124, n° 2, p. 973–981.
- Bockstael, Annelies, Hannah Keppler, et Dick Botteldooren. 2013. « Improved hearing conservation in industry : more efficient implementation of Distortion Product Otoacoustic Emissions for accurate hearing status monitoring ». In *Proceedings of Meetings on Acoustics*. p. 040018. Acoustical Society of America.
- Canetto, Pierre. 2009. « Hearing Protectors : Topicality and Research Needs ». *JOSE*, vol. 15, n° 2, p. 141–153.
- Carnegie Mellon University. 2000. « NOISEX-92 database ». In *Site web du Carnegie Mellon University*. En ligne. <<http://www.speech.cs.cmu.edu/comp.speech/Section1/Data/noisex.html>>. Consulté le 11 janvier 2013.
- CRITIAS. 2014. « Chaire de recherche industrielle en technologies intra-auriculaire Sonomax-ÉTS (CRITIAS) ». En Ligne. <<http://critias.etsmtl.ca/the-technology/arp/>>. Consulté le 12 février 2014.
- Delgado, Rafael E., O. Ozdamar, Syed Rahman, et Carlos N. Lopez. 2000. « Adaptive noise cancellation in a multimicrophone system for distortion product otoacoustic emission acquisition ». *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 47, n° 9, p. 1154–1164.
- Henderson, Donald, Malini Subramaniam, et Flint A Boettcher. 1993. « Individual susceptibility to noise-induced hearing loss : an old topic revisited ». *Ear and hearing*, vol. 14, n° 3, p. 152–168.
- ISO. 2010. « ISO 8253-1 :2010 Acoustics – Audiometric test methods – Part 1 : Pure-tone air and bone conduction audiometry ».
- Keppler, H., I. Dhooge, L. Maes, W. D'haenens, A. Bockstael, B. Philips, F. Swinnen, et B. Vinck. 2010a. « Transient-evoked and distortion product otoacoustic emissions : A short-term test-retest reliability study ». *Int. J. Audiol.*, vol. 49, n° 2, p. 99–109.
- Keppler, Hannah, Ingeborg Dhooge, Paul Corthals, Leen Maes, Wendy D'haenens, Annelies Bockstael, Birgit Philips, Freya Swinnen, et Bart Vinck. 2010b. « The effects of aging on evoked otoacoustic emissions and efferent suppression of transient evoked otoacoustic emissions ». *Clinical Neurophysiology*, vol. 121, n° 3, p. 359–365.

- Ma, W K, Y T Zhang, et F S Yang. 1996. « Adaptive Filtering for Distortion Product Otoacoustic Emissions ». In *18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*. p. 1524–1525. IEEE.
- Ma, Wing-Kin et Yuan-Ting Zhang. 1999. « Estimation of distortion product otoacoustic emissions ». *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 46, n° 10, p. 1261–1264.
- Marshall, Lynne, JA Lapsley Miller, et Laurie M Heller. 2001. « Distortion-product otoacoustic emissions as a screening tool for noise-induced hearing loss ». *Noise and Health*, vol. 3, n° 12, p. 43–60.
- Mazur, Kuba et Jérémie Voix. 2012. « Development of an Individual Dosimetric Hearing Protection Device ». In *Inter-Noise 2012 : The 41th International Congress and Exposition on Noise Control Engineering*. p. 20.
- Moulin, A. 2000. « Influence of primary frequencies ratio on distortion product otoacoustic emissions amplitude. II. Interrelations between multicomponent DPOAEs, tone-burst-evoked OAEs, and spontaneous OAEs ». *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 107, n° 3, p. 1471–1486.
- Nadon, Vincent, Annelies Bockstael, Hannah Keppler, Dick Botteldooren, Jean-Marc Lina, et Jérémie Voix. 2013. « Use of passive hearing protectors and adaptive noise reduction for field recording of otoacoustic emissions in industrial noise ». In *Proceedings of Meetings on Acoustics*. p. 040019. Acoustical Society of America.
- Nélisse, Hugues, Marc-André Gaudreau, Jérôme Boutin, Jérémie Voix, et Frédéric Laville. 2012. « Measurement of Hearing Protection Devices Performance in the Workplace during Full-Shift Working Operations ». *Annals of occupational hygiene*, vol. 56, n° 2, p. 221–232.
- Otodynamics Ltd. 2014. « Echoport ». En Ligne. <http://www.otodynamics.com/Product/_Echoport.asp?sub=0>. Consulté le 12 février 2014.
- Ozdamar, Ozcan et RE Delgado. 1998. « Otoacoustic emission acquisition using adaptive noise cancellation techniques ». In *Biomedical Engineering Days, 1998. Proceedings of the 1998 2nd International Conference*. p. 139–143. IEEE.
- Özdamar, Özcan, Rafael E Delgado, Syed Rahman, et Carlos Lopez. 1998. « Adaptive Wiener filtering for improved acquisition of distortion product otoacoustic emissions ». *Annals of biomedical engineering*, vol. 26, n° 5, p. 883–891.
- Popelka, Gerald R., Roanne K Karzon, et Randall A Clary. 1998. « Identification of noise sources that influence distortion product otoacoustic emission measurements in human neonates ». *Ear and hearing*, vol. 19, n° 4, p. 319.
- Siegel, JH. 1995. « Cross-talk in otoacoustic emission probes ». *Ear and hearing*, vol. 16, n° 2, p. 150–158.

- Sonomax. 2014. « Sonomax Technologies. Inc. ». En Ligne. <<http://sonomax.com/en/technology.html>>. Consulté le 12 février 2014.
- Voix, Jérémie et Frédéric Laville. 2009. « The objective measurement of individual earplug field performance ». *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 125, n° 6, p. 3722–3732.
- Ziarani, Alireza K et Adalbert Konrad. 2004. « A novel method of estimation of DPOAE signals ». *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 51, n° 5, p. 864–867.

CHAPITRE 4

« DESIGN CONSIDERATIONS FOR ROBUST DENOISING OF FIELD MEASUREMENTS OF OTOACOUSTIC EMISSIONS IN NOISY CONDITIONS USING ADAPTIVE NOISE REDUCTION »

Vincent Nadon¹, Annelies Bockstael², Dick Botteldooren², Jean-Marc Lina¹, Jérémie Voix¹

¹ Département de Génie Électrique, École de technologie supérieure
1100, Notre-Dame Ouest, Montreal, Quebec, Canada, H3C 1K3

² INTEC, Acoustics Research group, Ghent University
Sint-Pietersnieuwstraat 41, B-9000 Ghent, Belgium

Article sera soumis au « Journal of the Acoustical Society of America » (JASA)
à titre de « Research Paper ».

4.1 Avant-propos

L'article présenté dans ce chapitre montre les différentes combinaisons de microphones ainsi que les diverses configurations d'algorithme de débruitage testées. Il sera soumis au JASA suite à l'acceptation du premier article soumis au journal « Applied Acoustics ». L'ensemble de données utilisé pour ce deuxième article est le même que celui du premier article, donc afin de réduire le texte qui se répète entre les articles, le premier article (voir Chapitre 3) est cité à la Section 4.5 de ce deuxième article.

4.2 Résumé

À l'extérieur d'un environnement contrôlé, l'utilisation des émissions otoacoustiques (OAE) pour détecter les pertes auditives induites par le bruit est un sérieux défi en raison du niveau de bruit élevé qui perturbe la mesure des signaux OAE. Afin de résoudre le problème, un nouveau système de mesure des OAE, adapté pour le suivi sériel de la santé auditive des travailleurs,

a récemment été développé. Ce système est constitué d'une paire d'oreillettes dans lesquelles un microphone externe, un microphone interne et une paire de transducteurs miniatures sont intégrés. Un algorithme de débruitage adaptatif (ANR) est utilisé pour améliorer le RSB de la mesure des émissions otoacoustiques par produit de distorsion (DPOAE). La technique ANR se base sur un algorithme « Normalized Least-Mean-Square » (NLMS) pour débruiter le signal DPOAE avec le microphone externe ipsi-latéral et le microphone interne contra-latéral. Différentes combinaisons des 4 microphones avec une topologie de filtre adaptatif à un étage et deux étages ont été étudiées afin d'établir la configuration offrant la meilleure fiabilité dans les signaux DPOAE débruités. Une comparaison entre les résultats des différentes configurations a montré qu'un algorithme de débruitage à deux étages de filtre adaptatif utilisant le microphone interne contra-latéral pour réduire le bruit physiologique et le microphone externe ipsi-latéral pour réduire le bruit ambiant est la configuration la plus prometteuse pour débruiter les signaux DPOAE.

Mot-clés : algorithme de réduction du bruit, perte auditive, émission otoacoustique, suivi de la santé auditive, traitement de signal

4.3 Abstract

Outside a controlled testing environment, otoacoustic emissions (OAEs) to detect early onset noise-induced hearing loss is very challenging because the loud ambient noise may drastically disturb the OAE measurement. A new type of OAE system, suitable for the continuous monitoring of OAE levels on an individual worker, has been recently designed. This system features a pair of earpieces in each of which an external microphone, an internal microphone and a pair of miniature receivers. Adaptive noise reduction (ANR) processing on the measured distortion product OAE (DPOAE) is used to further improve the Signal-to-Noise ratio. The ANR technique relies on a Normalized Least-Mean-Square (NLMS) algorithm that uses an ipsi-lateral external and internal microphone as well as the contra-lateral internal and external microphone. Accuracy of denoised DPOAE signals with different fixed filter topologies and combinations of the 4 microphones in 1-stage and 2-stage topologies have been studied. The side-by-side

comparison shows that a 2-stage adaptive noise reduction algorithm using the combination of the contra-lateral internal microphone with the ipsi-lateral external microphone is the most promising approach to denoise the DPOAE signal measured in a noisy environment.

Keywords : adaptive noise reduction, noise-induced hearing loss, otoacoustic emissions, hearing health monitoring, signal processing

4.4 Introduction

Hearing protection devices (HPD) can be a valid measure to prevent noise-induced hearing loss, but despite recent developments (Voix et Laville, 2009; Bockstael *et al.*, 2009) the exact exposure level under the protector (Néliste *et al.*, 2011; Mazur et Voix, 2012) and the individual susceptibility to noise are unknown (Henderson *et al.*, 1993).

These issues could be solved by providing a special type of HPDs to workers in order to assess the auditory fatigue induced by daily noise exposure on an individual basis. Such a device would warn the worker or his superior in real-time when a change in the worker's hearing sensitivity is taking place.

To achieve this task, an intra-aural hearing protection device featuring otoacoustic emission (OAE) monitoring through the measurement of Distortion Product OAE (DPOAEs) is the most suitable solution.

DPOAEs are measured by sending two pure tone stimuli to the ear, f_1 and f_2 , generated by the two miniature receivers within the OAE probe. Low-level cubic distortion signals (i.e. $f_{dp} = 2f_1 - f_2$) are generated by an active non-linear process inside the inner ear. These signals travel back from the inner ear to the outer part of the ear canal where they can be recorded by the in-ear microphone (IEM). If the outer hair cells inside the inner ear are damaged or fatigued—for instance due to previous excessive noise exposure—the amplitude of DPOAEs rapidly decreases. While the measured DPOAE signals are not clearly related to the individual *absolute* hearing thresholds (as assessed with a traditional audiogram), it has been proven (Marshall *et al.*, 2001) that these individual DPOAE are tracking well the *relative* change in hearing sen-

sitivity. However, measuring DPOAEs outside a controlled environment —i.e. in-field hearing screening— is currently strongly hampered by their sensitivity to interfering environmental noise (Popelka *et al.*, 1998). As normal DPOAE levels fall between -20 dB to 20 dB sound pressure level (SPL) depending on stimuli levels and health of outer hair cells (OHC) (Delgado *et al.*, 2000), proper recording is indeed very vulnerable to interfering background noise.

To limit the disturbance of background noise standard probe eartips do usually provide a certain amount of passive noise reduction, but this noise reduction is not individually optimized and it is not sufficient for noisy test environments. In the case of software solutions, the standard sample rejection techniques based on noise threshold levels and time averaging can improve the signal-to-noise ratio (SNR) in case of limited disturbance (Delgado *et al.*, 2000), but this has shown to be insufficient in more realistic occupational noise settings (Bockstael *et al.*, 2013). Moreover, these techniques do not offer enough improvement to lower the noise floor in the frequency range below 1500 Hz to measure DPOAEs accurately even in lower background noise levels (Delgado *et al.*, 2000).

In response to the problems encountered with averaging methods, several ANR techniques using a contra-lateral in-ear microphone (IEM-C) as a physiological noise reference and an ipsilateral outer ear microphone (OEM-I) as an external background noise reference to remove the noise captured in the tested ear IEM have been studied (Delgado *et al.*, 2000; Ma et Zhang, 1999; Ma *et al.*, 1996; Özdamar *et al.*, 1998; Ozdamar et Delgado, 1998). The ANR algorithm was proven to increase the SNR on the whole frequency spectrum while reducing the test time needed by normal time averaging methods.

In the current paper, the ANR algorithm, inspired by the work found in (Delgado *et al.*, 2000), was implemented by first using a 1-stage adaptive algorithm and then by using a 2-stage topology. This last approach aims to improve DPOAE detection by using 3 microphones simultaneously : the tested ear internal microphone, the contra-lateral internal microphone and the reference microphone mounted flush on the outer faceplate of the earpiece embedded OAE probe.

Noise reduction algorithms, electromagnetic shielding and passive noise reduction decrease the noise floor and increase the DPOAE level reliability, but FFT-based DPOAE level extraction methods are still very sensitive to background noise in frequency bins near the DPOAE frequency. The DPOAE response and the strong magnitude of the stimuli usually causes spectral leakage (when the Δf constraint is not respected) around the DPOAE frequency, therefore it introduces an error in the estimated DPOAE level (Ma et Zhang, 1999). To solve this problem, the current study uses a non FFT-based method similar to previous work reported in (Ziarani et Konrad, 2004). This DPOAE level measurement algorithm was previously validated with human subjects by comparing DPOAE levels measured in quiet conditions with a standard clinical device (Nadon *et al.*, Submitted). The combination of this DPOAE level measurement technique with the ANR algorithm configurations introduced in the underlying paper, forms a new approach to improve signal reliability in noisy test conditions.

The aim of the current paper is to compare different microphone combinations and algorithm configurations of adaptive noise reduction filters to enhance the DPOAE measurements in noise conditions. Comparisons are first done in white noise and then the optimal configuration is validated for *realistic* noise scenarios by testing the ANR algorithm in industrial noise condition.

4.5 Materials and Methods

4.5.1 Proposed measurement system setup

In order to measure in-field DPOAE response in presence of loud industrial noise, a complete earpiece-embedded OAE probe was designed based on Sonomax's custom earpiece technology. This setup is described in detail in (Nadon *et al.*, Submitted) and will be summarized here for the reader's convenience.

For the prototype earpiece, two high-quality miniature balanced armature receivers with a wideband frequency range were used in order to send the two pure-tone stimuli without any sound distortion. One miniature microphone was placed towards the ear canal in order to measure the otoacoustic emission and physiological noise and a miniature microphone was placed

on the outside of the earpiece to measure the external background noise (see Figure 4.1). Two earpieces were connected to a signal conditioning box to split the signal between the Auditory Research Platform (ARP)(CRITIAS, 2014) electronic system developed within the Sonomax-ETS Industrial Chair in In-Ear Technologies (CRITIAS) and the Data Acquisition card. The conditioning box included a passive high-pass filter for each channel in order to provide AC coupling to the acquisition system and to reduce the 60 Hz noise beforehand. For this paper, the ARP was used to send the stimuli and the computer based data acquisition system was used to capture the signals from the microphones inside the probes.

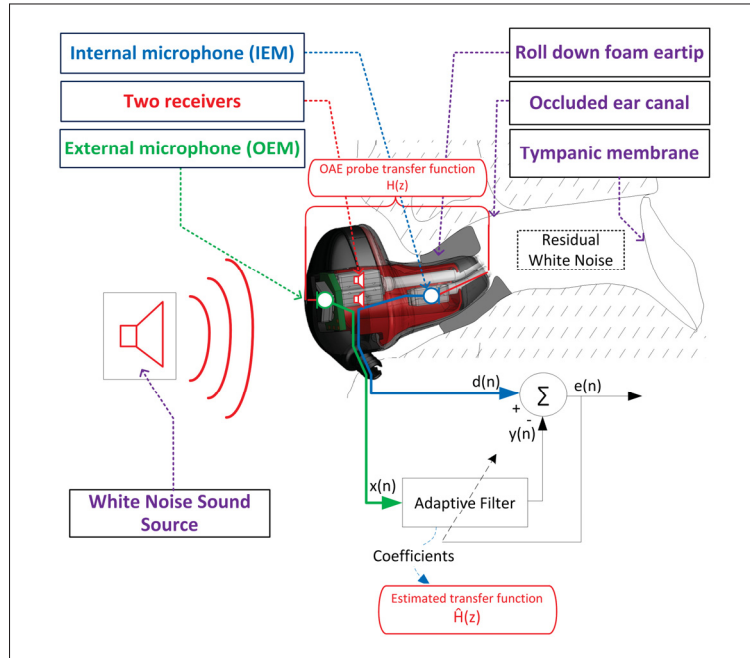


Figure 4.1 System identification configuration for offline calculation of fixed filter

Roll down foam eartips were mounted on the two probes in order to seal the ear canal for proper DPOAE measurements and also to protect the human subject when measuring in higher levels of background noise.

Earpieces were thoroughly calibrated for microphone level accuracy and adequate stimuli level at the eardrum, description of the calibration procedure can be found in (Nadon *et al.*, Submitted).

In order to send the stimuli to the ear, the ARP (CRITIAS, 2014) was connected via USB port to a laptop PC controlling the digital signal processors (DSP) inside the ARP system while testing. The sampling frequency of the DSPs in the ARP was 48 kHz. The system was tuned to send the stimuli with a rise and fall time of 200 ms to present a click-less signal to the human ear. By their nature, clicks in the stimuli signal induce unwanted high levels of wide-band (whole frequency range) noise for a short amount of time at the moment of stimuli transition. This wide-band noise can then be detected as a DPOAE signal and induce an error in the DPOAE level estimation when averaging the signal over time. Moreover, the click-less stimuli are softer for the human ear. According to previous studies' recommendations (Delgado *et al.*, 2000), the continuous stimulation period should be longer than a few hundreds of milliseconds in order to provide enough time for the ANR algorithm to converge, thus giving maximum performance for the algorithm. A stimulation period of 1.4 seconds was selected based on a commercially available OAE measurement system. With this duration, sufficient samples can be collected for time averaging and ANR processing in a reasonable test duration of about 1.5 minutes for the 22 tested frequencies.

A National Instruments (NI) NIDAQ PXI-1033 chassis with a NI PXI-4462 card was used for the acquisition of the four microphone signals. The PXI-4462 provided good synchronization between the microphone signals for optimal ANR algorithm performance. The sampling frequency was set at 48 kHz. The PXI-1033 was connected to a desktop computer equipped with MATLAB® version R2012b to capture and post-process the signals (Nadon *et al.*, Submitted).

4.5.2 Proposed denoising and measurement algorithms (Software)

All the algorithms presented in the following section were implemented in post-processing in order to evaluate their performance at extracting the DPOAE responses in various noise conditions.

4.5.2.1 Otoacoustic response level measurement algorithm

The proposed algorithm that uses an Amplitude Modulation (AM) (Nadon *et al.*, 2013) was used to extract the DPOAE levels from the recorded IEM signal of the tested ear. In order to assess the signal to noise ratio of the extracted DPOAE level, the residual noise level is estimated from the energy present in several adjacent FFT bins above and below the expected DPOAE response frequency bin. The noise estimator is based on the average noise plus two standard deviation over the various frequency bins (*Noise2sd*).

4.5.2.2 Adaptive Noise Reduction algorithm

In order to reduce the noise measured in the DPOAE response when measuring DPOAEs in noisy conditions, the ANR algorithm was developed as per the block diagram presented in Figure 4.2.

A bandpass filter is used to filter out the stimuli signal from the tested ear's IEM to help the adaptive filters converge on the DPOAE signal. The same filter is also applied on all other microphones for consistency in the signal processing.

The NLMS adaptive filter in Stage 1 models the transfer function between the tested ear IEM $d_1(n)$ and the contra-lateral IEM $\mathbf{x}_1(n)$, the output of this filter $y_1(n)$ is then subtracted from the desired signal input $d_1(n)$ (see Equation 4.1 and 4.2).

$$y_1(n) = \hat{\mathbf{w}}_1^T(n)\mathbf{x}_1(n) \quad (4.1)$$

$$e_1(n) = d_1(n) - y_1(n) \quad (4.2)$$

The error signal $e_1(n)$ is used to correct the adaptive filter's coefficients ($\hat{\mathbf{w}}_1$) in order to model the physiological noise disturbance in the tested ear's IEM accurately, see Equation 4.4 where $\mathbf{x}^T(n)$ is the transposed form of $\mathbf{x}(n)$ and $i=1$ is for the first stage and $i=2$ for the second stage. In the 2^{nd} adaptive noise reduction stage $\hat{H}(z)$ is calculated off-line and models the OAE probe

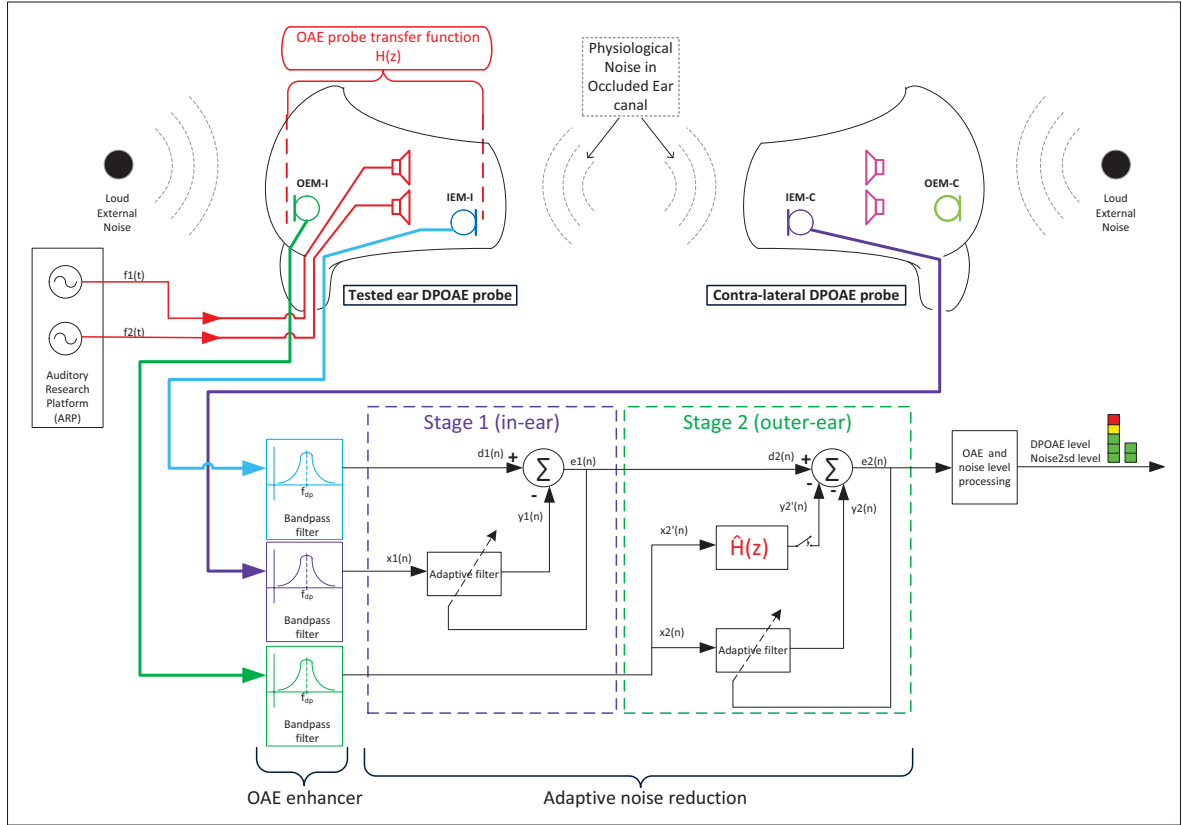


Figure 4.2 Block diagram of the proposed Adaptive Noise Reduction algorithm with a parallel fixed filter (algorithm setup #6 in Table 4.1)

transfer function in an occluded ear canal ($H(z)$). The adaptive filter is used to compensate for slight variations in the fixed $\hat{H}(z)$ estimated transfer function over time due to variations in the earplug seal. The input of the fixed filter $x_2'(n)$ and the adaptive filter $x_2(n)$ is the bandpass filtered OEM signal. Each output $y_2'(n)$ and $y_2(n)$ are then subtracted from the tested ear's IEM to remove the noise disturbance (see Equation 4.3).

$$e_2(n) = d_2(n) - y_2(n) - y_2'(n) \quad (4.3)$$

$$\hat{\mathbf{w}}_{i|i=1,2}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_i(n) + \frac{\mu e_i(n) \mathbf{x}_i(n)}{\mathbf{x}_i^T(n) \mathbf{x}_i(n)} \quad (4.4)$$

First, the step size (μ) used to process the data was calculated following the methods shown in (Vijay K. et Douglas B., 1999), but better results were obtained by adjusting the step size

manually per subject within a range of $1 \times 10^{-5} \leq \mu \leq 0.7$ for both stages of the proposed ANR algorithm (see Figure 4.2). Only when more effect of the ANR algorithm was necessary for extreme cases, the step size of the second stage was increased up to $\mu = 0.5$, otherwise it was left at $\mu = 0.01$. The step size range used was based on the asymptotic behavior of the adaptive filter denoising performance, thus outside this step size range almost no additional denoising effect was observed. As noticed while processing the data, the step size used was closely related to the level of residual noise measured inside the ear canal (*Noise2sd*) before enabling the ANR algorithm. Limiting the step size to this range also insured that no overcompensation in the DPOAE response was induced, as (Delgado *et al.*, 2000) had shown before, since such an overcompensation typically decreases the magnitude of the DPOAE response itself.

The number of coefficients (N) for both adaptive filter stages were determined based on experiments on a test subject's noisy DPOAE measurements. Both stages were optimal using $N = 40$ coefficients.

4.5.2.3 Offline identification of primary transfer function

To estimate the primary transfer function of the OAE probe, later on referred to as “fixed filter”, an adaptive filter is set up in a system identification configuration as illustrated in Figure 4.1 where OEM and IEM are exposed to a loud wide-band (white) noise source. A $\mu = 0.5$ was used offline to calculate the coefficients of a Finite Impulse Response (FIR) filter. The obtained transfer function was compared to the transfer function calculated with the ratios of interspectrums and autospectrums between the ipsi-lateral OEM and IEM in order to ensure optimal identification of the transfer function (Figure 4.3). Only the left probe transfer function is shown in Figure 4.3 since only this probe was calibrated for practicality and a similar transfer function is expected in the right ear. The optimal number of coefficients for the fixed filter was set to $N = 600$. This high filter order ensures a precise transfer function over a wide frequency range, since delay (latency) is not an issue for DPOAE measurements; in Real-Time implementation, additional delay would be added for the tested ear IEM in order to synchronize all

signals. Therefore, the online adaptive filter stages can have smaller orders ($N = 40$) and can naturally account for fast variations in ear canal shape and seal ($H(z)$ transfer function).

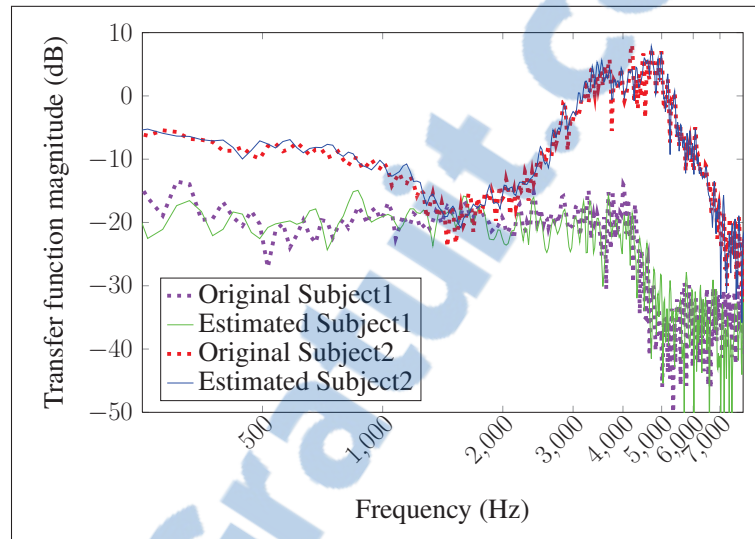


Figure 4.3 Original primary path transfer function calculated with the ratios of interspectrums and autospectrums and the estimated transfer function with the system identification configuration

The fixed filter is used to replicate the internal microphone's ambient background noise disturbance based on the input of the external microphone. The implementation of the different fixed filter topologies was inspired by usual implementations of acoustic noise control algorithms (Kuo et Morgan, 1999; Kuo *et al.*, 2006). Two fixed filter topologies were tested with the previously obtained primary transfer function (called OAE probe transfer function) : at first the fixed filter was placed in series before the adaptive filter (see Figure 4.4a). Then, the fixed filter was tested in parallel with the adaptive filter (see Figure 4.4b).

4.5.3 Experiments with human test subjects

Experimental tests were carried out with test subjects to validate the proposed system. The left earpiece was used to measure the DPOAE in the left ear with the IEM-I and capture the external noise with the outer ear microphone (OEM-I). Meanwhile, the contra-lateral earpiece was used to capture the physiological noise inside the contra-lateral ear canal with IEM-C. It is

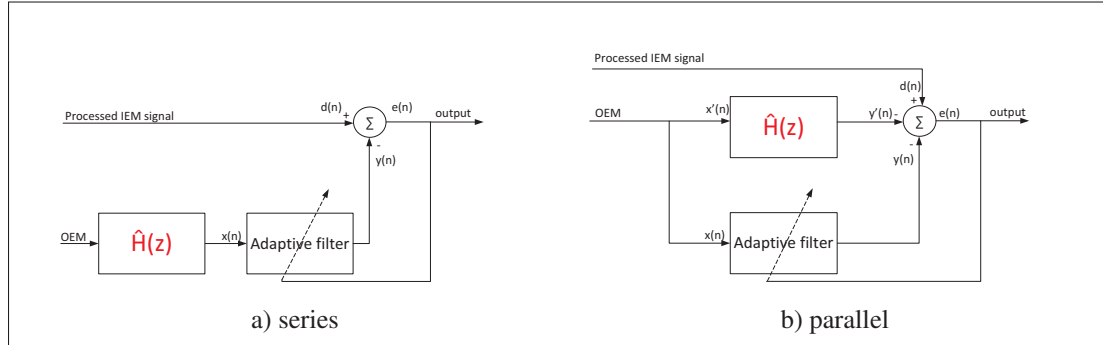


Figure 4.4 Adaptive filter placed in a) series and b) parallel with the fixed filter

assumed that the physiological noise consisting in heartbeat and swallowing sounds captured inside the ear canal with the IEM, is similar for both ear canals. As IEM-C can not capture the DPOAE responses evoked at the tested ear, it can serve as a noise reference (Delgado *et al.*, 2000).

A pair of two stimulus tones, f_1 and f_2 , was sent to the subjects' ear in decreasing frequency order starting with the highest frequency stimulus (e.g. $f_2 = 6169$ Hz) and ending with the lowest frequency stimuli (e.g. $f_1 = 820$ Hz). The stimulus were set with a f_2/f_1 ratio of 1.22 with sound pressure levels of $L_1 = 65$ dB and $L_2 = 55$ dB. For DPOAE frequency resolution, a total of 22 pair of primary tones were sent to the ear.

4.5.3.1 Algorithm and microphone configurations

In order to determine the optimal microphone combination for robust noise reduction of external and internal noise, various microphone combinations of OEM-I, OEM-C and IEM-C were tested for each adaptive filter stage. At first, for configurations #1 to #5 (see Table 4.1) the algorithms were tested without the fixed filter. The OAE probe estimated transfer function ($\hat{H}(z)$) can only be applied on an external microphone signal (as in configurations #6 and #7). Afterwards, for configurations #6 and #7 (see Table 4.1) the 2-stage (IEM-C and OEM-I) topology was tested with the fixed filter in order to see the effect of this additional filter on DPOAE response levels.

Tableau 4.1 Tested Algorithm and microphone configurations. Here “C” denotes the contra-lateral earpiece microphone and “I” denotes the ipsi-lateral microphone

Configuration #	1st stage ($N = 40,$ $1 \times 10^{-5} \leq \mu \leq 0.7$)	2nd stage ($N = 40,$ $1 \times 10^{-5} \leq \mu \leq 0.7$)	Fixed Filter ($N = 600,$ $\mu = 0.5$)
0	N/A	N/A	N/A
1	IEM-C	N/A	N/A
2	OEM-C	N/A	N/A
3	OEM-I	N/A	N/A
4	IEM-C	OEM-C	N/A
5	IEM-C	OEM-I	N/A
6	IEM-C	OEM-I	Parallel
7	IEM-C	OEM-I	Series

4.5.3.2 Measurement conditions

Measurements were carried out in a double-wall chamber where background noise is played through four loudspeakers. To create realistic measurement settings, an industrial noise fragment of inconsistent machinery noises played at 70 dB(A) has been selected from the NOISEX database (Carnegie Mellon University, 2000). As a reference condition, one white (wide-band) noise fragment is played at 70 dB(A). Both fragments are played through the desktop PC soundcard, the sound pressure levels are set at the subject’s position (without any subject present) using a Brüel & Kjær 4189 free-field microphone and Nelson Acoustic Trident mX v6.8.0 software for processing.

The ANR algorithm was evaluated in three different test conditions :

- a. Quiet condition : no external noise is present ;
- b. White noise : a loud wide-band external noise is presented at 70 dB(A) ;
- c. Industrial noise : a loud industrial noise, from NOISEX (Carnegie Mellon University, 2000), is presented at 70 dB(A).

For the DPOAE measurements, 8 test subjects (2 females and 6 males) with normal hearing based on tonal audiometry and tympanometry tests were recruited (Nadon *et al.*, Submitted), following the experimental pretest approved by the “Comité d’éthique de la recherche de l’ÉTS”, the internal review board of the university (École de technologie supérieure, 2014). Subject’s had a present DPOAE response when measured with a clinical system (Nadon *et al.*, Submitted). Per subject, only one ear was tested for DPOAEs, hence the IEM-C was used to assess the physiological noise. While presenting the external noise, both the test ear and the contra-lateral ear were occluded by the OAE probes’ roll down foam tip so that even for higher levels of background noise, no hearing threshold shifts would be induced on the test subjects.

Algorithm configurations #1 through #4 and #6 & #7 described in Section 4.5.3.1 (see Table 4.1) were tested only on measurements done in White noise condition (b.) . The Quiet (a.), White noise (b.) and Industrial noise (c.) measurement conditions were tested with the optimal algorithm configuration (#5) in order to validate the system performance in real life conditions. Configurations #6 and #7 were discarded from the Industrial noise experiments having in mind that no offline system identification of the $H(z)$ transfer function would therefore be necessary, thus minimizing the complexity of in-field measurements and offline processing time.

4.6 Results

4.6.1 Influence of Adaptive Noise Reduction on DPOAE signals in Quiet condition

As depicted in Figure 4.5, on average, a difference lower than 0.5 dB was induced by enabling the ANR algorithm in quiet conditions with configuration #5 (see Table 4.1). A pairwise Wilcoxon test reveals a marginally significant difference ($p = 0.09$). Figure 4.5 shows that the major differences are found at the lowest frequency where the ANR algorithm slightly reduces the amplitude, and around 4000 Hz where the opposite is found. These differences are on average clearly below clinical relevant difference.

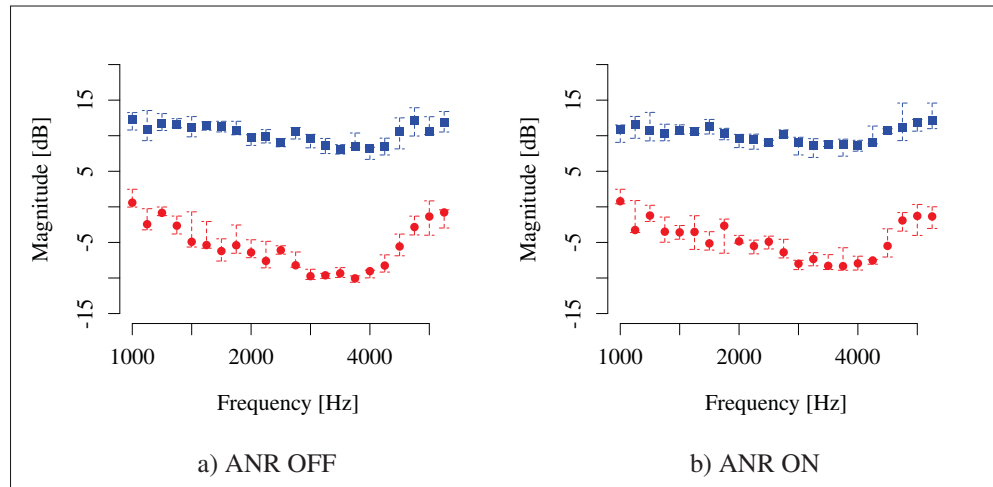


Figure 4.5 DPOAE responses in quiet conditions with ANR OFF a) and ON b)

4.6.2 Performance of algorithm and microphone configurations

As shown in Figure 4.6, Figure 4.7a & 4.7i, it is difficult to measure DPOAEs accurately in elevated noise level without ANR (configuration #0 in Table 4.1). Figure 4.6 shows the performance of the proposed system with ANR off in industrial noise compared to the same system in quiet conditions, results are shown for one subject. This figure shows that not only the noise level is largely increased in lower frequencies where passive noise reduction of the earplug is the least effective, but the estimated DPOAE signal level is also increased by the background noise; as can be seen in frequencies above 3 kHz where although the SNR increases, the noise levels remain over 5 dB for most frequencies in this range. *Noise2sd* levels in industrial noise condition are therefore equal or higher than the DPOAE signal estimated in quiet condition (Section 4.5.3.2 condition a.), thus the DPOAE level estimated in industrial noise condition (Section 4.5.3.2 condition c.) would normally be rejected.

The ANR algorithm is therefore clearly beneficial when working in elevated levels of background noise. Of course, the registered noise levels are still higher compared to quiet conditions (Paired Wilcoxon test with Bonferroni correction, $\alpha = 0.05$), but they are overall more than acceptable for DPOAE registration. Best results are obtained without the fixed filter as presented in Figure 4.7f (#5 in Table 4.1) or when it is put in parallel (#6 in Table 4.1), although Figure 4.7g & 4.7h shows that for the frequencies above 4000 Hz, the parallel fixed filter has

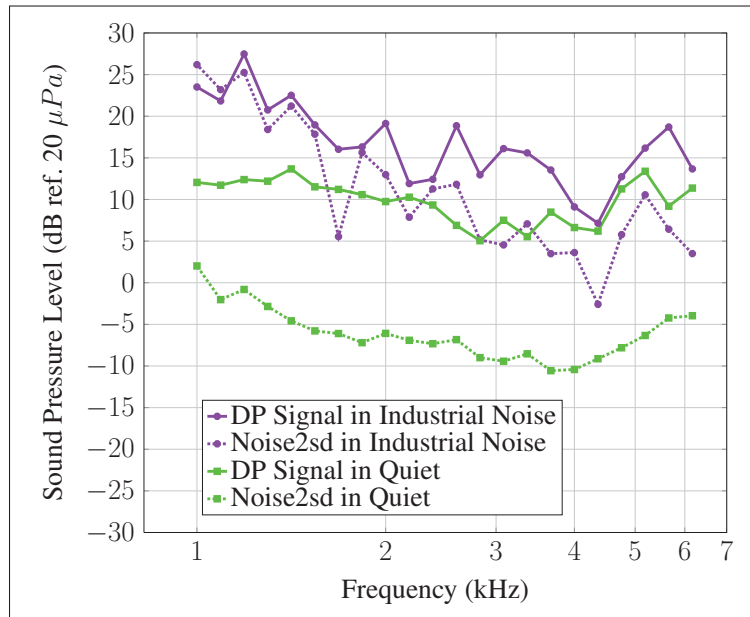


Figure 4.6 Typical DPgram output by the proposed system in Industrial noise (Section 4.5.3.2 condition c.) without ANR algorithm (configuration #0 in Table 4.1)

weaker performance. When the filter is put in series (#7 in Table 4.1), registered noise levels are somewhat elevated over the whole frequency range compared to the condition without fixed filter ($p < 0.01$).

Applying the filters slightly influences the registered DP signal (see Figure 4.7g & 4.7h), especially for higher frequencies. When the filters are put in series, signal levels are systematically somewhat increased (Paired Wilcoxon test with Bonferroni correction, $p < 0.01$), with on average a 1 dB difference. Putting the filter in parallel lowers the difference with DP signals measured in quiet (on average -0.5 dB when compared with no fixed filter configuration), but variations remain systematic ($p < 0.05$). When no fixed filter is implemented, no systematic difference with the DPOAE amplitude in quiet is found ($p > 0.05$), although at distinct frequency points the difference is noticeable.

The different microphone configurations give similar results when the DPOAE response is compared to the baseline (quiet condition). Only when configuration IEM-C in a 1-stage algorithm (#1) is used (see Figure 4.7b), the DPOAE response differs significantly (Paired Wilcoxon test with Bonferroni correction, $p < 0.0001$) from measurements in quiet condition with

the 2-stage approach (configuration #5 in Table 4.1). In terms of noise reduction in white noise (Section 4.5.3.2 condition b.), configurations with OEM-I in a single stage in configuration #3 (Figure 4.7d) or 2-stage algorithm in configuration #5 (see Figure 4.7f) significantly outperforms the other configurations (Paired Wilcoxon test with Bonferroni correction, $\alpha = 0.05$). In addition, whereas the 2-stage configuration (#5) does not *significantly* decrease the noise level when compared to the single stage configuration (#3), its performance is more consistent across subjects (standard deviation respectively 3.8 and 4.6 dB) as illustrated respectively in Figure 4.7f & 4.7d.

To validate the optimal microphone configuration in realistic test conditions, configuration #5 was tested with Industrial noise (Section 4.5.3.2 condition c.). Results presented in Figure 4.7j show that on average the DPOAE response difference between White noise and Industrial noise is smaller than 1 dB. Although noise levels measured in Industrial noise (Section 4.5.3.2 condition c.) remain significantly higher ($p < 0.01$) than in White noise (Section 4.5.3.2 condition b.), Figure 4.7j & 4.7f shows that the ANR algorithm is capable of reducing the noise to acceptable levels for accurate DPOAE measurements, certainly above 1500 Hz.

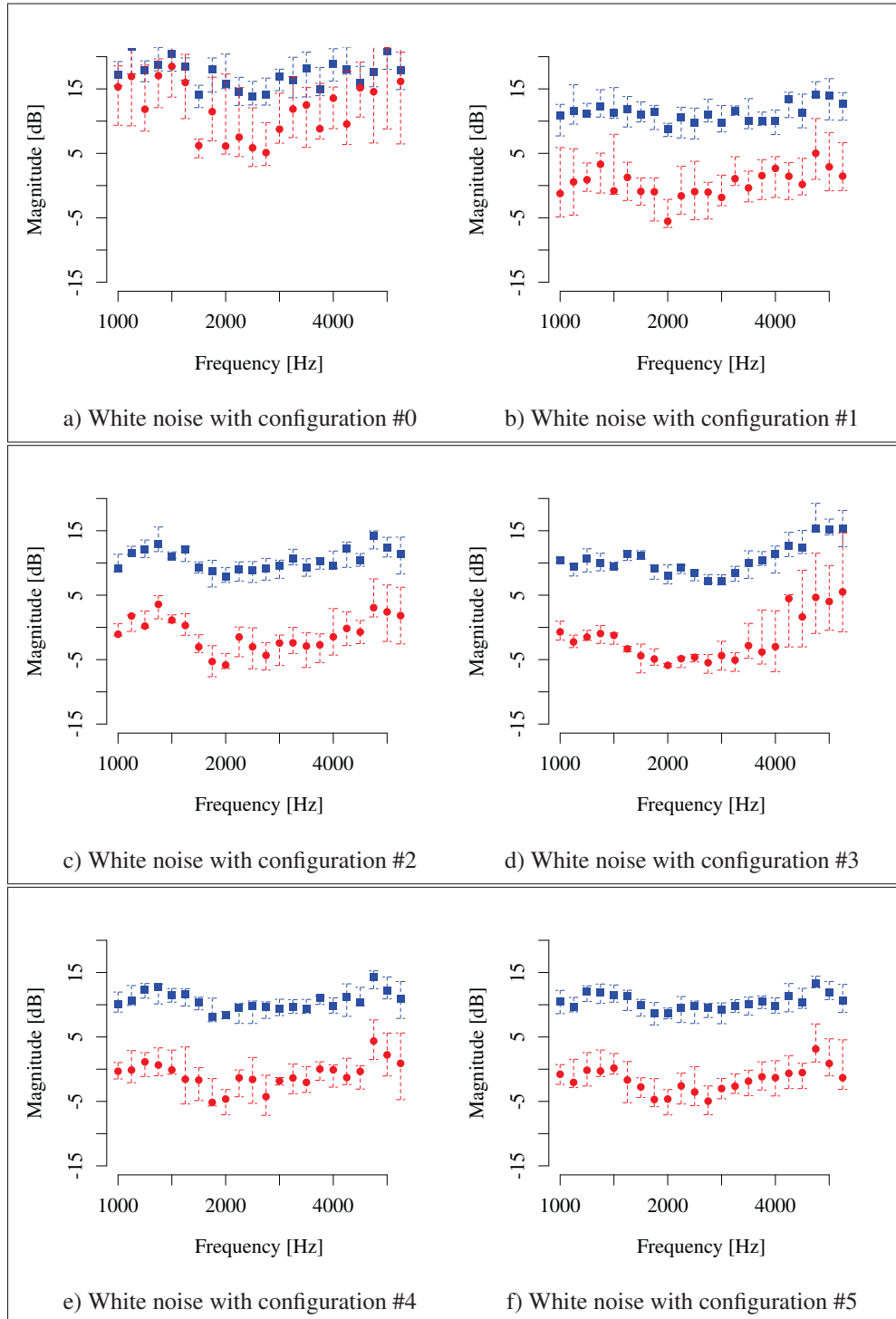


Figure 4.7 DPOAE response extracted with different algorithm configurations (see Table 4.1) : median values are shown for DP signal (blue square) and noise (red circle) with the confidence intervals ranging between the respective first and third quartile

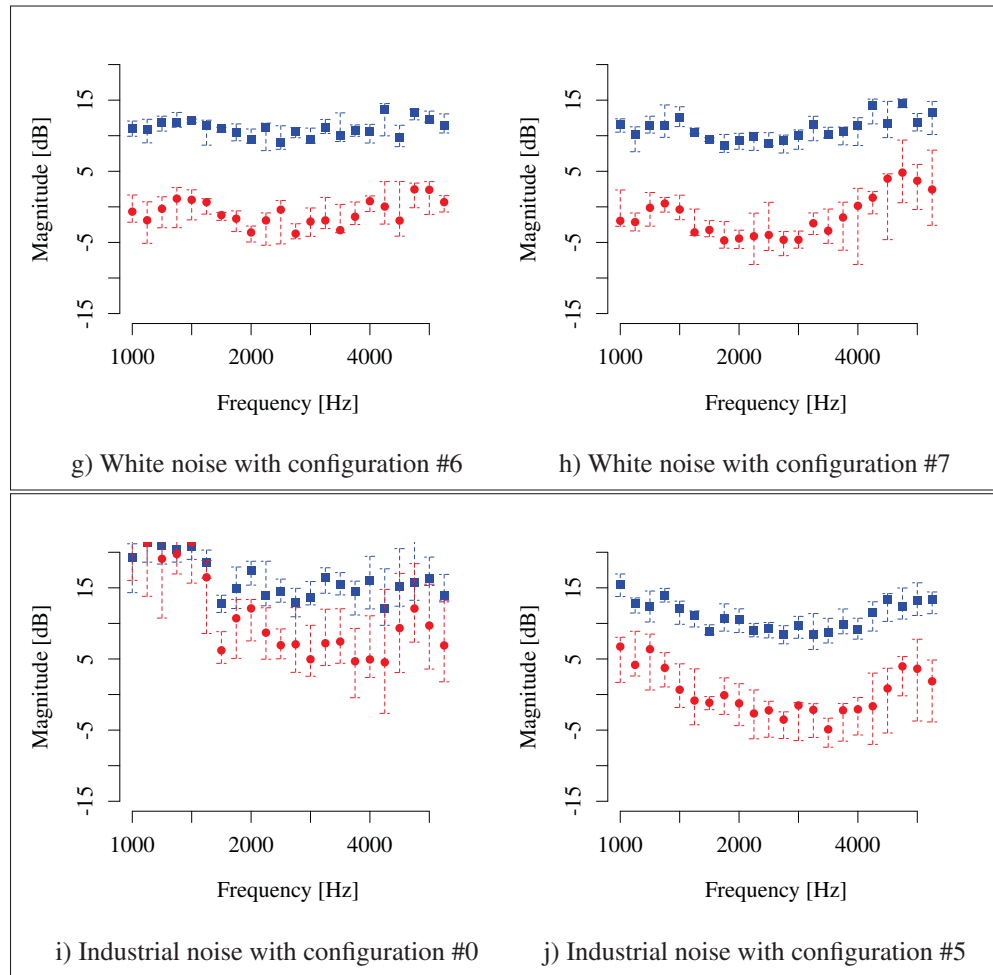


Figure 4.7 (part two)

4.7 Discussion

Experiments conducted in Quiet conditions with the optimal 2-stage configuration (#5 in Table 4.1) confirmed that the ANR algorithm could be used in very low background noise with limited influence on the DP signal amplitude. Such finding permits to minimize signal variations due to test equipment by keeping the exact same signal processing in quiet and noisy test conditions. This facilitates the accurate monitoring of cochlear changes : a worker's baseline hearing status can be set before noise exposure and any change in cochlear status due to occupational exposure could be detected during the work shift.

The implementation of the different fixed filter topologies based on typical implementation of noise control algorithms (Kuo et Morgan, 1999; Kuo *et al.*, 2006) did not provide substantial benefit ((see Figure 4.7g & 4.7h). This might be explained by a drift in the primary transfer function of the earplug arising from inconsistent probe placement over the duration of the test sequence.

However, without the fixed filter in place, noise levels are sufficiently reduced to measure DP signals accurately for normal hearing subjects (Keppler *et al.*, 2010).

The optimal configuration of microphones to be used for ANR denoising appears to be combination of the OEM-I together with IEM-C (#5 in Table 4.1). It is logical that using the ipsilateral external microphone at the test ear gives the most reliable estimate of the disturbance that will be picked up by IEM-I. As for the benefits of IEM-C, its use does not lower the average noise levels over the whole test population (see Figure 4.7f compared to Figure 4.7b), but results become more consistent across subjects. Indeed, this IEM picks up mostly the physiological noise from the non-stimulated ear and such level varies between subjects (Schroeter et Poesselt, 1986).

Activating the ANR algorithm using the IEM-C and OEM-I without the fixed filter (#5 in Table 4.1) improved the SNR by 6.14 dB in white noise and 5.23 dB in industrial noise based on ANR ON/OFF ratios of SNR averaged over frequencies. Moreover, by using the ANR algorithm DPOAE levels are more in agreement with the baseline measured in quiet conditions. This criterion is more representative than the SNR improvement when evaluating the actual performance of such algorithm to monitor hearing health changes in the workplace.

In this experiment, the passive attenuation obtained from the earplug has shown to be low for several subjects, especially in the lower frequencies. Extra attenuation could be provided by placing an earmuff on top of the OAE probe (Bockstael *et al.*, 2013), but accurate placement of earplug *and* earmuff can be a tedious task, moreover for the setup under study, an earmuff would be little compatible with the use of the OEM used for denoising. In future, the use of custom-molded earpieces might address this issue.

Such a combination of passive noise reduction and active noise reduction could optimize the noise reduction of the ambient noise over the whole DPOAE frequency spectrum, thus enabling accurate DPOAE estimates in industrial field conditions.

Compared to previous work (Delgado *et al.*, 2000) and despite the low passive attenuation actually achieved by the foam plug of the OAE probe, the proposed system is able to achieve significant disturbance rejection in the presence of wide-band background noise presented at realistic level (70 dB(A)). This achievement results, in great part, from the position of the ipsi-lateral outer microphone (OEM-I) at the immediate vicinity of the earplug. Such position ensure a spatial coherence that would typically not be possible with the setup presented in (Delgado *et al.*, 2000) were the outer microphone is very distant from the actual OAE measurement probe.

Although current legislation for noise exposure in the workplace recommends wearing hearing protectors when noise level exceeds 85 dB(A), it is foreseen that the developed system will be worn by the worker all day long to reduce the cumulated noise exposure with the probes earplug's noise isolation. The system will only do DPOAE measurements *after* an excessive sound pressure level for a long period (> 100 dB(A) for > 2 h, for example) is detected and while ambient noise levels remain around 70-75 dB(A) or lower. When the worker is away from noisy machinery for example.

4.8 Conclusions

A new non FFT-based method for the extraction of distortion product otoacoustic emissions including adaptive noise reduction (ANR) of both ambient noise and physiological noise was introduced. Evaluation of the performance of various algorithm configurations was assessed and the optimal microphone combination was established.

Results of tests conducted in this study have shown that the primary transfer function filter typically used in conventional ANR systems can be omitted. Besides, in order to achieve optimal noise reduction in noisy background conditions, the ipsi-lateral OEM and contra-lateral

IEM should be used as noise references respectively for the external background noise and the residual physiological noise. Additionally, the ANR algorithm can be left on in quiet test conditions in order to allow a reliable detection of any cochlear changes during occupational noise exposure.

Future work will consist in using a custom-molded earpiece for OAE probe to further improve passive attenuation, thus enabling measurement of DPOAEs in higher levels of background noise. The acquisition cards and microphone conditioning amplifier will be integrated with the ARP research platform in a new portable device. The developed DPOAE signal extraction and denoising algorithms presented in this article will therefore be implemented in the DSPs of this portable DPOAE based hearing health monitoring system for future validation in the workplace.

Acknowledgment

Annelies Bockstael is a postdoctoral fellow of the Research Foundation-Flanders (FWO); the support of this organization is gratefully acknowledged. The ETS-affiliated authors are thankful to the Natural Sciences and Engineering Research Council (NSERC) Individual Discovery Grant Program for part of the funding as well as the technical support from the *Sonomax-ETS Industrial Research Chair in In-Ear Technology* for prototyping the experimental OAE probes.

LISTE DE RÉFÉRENCES

- Bockstael, Annelies, Timothy Van Renterghem, Dick Botteldooren, Wendy D'haenens, Hannah Keppler, Leen Maes, Birgit Philips, Freya Swinnen, et Bart Vinck. 2009. « Verifying the attenuation of earplugs in situ : method validation on human subjects including individualized numerical simulations ». *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 125, n° 3, p. 1479–1489.
- Bockstael, Annelies, Hannah Keppler, et Dick Botteldooren. 2013. « Improved hearing conservation in industry : more efficient implementation of Distortion Product Otoacoustic Emissions for accurate hearing status monitoring ». In *Proceedings of Meetings on Acoustics*. p. 040018. Acoustical Society of America.
- Carnegie Mellon University. 2000. « NOISEX-92 database ». In *Site web du Carnegie Mellon University*. En ligne. <<http://www.speech.cs.cmu.edu/comp.speech/Section1/Data/noisex.html>>. Consulté le 11 janvier 2013.
- CRITIAS. 2014. « Chaire de recherche industrielle en technologies intra-auriculaire Sonomax-ÉTS (CRITIAS) ». En Ligne. <<http://critias.etsmtl.ca/the-technology/arp/>>. Consulté le 12 février 2014.
- Delgado, Rafael E., O. Ozdamar, Syed Rahman, et Carlos N. Lopez. 2000. « Adaptive noise cancellation in a multimicrophone system for distortion product otoacoustic emission acquisition ». *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 47, n° 9, p. 1154–1164.
- École de technologie supérieure. 2014. « Site web du Comité d'éthique de la recherche (CÉR) ». En Ligne. <[http://www.etsmtl.ca/Recherche/Chercheurs/Ethique-recherche-humains/Comite-d-ethique-de-la-recherche-\(CER\)](http://www.etsmtl.ca/Recherche/Chercheurs/Ethique-recherche-humains/Comite-d-ethique-de-la-recherche-(CER))>. Consulté le 12 février 2014.
- Henderson, Donald, Malini Subramaniam, et Flint A Boettcher. 1993. « Individual susceptibility to noise-induced hearing loss : an old topic revisited ». *Ear and hearing*, vol. 14, n° 3, p. 152–168.
- Keppler, H., I. Dhooge, P. Corthals, L. Maes, W. D'haenens, A. Bockstael, B. Philips, F. Swinnen, et B. Vinck. 2010. « The effects of aging on evoked otoacoustic emissions and efferent suppression of transient evoked otoacoustic emissions ». *Clin. Neurophysiol.*, vol. 121, n° 3, p. 359–365.
- Kuo, Sen M et Dennis R Morgan. 1999. « Active noise control : a tutorial review ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 87, n° 6, p. 943–973.
- Kuo, Sen M, Sohini Mitra, et Woon-Seng Gan. 2006. « Active noise control system for headphone applications ». *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 14, n° 2, p. 331–335.
- Ma, W K, Y T Zhang, et F S Yang. 1996. « Adaptive Filtering for Distortion Product Otoacoustic Emissions ». In *18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*. p. 1524–1525. IEEE.



- Ma, Wing-Kin et Yuan-Ting Zhang. 1999. « Estimation of distortion product otoacoustic emissions ». *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 46, n° 10, p. 1261–1264.
- Marshall, Lynne, JA Lapsley Miller, et Laurie M Heller. 2001. « Distortion-product otoacoustic emissions as a screening tool for noise-induced hearing loss ». *Noise and Health*, vol. 3, n° 12, p. 43–60.
- Mazur, Kuba et Jérémie Voix. 2012. « Development of an Individual Dosimetric Hearing Protection Device ». In *Inter-Noise 2012 : The 41th International Congress and Exposition on Noise Control Engineering*. p. 20.
- Nadon, Vincent, Annelies Bockstael, Hannah Keppler, Dick Botteldooren, Jean-Marc Lina, et Jérémie Voix. 2013. « Use of passive hearing protectors and adaptive noise reduction for field recording of otoacoustic emissions in industrial noise ». In *Proceedings of Meetings on Acoustics*. p. 040019. Acoustical Society of America.
- Nadon, Vincent, Annelies Bockstael, Dick Botteldooren, et Jean-marc Lina. Submitted. « Individual monitoring of hearing status : development and validation of advanced techniques to measure otoacoustic emissions in suboptimal test conditions ». *Applied Acoustics*.
- Nélisse, H., M.A. Gaudreau, J. Boutin, J. Voix, et F. Laville. 2011. « Measurement of Hearing Protection Devices Performance in the Workplace during Full-Shift Working Operations ». *Ann. Occup. Hyg.*, p. 221–232.
- Ozdamar, Ozcan et RE Delgado. 1998. « Otoacoustic emission acquisition using adaptive noise cancellation techniques ». In *Biomedical Engineering Days, 1998. Proceedings of the 1998 2nd International Conference*. p. 139–143. IEEE.
- Özdamar, Özcan, Rafael E Delgado, Syed Rahman, et Carlos Lopez. 1998. « Adaptive Wiener filtering for improved acquisition of distortion product otoacoustic emissions ». *Annals of biomedical engineering*, vol. 26, n° 5, p. 883–891.
- Popelka, Gerald R., Roanne K Karzon, et Randall A Clary. 1998. « Identification of noise sources that influence distortion product otoacoustic emission measurements in human neonates ». *Ear and hearing*, vol. 19, n° 4, p. 319.
- Schroeter, Juergen et Christoph Poesselt. 1986. « The use of acoustical test fixtures for the measurement of hearing protector attenuation. Part II : Modeling the external ear, simulating bone conduction, and comparing test fixture and real-ear data ». *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 80, n° 2, p. 505–527.
- Vijay K., Madisetti et Williams Douglas B., 1999. *Digital Signal Processing Handbook*, p. 1690. CRC Press LLC, éd. 1.
- Voix, Jérémie et Frédéric Laville. Juin 2009. « The Objective Measurement of Earplug Field Performance ». *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. Vol. 125, n° Issue 6, p. 3722–3732.

Ziarani, Alireza K et Adalbert Konrad. 2004. « A novel method of estimation of DPOAE signals ». *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 51, n° 5, p. 864–867.

CHAPITRE 5

DISCUSSION

Une paire d'oreillettes pour la mesure des DPOAE en milieu industriel a été conçue dans le cadre de ce travail. Une unité centrale pour le système de mesure DPOAE présentée à la Figure 3.2 a été développée afin d'enregistrer et traiter des signaux provenant des 4 microphones (deux sondes). Afin d'extraire le niveau de pression acoustique d'une DPOAE dans un milieu bruyant et contaminé de bruit du réseau électrique, un algorithme d'extraction et un algorithme de débruitage des signaux DPOAE ont été développés.

Ce système de mesure a été validé en laboratoire dans des conditions de tests réalistes pour un environnement industriel, mais sans risque puisque les sujets testés portent des bouchons offrant une protection contre le bruit et la durée de l'exposition est courte (moins de 20 min). Les performances des algorithmes et du matériel ont été comparées avec des systèmes cliniques commerciaux (présenté à la Section 3.6) ainsi que l'algorithme d'extraction du signal DPOAE proposé par Ziarani et Konrad (2004), cette dernière comparaison est présentée à la Section 2.1.1.1. La combinaison du microphone IEM-C avec le OEM-I pour réduire le bruit acoustique dans la mesure DPOAE à l'aide de l'algorithme de débruitage adaptatif a été déterminée de façon expérimentale dans l'étude présentée au Chapitre 4.

Selon les résultats obtenus avec le filtre fixe configuré en parallèle avec le 2^{ème} étage de filtre adaptatif présentés à la Section 4.6 et le Tableau 5.1, le RSB est amélioré majoritairement en basse fréquence comparativement à la configuration sans filtre fixe.

Une analyse détaillée du filtre fixe identifié avec $N = 350$ et $\mu = 0.01$ suite à l'étude présentée au Chapitre 3, a permis de constater que le filtre fixe n'était pas assez précis pour identifier la fonction de transfert calculée à partir du ratio des interspectres et autospectres de façon identique. Ainsi, dans la majorité des cas où la fonction de transfert du bouchon semblait comporter une fuite, procurant alors un « gain » plutôt qu'une atténuation, comme c'est le cas dans la fonction de transfert du Sujet 2 (Figure 2.5) autour de 4 kHz, la fonction de transfert identifié pour le filtre fixe mène généralement à un meilleur RSB que dans la situation où le

filtre fixe n'est pas appliqué, puisque la fuite n'est pas caractérisée dans le filtre fixe. Cependant, cette situation n'est pas réaliste puisque normalement le filtre fixe est bien identifié. Par contre, lorsque le sujet n'a pas inséré adéquatement le bouchon, cette fuite est présente dans la fonction de transfert. Lorsque la fonction de transfert du filtre adaptatif dérive en raison de changement dans la forme du canal auditif et/ou position du bouchon, la fonction de transfert avec fuite placée dans le filtre fixe serait alors à l'origine d'une erreur dans le signal à la suite de l'algorithme de débruitage. Cette erreur peut être observée sous la forme d'un bruit plus élevé en haute fréquence tel que présenté dans les résultats à la Section 4.6. Dans la conclusion de l'étude au Chapitre 4, il était recommandé de ne pas utiliser de filtre fixe pour le débruitage des signaux.

Une approche utilisant la fonction de transfert identifié hors-ligne pour initialiser le deuxième filtre adaptatif, plutôt que d'utiliser la fonction de transfert en ligne en parallèle avec ce deuxième filtre adaptatif, a alors été envisagée. De cette façon, le deuxième étage de filtre adaptatif caractérise bien le bouchon avec un petit pas de convergence au départ du système, ce qui permet par la suite de minimiser l'erreur ainsi que le temps de convergence comparativement à lorsque le filtre adaptatif doit caractériser la fonction de transfert du bouchon en présence de bruit ambiant non stationnaire. Lorsque la fonction de transfert dérive en raison d'un changement dans l'isolation acoustique du bouchon, le filtre adaptatif s'ajuste pour minimiser l'erreur dans le signal en sortie.

Malgré les difficultés rencontrées dans le projet, telles que l'atténuation passive insuffisante des bouchons génériques en mousse, les performances observées de l'ordre de 6 dB telles que présentées dans le Chapitre 3 sont comparables aux performances de 7–8 dB pour un bruit blanc stationnaire (Kompis *et al.*, 2000), mais supérieures au 4.9 dB obtenu par Delgado *et al.* (2000) en post-traitement. De plus, le RSB est ici calculé en fonction de la moyenne du bruit plus deux écarts-types, contrairement à l'étude de Delgado *et al.* (2000) où le calcul du RSB n'est établi qu'en fonction de la moyenne du bruit. Le gain en RSB obtenu dans le présent travail est donc plus conservateur que celui de Delgado *et al.* (2000), tandis que dans l'étude de Kompis *et al.* (2000), le gain en RSB est tout simplement évalué en fonction de la détection

ou non d'une réponse otoacoustique selon le niveau de bruit ambiant. Cette méthode de calcul n'indique en aucun cas le RSB exact de la mesure, encore moins si la réponse obtenue est une mesure fiable ou encore juste, et ce sur tout le spectre de fréquences testées.

Dans le présent travail, un gain en RSB a été observé en fonction de la condition de bruit testé et en fonction de la fréquence des stimuli f_2 et du fait même de la fréquence de la réponse otoacoustique (Tableau 5.1 et Figure 5.1b). Le gain en RSB est évalué à partir du rapport des moyennes énergétiques de la réponse DPOAE et du bruit de fond, avec et sans ANR. Le gain moyen de 8.7 dB dans la condition de bruit industriel à 75 dB(A) s'explique par la stabilisation du bruit de fond (Figure 3.9b) observé entre les conditions de bruit ambiant (I65, I70, I75 et W70) avec l'algorithme ANR activé.

Le contenu fréquentiel et le type du signal du bruit (bruit d'impact versus bruit stationnaire) étant un élément important pour la performance optimale de l'algorithme ANR (Rafaely et Jones, 2002), l'algorithme a donc été testé dans des conditions plus difficiles et plus réalistes comparativement aux études des autres auteurs (Delgado *et al.*, 2000; Kompis *et al.*, 2000).

Tableau 5.1 Gain moyen en RSB en activant l'algorithme de débruitage en fonction de l'implémentation du filtre fixe

	Gain sans filtre fixe (dB)	Gain avec filtre fixe (dB)
Bruit Blanc 70 dB(A)	6.1	7.0
Bruit Industriel 70 dB(A)	5.2	6.4
Bruit Industriel 75 dB(A)	N/A	8.7

Tel que présenté à la Figure 5.1b le gain en RSB avoisine les 15 dB pour les fréquences de stimuli f_2 en dessous de 1500 Hz ($f_{dp} < 1000$ Hz) en raison de la fonction de transfert du bouchon (voir Figure 1.5) qui atténue majoritairement le bruit en hautes fréquences, le même effet est observé dans la littérature (Kuo *et al.*, 2006). Les RSB sont présentés plus en détail à l'Annexe V. Les tests étant effectués avec des bouchons génériques bas de gamme (sonde DPOAE V.3), un RSB supérieur serait envisagé avec les bouchons moulés sur mesure des versions de sondes intra-auriculaires subséquentes (V.4 et V.5) puisque ceux-ci ont une meilleure atténuation passive ce qui réduit le bruit résiduel dans le canal auditif. Par contre, les tests

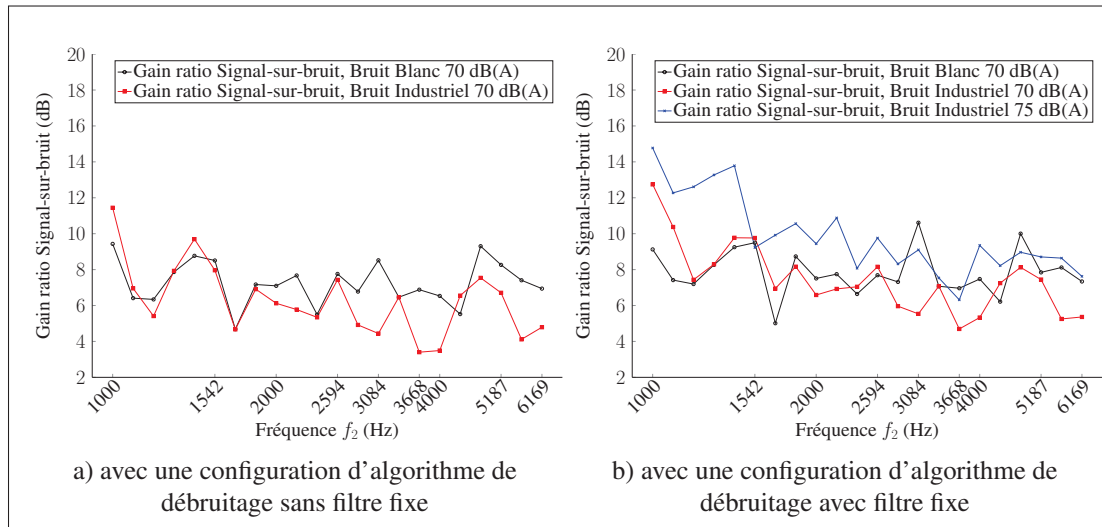


Figure 5.1 Gain en RSB selon différentes conditions de bruit

n'ont pas encore permis de quantifier le gain en RSB avec l'algorithme ANR par rapport à l'utilisation des sondes précédentes. Cependant, suite aux recommandations figurant dans les études présentées aux Chapitres 3 et 4, une série de tests conduits postérieurement sur trois sujets qui ont déjà participé aux études précédentes a permis de confirmer que le nouveau bouchon moulé sur mesure offrait typiquement une atténuation passive de 3 à 6 dB supérieure au bouchon générique en mousse (voir Figure 1.5).

Pendant cette même série de tests, le nouvel amplificateur-conditionneur développé a été testé. Une comparaison entre le nouveau et l'ancien conditionneur utilisés, présentée à la Figure 1.8, permet de conclure que le nouvel amplificateur a un RSB nettement supérieur (10 dB) à l'amplificateur B&K. Le plancher de bruit de ce nouvel amplificateur se situe autour de -9 dB (SPL). Autrement dit, le nouvel amplificateur permet de mesurer des émissions otoacoustiques aussi faibles que -9 dB (SPL) avec un minimum de traitement de signal lorsque les conditions de tests sont idéales. Le nouvel algorithme d'extraction des signaux DPOAE permettrait éventuellement de mesurer des émissions otoacoustiques de plus faible magnitude puisque celui-ci n'est pas affecté par la fuite spectrale, contrairement à la FFT utilisée pour montrer le gain en RSB à la Figure 1.8.

En vue d'améliorer davantage la fiabilité de la mesure inter sujet des signaux DPOAE dans un environnement bruité, la technique de calibration des microphones internes et externes sera comparée avec les méthodes de calibration présentées par Keefe *et al.* (1992); Reuven *et al.* (2013). Ces méthodes de calibration pourraient également améliorer la cohérence des signaux de bruit ambiant entre le microphone externe et le microphone interne en compensant pour la réflectance due à l'impédance acoustique du conduit auditif qui affecte le microphone interne. Cette méthode de calibration permettrait éventuellement de réduire davantage le bruit dans les signaux DPOAE à l'aide des filtres adaptatifs.

Il est important de noter que d'une part, dans un environnement industriel, ce système sera exposé à toutes sortes de contaminants (poussière, particules en suspension, eau, etc.) et que d'une autre part les travailleurs inséreront les sondes intra-auriculaires dans leurs oreilles à plusieurs reprises, ce qui risque d'obstruer l'ouverture des transducteurs et microphones des sondes intra-auriculaires avec du cérumen. Afin de garantir que les sondes DPOAE soient toujours fonctionnelles pour faire le suivi sériel de la santé auditive, une validation terrain sera éventuellement conduite pour évaluer les modifications nécessaires pour rendre le système à toute épreuve.

Pour terminer, les algorithmes d'extraction et de débruitage des signaux DPOAE seront intégrés dans les DSP du ARP afin de valider le système portable de suivi sériel de la santé auditive sur le terrain. De plus, un algorithme d'auto calibration des transducteurs sera éventuellement implémenté dans les DSP afin de rendre le système de mesure DPOAE complètement autonome, c'est-à-dire indépendant de tout logiciel externe, suite à la calibration initiale des sondes en laboratoire. Cet algorithme pourra également être utilisé comme algorithme d'auto-diagnostic afin de vérifier le fonctionnement de toutes les composantes de la sonde lors d'une utilisation prolongée sur le terrain.

CONCLUSION

Dans le but de prévenir les pertes auditives chez les travailleurs, un nouveau système de mesure des émissions otoacoustiques par produit de distorsion a été conçu afin de détecter toute accumulation de fatigue auditive qui pourrait conduire à une perte auditive permanente. Ce système est composé de deux sondes intra-auriculaires moulées sur mesure dans le conduit auditif du travailleur. Dans chacune de ces sondes, un microphone miniature interne est utilisé pour mesurer les signaux DPOAE et réduire le bruit physiologique dans les signaux DPOAE contralatéraux. Un microphone miniature externe sur chacune des deux sondes sert à réduire le bruit ambiant capté par le microphone de mesure des signaux DPOAE. Deux transducteurs miniaturisés placés dans chacune des oreillettes permettent d'envoyer les stimuli nécessaires pour générer une DPOAE dans la cochlée. Cette DPOAE est ensuite mesurée avec un microphone interne.

Un nouvel amplificateur-conditionneur permet d'amplifier les 4 microphones tout en réduisant le bruit de l'alimentation électrique secteur. Ce conditionneur est connecté à un système composé de trois DSP et d'un microcontrôleur permettant d'enregistrer les signaux pour ensuite en faire le traitement afin d'extraire le signal DPOAE dans des conditions de bruit ambiant élevées.

L'algorithme d'extraction des signaux DPOAE développé dans ce travail donne des résultats plus fiables que l'algorithme de Ziarani et Konrad (2004) selon les simulations présentées à la Section 2.1.1.1. De plus, l'algorithme de débruitage des signaux DPOAE combiné avec une bonne isolation passive grâce au bouchon de la sonde permet de mesurer les DPOAE de façon fiable jusqu'à 75 dB(A) de bruit industriel, tel que montré dans l'étude au Chapitre 3.

Recommandations et travaux futurs

- a. La partie logicielle développée dans le projet sera à terme intégrée dans les DSP du ARP afin de valider le système portable de suivi sériel de la santé auditive sur le terrain ;

- b. Plusieurs méthodes de calibration pour les microphones seront étudiées afin de trouver la meilleure façon de calibrer les microphones internes et obtenir ainsi des mesures inter sujets plus fiables dans des conditions plus bruyantes ;
- c. Afin d'augmenter les performances de l'algorithme de débruitage, la fonction de transfert du bouchon identifiée hors-ligne sera utilisée pour initialiser les coefficients du filtre adaptatif ;
- d. Un algorithme d'auto calibration des transducteurs sera implémenté dans les DSP afin de rendre le système de mesure DPOAE complètement autonome ;
- e. Un dosimètre de bruit devrait être intégré au sein du système de mesure des DPOAE afin de suivre la dose de bruit cumulée à laquelle le travailleur est exposé. En fonction de la dose de bruit mesurée avec le microphone externe, le système détermine si une mesure des DPOAE est nécessaire pour vérifier si l'état de santé auditive du travailleur a été affecté par cette exposition sonore. La mesure des DPOAE ne sera activée que dans des niveaux de bruits acceptables, lorsque le travailleur le désire, afin de ne pas compromettre la fiabilité de la mesure. À son tour, le système de mesure des DPOAE permettrait d'établir la dose maximale à laquelle le travailleur peut être exposé avant de subir des dommages et ainsi adapter la dose de bruit maximale tolérée par le travailleur, en tenant compte de sa susceptibilité au bruit. Par la suite, le dosimètre avertirait le travailleur lorsque sa dose journalière serait atteinte.

Suite à cette intégration du système dosimètre avec le système de mesure des DPOAE, il sera possible d'établir la relation de cause à effet entre l'exposition du travailleur au bruit et les dommages au système auditif. De cette façon, le système développé permettra de caractériser la susceptibilité individuelle des travailleurs face au bruit. Enfin, une étude longitudinale permettra de définir de nouvelles législations en matière de conservation de l'ouïe pour le travailleur en fonction de la susceptibilité individuelle et réduire ainsi les indemnisations pour pertes auditives causées par le travail.

ANNEXE I

**SONDE INTRA-AURICULAIRE POUR LA MESURE DES DPOAE V.5 AVEC
BOUCHON MOULÉ SUR MESURE AMOVIBLE**

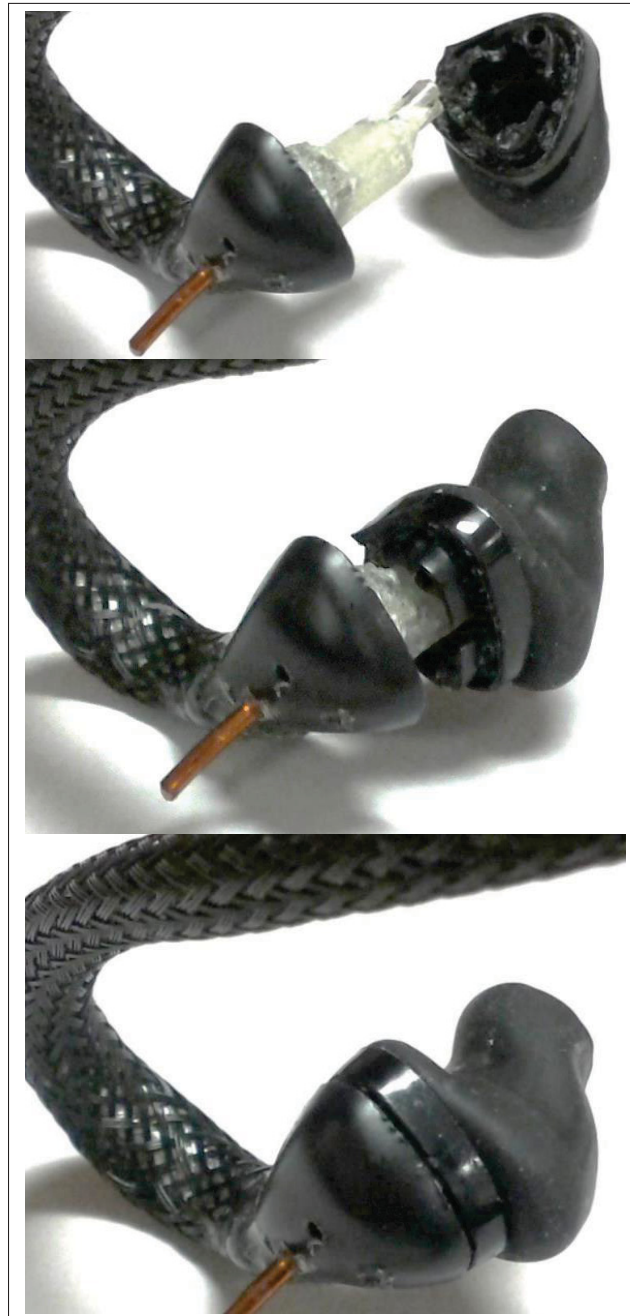
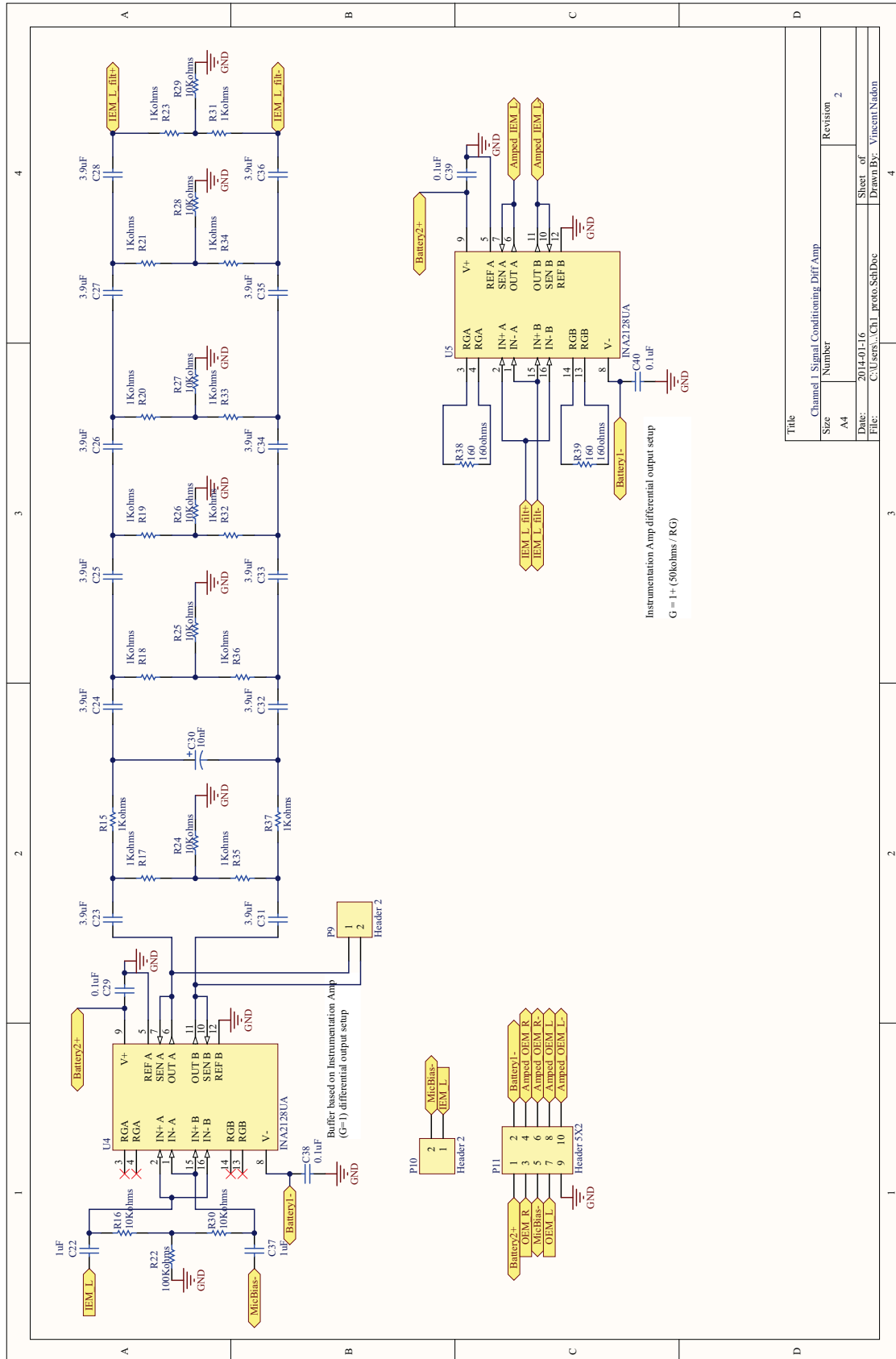
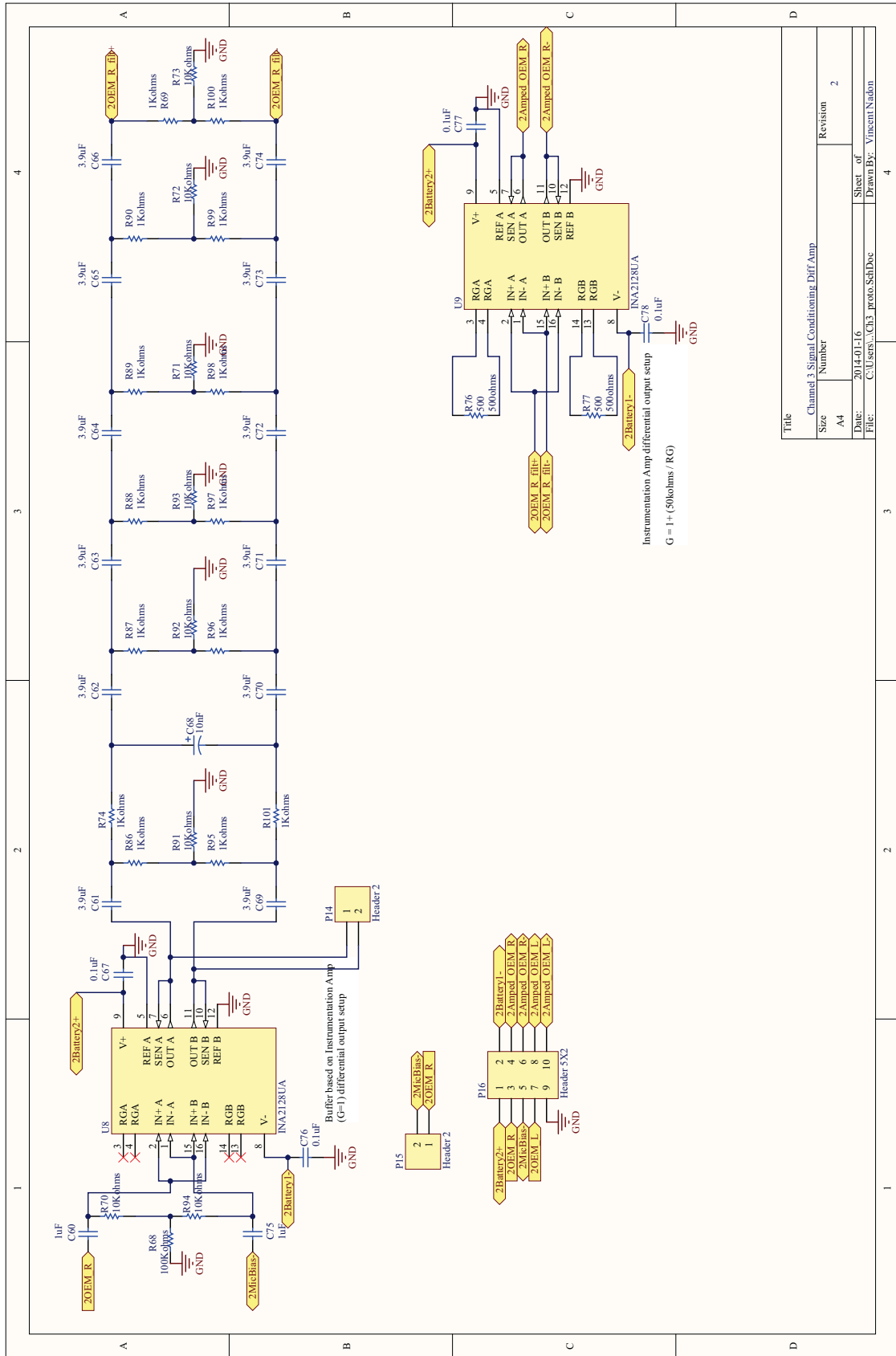


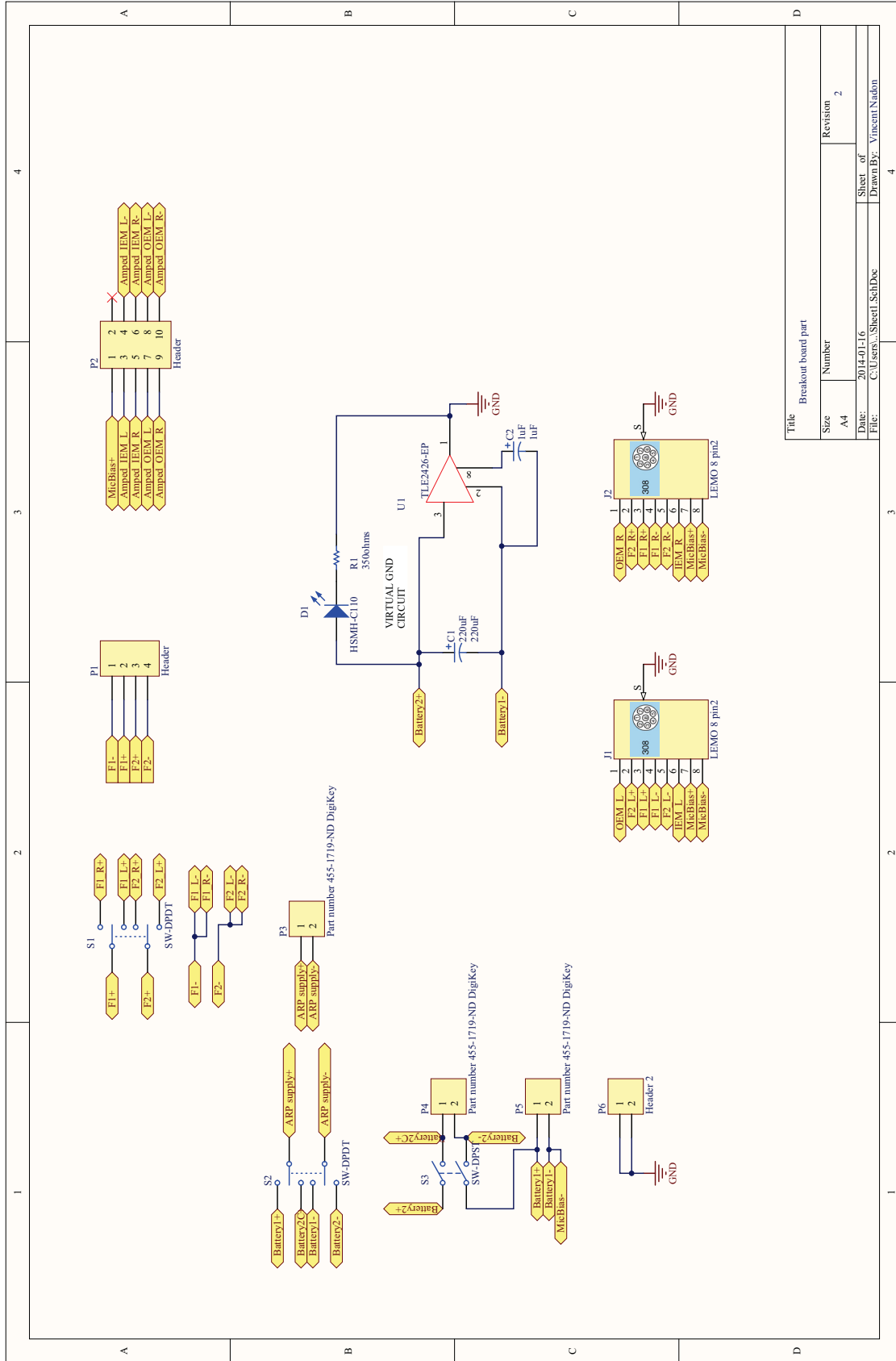
Figure-A I-1 Sonde DPOAE V.5 avec bouchon amovible

ANNEXE II

SCHÉMA DU CONDITIONNEUR DÉVELOPPÉ







Title		Breakout board part	
Size	Number	Revision	2
A4			
Date:	2014-01-16	Sheet of	
File:	C:\Users\Sheet1\SchDoc	Drawn By:	Vincent Naidon

Title		Breakout board part	
Size	Number	Revision	2
A4			
Date:	2014-01-16	Sheet of	
File:	C:\Users\Sheet1\SchDoc	Drawn By:	Vincent Naidon

ANNEXE III

SIMULATION DU FILTRE PASSIF DU CONDITIONNEUR

Rapport-Gratuit.com

ANNEXE IV

CODE MATLAB DÉVELOPPÉ POUR EXTRAIRE ET DÉBRUITER LES SIGNAUX OAE VERSION AMÉLIORÉE

```
1 %% Script for extraction and denoising of DPOAE levels in
    measurements
2 % copyright Vincent Nadon 2014
3 % version: 30/01/14
4 %
5
6 close all; % clean desktop
7 clc;
8
9 clear t
10 clear data
11
12 Fs = 48000
13
14
15 load('f3_freq.mat')
16 t=linspace(0,1.8,1.8*48000);
17
18 data(:,3) =[0.00008*sin(2*pi*f3(1)*t)';... % simulated DPOAE
    response
19
20
21
22
23
24
    0.0001*sin(2*pi*f3(2)*t)';...
    0.00012*sin(2*pi*f3(3)*t)';...
    0.001*sin(2*pi*f3(4)*t)';...
    0.00001*sin(2*pi*f3(5)*t)';...
    0.00007*sin(2*pi*f3(6)*t)';...
    0.001*sin(2*pi*f3(7)*t)';...
```

```

25         0.00003*sin(2*pi*f3(8)*t)';...
26         0.000001*sin(2*pi*f3(9)*t)';...
27         0.0000005*sin(2*pi*f3(10)*t)';...
28         0.0000000001*sin(2*pi*f3(11)*t)';...
29         0.000001*sin(2*pi*f3(12)*t)';...
30         0.000005*sin(2*pi*f3(13)*t)';...
31         0.00010*sin(2*pi*f3(14)*t)';...
32         0.00011*sin(2*pi*f3(15)*t)';...
33         0.00003*sin(2*pi*f3(16)*t)';...
34         0.001*sin(2*pi*f3(17)*t)';...
35         0.00010*sin(2*pi*f3(18)*t)';...
36         0.00001*sin(2*pi*f3(19)*t)';...
37         0.00001*sin(2*pi*f3(20)*t)';...
38         0.000005*sin(2*pi*f3(21)*t)';...
39         0.00001*sin(2*pi*f3(22)*t)';...
40         0.00001*sin(2*pi*f3(22)*t)']'];
41
42 data(:,3) = data(:,3)+0.000001*randn(length(data(:,3)),1); %
    simulated additionnal noise
43
44 data(:,1) = data(:,3); % copy data on other channels so
    that algorithm doesn't look for signals
45 data(:,2) = data(:,3);
46 data(:,4) = data(:,3);
47
48
49 %% Algorithm parameters
50

```

```
51 subject_id = 37; % identification number given
    to subject in order to follow his data through analysis
52 number_sequences = 1; % number of test sequences to extract
    for averaging
53 ANR = 0; % ANR = 1 enables the
    Adaptive Noise Reduction algorithm
54 quiet = 1; % quiet = 0 indicates
    the system that it is not the baseline (baseline is the
    measure in quiet=1)
55 earplug_tf_calc = 0; % earplug_tf_calc = 1 indicates the
    system to recalculate the Earplug transfer function (for
    use with fixed filter)
56
57 stepsize_stage1= 0.005; % stepsize_stage1 is the step size for
    the first stage of ANR mu=[0.0001,0.7] in general
58 stepsize_stage2= 0.0001; % stepsize_stage2 is the step size
    for the second stage of ANR mu=[0.0001,0.5] in general
59
60 tones = 22; % number of stimuli tones per sequence
61
62 adj_bins=10; % number of bins on each side
    of DPOAE frequency bin used to average noise level
63 adj_bins_bias = 25; % number of bins discarded on
    each side of DPOAE frequenct before counting adjacent bins
    (adj_bins)
64 pause_time=0.4; % period between stimuli tones
    switch
65 seq_adjustment=0; % minor adjustment on DPOAE
    stimulation extraction timing
```

```
66 db_offset = 100.5;      % offset to correct level detected for
    Noise2sd (FFT)
67 db_offset2 = 85.12;    % offset to correct level detected for
    DPOAE level (AM demodulation & RMS)
68 sweep_dur=1.4;        % duration of active stimuli
69 sections=16;          % number of averages short
    time fourier transform
70 sections2=2^8;        % number of averages for
    fastRMS window
71 N1 = 2^15;            % number of bins used
    for FFT averaging of Noise2sd level
72
73 N=Fs*1.4;             % initialization of
    number of samples per stimuli tones
74
75 time_elapsed = cputime; % CPU processing time used to evaluate
    algorithm performance
76
77 %% ILO system Data extraction
78
79 ilo = csvread('ilo_clean.csv');
80 ilo = ilo((subject_id*22+1):((subject_id+1)*22),:);
81
82
83 %% Selection of microphones for processing (to use with
    workspace saved with DPOAE_measurement_script.m)
84
```



```

85 mic_int_test5 = data(:,3);           % IEM of
    tested ear (IEM is amplified by analog circuit with a gain
    of 25dB)
86 mic_ext_test5 = 1000*data(:,4);     % OEM of tested ear,
    200 (46dB) is a gain used to optimize ANR performance (OEM
    is not amplified by an analog circuit)

87
88 mic_intR_test5 = 50*data(:,1);      % contra-lateral IEM
89 mic_extR_test5 = 200*data(:,2);    % contra-lateral OEM
90
91 %% Initialization of vectors
92
93 f2=zeros(1,tones);
94 f1=zeros(1,tones);
95 f3=zeros(1,tones);
96 f2_real=zeros(1,tones);
97 f1_real=zeros(1,tones);
98 f3_real=zeros(1,tones);
99 f2_all = [1000,1091,1189,1297,1414,1542,1682,1834,...
100 2000,2181,2378,2594,2828,3084,3364,3668,4000,4362,...
101 4757,5187,5657,6169];
102
103 noise_mean = zeros(tones,1);
104 one_std = zeros(tones,1);
105 noise1sd = zeros(tones,1);
106 noise2sd = zeros(tones,1);
107 noise1sd_mean = zeros(tones,1);
108 noise2sd_mean = zeros(tones,1);
109 f3_db_mean = zeros(tones,1);

```

```
110 f3_FFT_mean = zeros(1,tones);
111 f3_FFT = 0;
112
113 rms_filtered1=zeros(N,tones);
114 rms_filtered2=zeros(N,tones);
115 rms_filtered3=zeros(N,tones);
116 rms_filtered=zeros(N+1,tones,adj_bins*2);
117
118 %% Stimuli triggered sequence starting time (synchronizing
    algorithm)
119
120 window1=hann(round(N/(sections*2)));
121 [S,F,T,P] = spectrogram(mic_int_test5,window1,round(N/(4*
    sections)),[6169,5657],Fs,'yaxis'); % short time fourier
    transform (spectrogram)
122
123
124 figure(1000);
125 plot(T,P);
126
127 % Sync algorithm
128 I = find(P(1,:) > 2e-7);
129 if isempty(I)
130
131     start_time = 21.998
132     subject_id = 2000+subject_id
133
134 else
135     if(length(I) >= 50)
```

```

136     if((T(1,I(50))-T(1,I(1))) > 1.4)           % protection
           in order to select first tone with full duration of
           active stimuli
137         i=1;
138         deltastep = 1;
139         while(deltastep==1)
140             deltastep = I(i+1)-I(i);
141             i=i+1;
142         end
143         start_time = T(1,I(i+1))
144     else
145         start_time = T(1,I(1)) % determine start time
           based on first stimuli tone (6169Hz)
146     end
147 else
148     I = find(P(1,:) > 1e-7);
149     if(length(I) >= 50)
150         if((T(1,I(50))-T(1,I(1))) > 1.4)
151             i=1;
152             deltastep = 1;
153             while(deltastep==1)
154                 deltastep = I(i+1)-I(i);
155                 i=i+1;
156             end
157             start_time = T(1,I(i+1))
158         else
159             start_time = T(1,I(1))
160         end
161     else

```

```
162
163         start_time = 21.998
164         subject_id = 2000+subject_id
165     end
166 end
167
168 end
169
170 start_time = 0.001           % optional override of start
    time
171
172 sections=3;
173
174 N = 8000;                   % number of points
    used for cross correlation to sync channels
175
176 %% Channel syncing algorithm for data acquisition cards
177 delay = 0;
178 temp = 0.00000001;
179 temp2=delay;
180
181 % Sync first probe channels (OEM with IEM)
182 for delay= 0:96
183
184     ext_noise = mic_ext_test5(1+delay:N+delay);
185     int_noise = mic_int_test5(1:N);
186     resultat = (ext_noise(1:round(N/2))' * int_noise(1:round
        (N/2))) / (ext_noise(1:round(N/2))' * ext_noise(1:round
        (N/2)));
```

```
187 %         disp(resultat);
188
189         if(resultat > temp)
190             temp = resultat;
191             temp2 = delay;
192         end
193     end
194
195     delay = temp2 % variable used to sync channels
196
197
198     %% Sync second probe channel with first probe channels (IEM
199         contra-lateral with tested IEM)
200
201     delay2 = 0;
202     temp = 0.00000001;
203     temp2=delay2;
204
205     for delay2= 0:96
206
207         intR_noise = mic_intR_test5(1+delay2:N+delay2);
208         int_noise = mic_int_test5(1:N);
209         resultat = (intR_noise(1:round(N/2)))' * int_noise(1:
210             round(N/2)) / (intR_noise(1:round(N/2)))' * intR_noise
211             (1:round(N/2)));
212     %         disp(resultat);
213
214         if(resultat > temp)
215             temp = resultat;
216             temp2 = delay2;
```

```

213         end
214     end
215
216     delay2 = temp2; % variable used to sync channels
217
218
219     %% Stimuli tone calculation and verification
220     for test_seq=1:number_sequences
221
222         for target_freq=1:tones
223
224             t1=(sweep_dur+pause_time)*((target_freq-1)+(tones*(
225                 test_seq-1)))+start_time-seq_adjustment;
226
227             t2=t1+sweep_dur+2*seq_adjustment;
228
229             DPOAE_signal = mic_int_test5(round(t1*Fs):round(t2*Fs)
230                 );
231             ext_noise = mic_ext_test5(round(t1*Fs)+delay:round(t2*
232                 Fs)+delay); % APPLY DELAY HERE
233             intR_noise = mic_intR_test5(round(t1*Fs)+delay2:round(
234                 t2*Fs)+delay2); % APPLY DELAY2 HERE
235
236
237             N = length(DPOAE_signal); % number of samples in
238                 stimuli duration
239             f2(target_freq)=f2_all(length(f2_all)-(target_freq-1))
240                 ; % f2 frequency value
241
242
243             [Sxx,f] = myfft2(DPOAE_signal,N,Fs,db_offset,0); % FFT

```

```

236         % find frequency bin where stimuli magnitude
           is maximum
237     [~, freq]=max(Sxx(round(N*f2(target_freq)/Fs-2):round(N
           *f2(target_freq)/Fs+2)));
238     f_select=f;
239     f_select=f_select(round(N*f2(target_freq)/Fs-2):round(
           N*f2(target_freq)/Fs+2));
240     f2_real(target_freq)=f_select(freq);
241
242     f1(target_freq)=f2(target_freq)/1.22;
243
244         % find frequency bin where stimuli magnitude
           is maximum
245     [~, freq]=max(Sxx(round(N*f1(target_freq)/Fs-2):round(N
           *f1(target_freq)/Fs+2)));
246     f_select=f;
247     f_select=f_select(round(N*f1(target_freq)/Fs-2):round(
           N*f1(target_freq)/Fs+2));
248     f1_real(target_freq)=f_select(freq);
249
250     f3(target_freq)=(2*f1_real(target_freq)-f2_real(
           target_freq));
251
252         % find frequency bin where DPOAE response
           magnitude is maximum
253     [amp, freq]=max(Sxx(round(N*f3(target_freq)/Fs-2):round
           (N*f3(target_freq)/Fs+2)));
254     f_select=f;

```

```

255     f_select=f_select(round(N*f3(target_freq)/Fs-2):round(
        N*f3(target_freq)/Fs+2));
256     f3_real(target_freq)=f_select(freq);
257
258     f_vector(1:3,(target_freq)) = [f1_real(target_freq)
        f2_real(target_freq) f3_real(target_freq)];
259
260
261
262     figure(89); % display spectrum of stimuli + DPOAE
        response before any filtering
263     plot(f,db(Sxx(1:round(N/2)),'power')+db_offset);
264     title('D.S.P.');
```

265 xlim([0 f2(target_freq)+100]);

266 xlabel('Frequency (Hz)');

267 ylabel('Power spectral density dB SPL');

268

269

270

271 %% Stimulus rejection for enhanced ANR denoising

272 if(ANR == 1)

273

274 bandpass= fir1(15000,(((f3_real(target_freq))-100)/(Fs
 /2),((f3_real(target_freq))+100)/(Fs/2)],'bandpass'
);

275 DPOAE_signal = filter(bandpass,1,DPOAE_signal); % FIR

276 ext_noise = filter(bandpass,1,ext_noise); % FIR

277 intr_noise = filter(bandpass,1,intr_noise); % FIR

278


```

279     [Sxx,f] = myfft2(DPOAE_signal,N,Fs,db_offset,1);
280
281
282
283     end
284
285         % Put back processed vectors into original
                vectors
286     mic_int_test5(round(t1*Fs):round(t2*Fs)) =
                DPOAE_signal;
287     mic_ext_test5(round(t1*Fs)+delay:round(t2*Fs)+delay) =
                ext_noise;
288     mic_intr_test5(round(t1*Fs)+delay2:round(t2*Fs)+delay2
                ) = intr_noise;
289
290     end
291 end
292
293
294
295 %% Adaptive noise reduction algorithm (ANR) on whole test (2
                or 4 loops) at once
296
297 if(ANR == 1)
298
299     if(earplug_tf_calc==1)
300         % Concatenate stimuli pause periods in order
                to evaluate fixed filter (for best
                performance use in white noise condition)

```

```

301         int_concat_signal= [...%mic_int_test5(round((
            start_time+1.45)*Fs):round((start_time
            +1.75)*Fs));...
302             mic_int_test5(round((start_time
                +1.8+1.45)*Fs):round((start_time
                +1.8+1.75)*Fs));...
303 %             mic_int_test5(round((start_time+2*1.8+1.45)*
            Fs):round((start_time+2*1.8+1.75)*Fs));...
304 %             mic_int_test5(round((start_time+3*1.8+1.45)*
            Fs):round((start_time+3*1.8+1.75)*Fs))...
305         ]';
306
307         ext_concat_signal= [...%mic_ext_test5(round((
            start_time+1.45)*Fs):round((start_time
            +1.75)*Fs));...
308             mic_ext_test5(round((start_time
                +1.8+1.45)*Fs):round((start_time
                +1.8+1.75)*Fs));...
309 %             mic_ext_test5(round((start_time+2*1.8+1.45)*
            Fs):round((start_time+2*1.8+1.75)*Fs));...
310 %             mic_ext_test5(round((start_time+3*1.8+1.45)*
            Fs):round((start_time+3*1.8+1.75)*Fs))...
311         ]';
312
313
314         if(length(int_concat_signal) ~= length(
            ext_concat_signal))
315             length_int = length(int_concat_signal)
            ;

```

```
316         length_ext = length(ext_concat_signal)
           ;
317         min_length = min(length_int,length_ext
           );
318         int_concat_signal = int_concat_signal
           (1:min_length);
319         ext_concat_signal = ext_concat_signal
           (1:min_length);
320     end
321
322     %Earplug TF calculation
323     LMS_order = 600; % fixed filter order
324     stepsize= 0.5; % NLMS step size for fixed
           filter
325     [test_dummy,~,w_earplug] = vssnlms(
           int_concat_signal,ext_concat_signal',
           LMS_order,stepsize,3);
326
327     save earplug_estimated_tf.mat w_earplug
           int_concat_signal ext_concat_signal; % save
           variables
328
329
330     end
331
332     if(start_time>2*1.8) % protection for timing issues
333
334         if(quiet==0)
335             %Fixed earplug TF applied
```

```

336 mic_ext_test_unfiltered = mic_ext_test5;
337 mic_ext_test5(round((start_time-2*1.8)*Fs)+delay:
    round((start_time+22*1.8*number_sequences
    +3*1.8)*Fs)+delay) = filter(w_earplug,1,...
338 mic_ext_test5(round((start_time-2*1.8)*Fs)+
    delay:round((start_time+22*1.8*
    number_sequences+3*1.8)*Fs)+delay));
339 end
340
341 %ANR stage 1
342 LMS_order = 40; % NLMS filter order
343 [mic_int_test5(round((start_time-2*1.8)*Fs):round
    ((start_time+22*1.8*number_sequences+3*1.8)*Fs)
    ),mu,w] = vssnlms(mic_int_test5(round((
    start_time-2*1.8)*Fs):round((start_time+22*1.8*
    number_sequences+3*1.8)*Fs))...
344 ,mic_intR_test5(round((start_time-2*1.8)*Fs)+
    delay2:round((start_time+22*1.8*
    number_sequences+3*1.8)*Fs)+delay2),
    LMS_order,stepsize_stagel,3);
345 mic_int_test5 = mic_int_test5';
346
347 if(quiet==1)
348     %ANR stage 2
349     LMS_order = 40; % NLMS filter order
350     [mic_int_test5(round((start_time-2*1.8)*Fs):
        round((start_time+22*1.8*number_sequences
        +3*1.8)*Fs)),mu,w] = vssnlms(mic_int_test5(
        round((start_time-2*1.8)*Fs):round((

```

```

start_time+22*1.8*number_sequences+3*1.8)*
Fs)...
351     ,mic_ext_test5(round((start_time-2*1.8)*Fs
        )+delay:round((start_time+22*1.8*
        number_sequences+3*1.8)*Fs)+delay),
        LMS_order,stepsize_stage2,3);
352     mic_int_test5 = mic_int_test5';
353     end
354     if(quiet==0)
355         %ANR stage 2 with parallel fixed filter
356         LMS_order = 40; % NLMS filter order
357         [mic_int_test5(round((start_time-2*1.8)*Fs):
            round((start_time+22*1.8*number_sequences
            +3*1.8)*Fs)),mu,w] = vssnlms_parallel(
            mic_int_test5(round((start_time-2*1.8)*Fs):
            round((start_time+22*1.8*number_sequences
            +3*1.8)*Fs))...
358         ,mic_ext_test5(round((start_time-2*1.8)*Fs
            )+delay:round((start_time+22*1.8*
            number_sequences+3*1.8)*Fs)+delay),...
359         mic_ext_test_unfiltered(round((start_time
            -2*1.8)*Fs)+delay:round((start_time
            +22*1.8*number_sequences+3*1.8)*Fs)+
            delay),LMS_order,stepsize_stage2,3);
360         mic_int_test5 = mic_int_test5';
361         end
362
363     else % other condition of the protection
364

```

```

365     if(quiet==0)
366         %Fixed earplug TF applied
367         mic_ext_test_unfiltered = mic_ext_test5;
368         mic_ext_test5(round((start_time)*Fs)+delay:round((
            start_time+22*1.8*number_sequences+3*1.8)*Fs)+
            delay) = filter(w_earplug,1,...
369             mic_ext_test5(round((start_time)*Fs)+delay:
                round((start_time+22*1.8*number_sequences
                    +3*1.8)*Fs)+delay));
370     end
371
372     %ANR stage 1
373     LMS_order = 40; % NLMS filter order
374     [mic_int_test5(round((start_time)*Fs):round((
            start_time+22*1.8*number_sequences+3*1.8)*Fs)),
            mu,w] = vssnlms(mic_int_test5(round((
            start_time)*Fs):round((start_time+22*1.8*
            number_sequences+3*1.8)*Fs))...
375         ,mic_intr_test5(round((start_time)*Fs)+delay2:
            round((start_time+22*1.8*number_sequences
            +3*1.8)*Fs)+delay2),LMS_order,
            stepsize_stagel,3);
376     mic_int_test5 = mic_int_test5';
377
378     if(quiet==1)
379         %ANR stage 2
380         LMS_order = 40; % NLMS filter order
381         [mic_int_test5(round((start_time)*Fs):round((
            start_time+22*1.8*number_sequences+3*1.8)*

```

```

381     Fs)),mu,w] = vssnlms(mic_int_test5(round((
start_time)*Fs):round((start_time+22*1.8*
number_sequences+3*1.8)*Fs))...
382     ,mic_ext_test5(round((start_time)*Fs)+
delay:round((start_time+22*1.8*
number_sequences+3*1.8)*Fs)+delay),
LMS_order,stepsize_stage2,3);
383 mic_int_test5 = mic_int_test5';
384 end
385 if(quiet==0)
386     %ANR stage 2 with parallel fixed filter
387     LMS_order = 40; % NLMS filter order
388     [mic_int_test5(round((start_time)*Fs):round((
start_time+22*1.8*number_sequences+3*1.8)*
Fs)),mu,w] = vssnlms_parallel(mic_int_test5
(round((start_time)*Fs):round((start_time
+22*1.8*number_sequences+3*1.8)*Fs))...
389     ,mic_ext_test5(round((start_time)*Fs)+
delay:round((start_time+22*1.8*
number_sequences+3*1.8)*Fs)+delay),...
390     mic_ext_test_unfiltered(round((start_time)
*Fs)+delay:round((start_time+22*1.8*
number_sequences+3*1.8)*Fs)+delay),
LMS_order,stepsize_stage2,3);
391     mic_int_test5 = mic_int_test5';
392 end
393
394 end
395

```

```

396 end
397
398 %% DPOAE level extraction algorithm
399
400 for test_seq=1:number_sequences
401
402     for target_freq=1:tones
403
404         t1=(sweep_dur+pause_time)*((target_freq-1)+(tones*(
405             test_seq-1)))+start_time-seq_adjustment;
406         t2=t1+sweep_dur+2*seq_adjustment;
407
408         DPOAE_signal = mic_int_test5(round(t1*Fs):round(t2*Fs)
409             );
410         ext_noise = mic_ext_test5(round(t1*Fs)+delay:round(t2*
411             Fs)+delay);
412         intr_noise = mic_intr_test5(round(t1*Fs)+delay2:round(
413             t2*Fs)+delay2);
414
415         %% Noise calculations
416         N1 = N;
417         [Sxx,f] = myfft2(DPOAE_signal,N1,Fs,db_offset,0);
418
419         % find noise bins and amplitudes
420         for i=-adj_bins:adj_bins
421             if(i<0)
422                 bin = (round((N1*f3(target_freq))/Fs)+i)-
423                     adj_bins_bias*round(N1/(Fs));
424                 f_vector(3+i+adj_bins+1,(target_freq))=f(bin);

```



```

420 %           disp(Sxx(bin));
421           power(i+adj_bins+1)= Sxx(bin);
422 %           f((round((N1*f3_real(target_freq))/Fs)+i)
-10*round(N1/(Fs)))
423           elseif(i>0)
424           bin = (round((N1*f3(target_freq))/Fs)+i)+
                adj_bins_bias*round(N1/(Fs));
425           f_vector(3+i+adj_bins,(target_freq))=f(bin);
426           power(i+adj_bins)= Sxx(bin);
427           end
428       end
429
430       [Sxx,f] = myfft2(DPOAE_signal,N1,Fs,db_offset,0);
431
432       [amp,freq]=max(Sxx(round(N*f3_real(target_freq)/Fs-5):
                round(N*f3_real(target_freq)/Fs+5)));
433       f_select=f;
434       f_select=f_select(round(N*f3_real(target_freq)/Fs-5):
                round(N*f3_real(target_freq)/Fs+5));
435       f3_real(target_freq)=f_select(freq);
436
437       f3_FFT(target_freq)= amp; % DPOAE magnitude according
                to FFT
438
439       if(amp <= 0)
440           f3_FFT(target_freq)= 1;
441       end
442
443

```

```

444     % Calculate Noise1sd and Noise2sd over adjacent bins
         for current stimuli tones
445     noise_mean(target_freq) = mean(power,2);
446
447     one_std(target_freq) = std(power,0,2);
448
449     noise1sd(target_freq) = noise_mean(target_freq) +
         one_std(target_freq); % Noise1sd calculated here
450     noise2sd(target_freq) = noise_mean(target_freq) + 2*
         one_std(target_freq); % Noise2sd calculated here
451
452     %% AM demodulation
453     clear local_osc;
454     clear local_osc2;
455     phase=0;
456     freq_off=0; % frequency offset in order to keep DPOAE
         response slightly above 0Hz (to not loose it in the
         negative spectrum)
457
458     % Filter signal
459     bandpass3 = fir1(7000, [(f3_real(target_freq))-3]/(Fs
         /2), [(f3_real(target_freq))+3]/(Fs/2)]);
460     DPOAE_signal_filtered3 = filter(bandpass3,1,
         DPOAE_signal);
461
462     t=linspace(t1,t2,(length(DPOAE_signal)));
463
464     %% Phase sync
465     N_store = N;

```

```

466     N = round(100*Fs/f3_real(target_freq)); %8000;
        % sliding window length
467
468         delay3 = 0;
469     temp = 0.00000001;
470     temp2=delay3;
471
472     for j=1:N:N_store-N      % step N means there
        is no overlap, choose step less than N if
        overlap wanted
473
474         for delay3= -1000:1000
475
476             % signal to demodulate
477             signal =
                DPOAE_signal_filtered3(j:N+
                j);
478             % local oscillator of AM
                demodulator
479             local_osc = (cos(2*pi*(f3_real
                (target_freq))*t(j:N+j)+
                delay3))';
480
481             local_osc = (mean(fastrms(
                signal))/mean(fastrms(
                local_osc)))*local_osc; %
                normalize

```

```
482         % cross-correlation to
           evaluate phase
           synchronization
483     resultat = (local_osc(1:round(
           N/2))' * signal(1:round(N/2))
           ) / (local_osc(1:round(N/2))
           ' * local_osc(1:round(N/2)));
484
485     if(resultat > temp) % evaluate
           best delay to sync local
           oscillator with signal
486         temp = resultat
487         temp2 = delay3;
488     end
489 end
490
491     delay3 = temp2 % delay in samples
492     T_delay = delay3/Fs % delay in seconds
493
494     DPOAE_signal_demod3(j:j+N) = signal.*
           local_osc; % demodulated signal
495
496     local_osc2(j:j+N) = local_osc; % used
           to visualize final synchronized
           local oscillator with signal
497
498
499 end
500
```

```

501         % visualize local oscillator, original signal
           and demodulated signal
502     figure(103);
503     plot(t(1:length(local_osc2)),DPOAE_signal_filtered3(1:
           length(local_osc2)), 'r');
504     hold on;
505     plot(t(1:length(local_osc2)),local_osc2(1:length(
           local_osc2)), 'g');
506     plot(t(1:length(local_osc2)),DPOAE_signal_demod3(1:
           length(local_osc2)), 'b');
507     legend('filtered DPOAE','local oscillator','AM demod
           output','Location','EastOutside');
508     hold off;
509
510     N=length(DPOAE_signal);
511
512         % Low-pass filter to keep only DPOAE response
           in signal
513     lowpass = fir1(200,2*pi*(5)/(Fs/2),'low');
514     DPOAE_signal_filtered3 = filter(lowpass,1,
           DPOAE_signal_demod3);
515
516         % fastRMS (running RMS) averaging to evaluate
           DPOAE response level
517     window2=hann(4000);%N/(sections2*2),round((1/abs(
           freq_off))*Fs)
518     %     rms_filtered3(1:N,target_freq)=fastrms(
           DPOAE_signal_filtered3,window2);

```

```

519         rms_filtered3(1:N,target_freq)=fastrms(
                DPOAE_signal_filtered3);
520     end
521
522     % Average over sequences
523     mean_rms3 = mean(rms_filtered3(round(length(rms_filtered3)
                /2):round(3*length(rms_filtered3)/4),:),1); % eliminate
                transitions of stimuli from the DPOAE level (failsafe)
524     noiselsd_mean = db(mean(noiselsd,2),'power') +
                noiselsd_mean; %dB
525     noise2sd_mean = db(mean(noise2sd,2),'power') +
                noise2sd_mean; %dB
526     f3_db_mean = mean_rms3' + f3_db_mean; %dB
527     f3_FFT_mean = f3_FFT + f3_FFT_mean; %dB
528
529 end
530
531 noiselsd_mean = noiselsd_mean/number_sequences;
532 noise2sd_mean = noise2sd_mean/number_sequences;
533 f3_db_mean = f3_db_mean/number_sequences;
534 f3_FFT_mean = f3_FFT_mean/number_sequences; % average
                calculations ends here
535
536 f3_db = db(f3_db_mean,'power')+db_offset2+3; %+3dB comes from
                the 1/2 gain from the AM demodulation
537 f3_FFT = db(f3_FFT_mean,'power')+db_offset;
538 noise2sd = noise2sd_mean+db_offset;
539 noiselsd = noiselsd_mean+db_offset;
540

```

```

541 load ilo_baseline
542 %
543 % ilo_f3_db = ilo(:,2)';
544 % ilo_noise2sd = ilo(:,3)';
545 % ilo_noiselsd = ilo(:,4)';
546 % ilo_test_frequencies = ilo(:,1)/1000;
547 test_frequencies = wrev(f2_all)/1000;
548 test_frequencies = test_frequencies(1:tones);
549 % display DPgram (DPOAE response level and Noise2sd & Noiselsd
      level)
550 figure(30);
551 hold off;
552 semilogx(test_frequencies, f3_db(1:tones)+20, '-b. ');
553 hold on;
554 semilogx(test_frequencies, f3_FFT(1:tones)+10, '-g. ');
555 semilogx(test_frequencies, noise2sd(1:tones)+10, '-r. ');
556 semilogx(test_frequencies, noiselsd(1:tones)+10, '-k. ');
557 % semilogx(ilo_test_frequencies, ilo_f3_db, '-mo', 'LineWidth
      ', 2.5);
558 % semilogx(ilo_test_frequencies, ilo_noise2sd, '-m. ');
559 % semilogx(ilo_test_frequencies, ilo_noiselsd, ':mx');
560 % dat=[test_frequencies'.*1000, f3_db(1:tones), noise2sd(1:tones
      ), noiselsd(1:tones)];
561 % save('sonomax_ANR.mat', 'test_frequencies', 'f3_db', 'noise2sd
      ', 'noiselsd', 'stepsize_stage1', 'stepsize_stage2', '
      subject_id');
562 % if(quiet==0)
563 %     load('sonomax_baseline.mat');
564 %     semilogx(test_frequencies, f3_db, '-mo');

```

```

565 %     semilogx(test_frequencies,noise2sd,'-m. ');
566 %     semilogx(test_frequencies,noise1sd,':mx ');
567 % end
568 title('DPgram'),xlabel('Frequency(kHz)'),ylabel('Level(dB SPL)
      ');
569 legend('DPOAE measure AM','DPOAE measure FFT','Noise 2sd', '
      Noise 1sd','DPOAE measure Quiet','Noise 2sd Quiet', 'Noise
      1sd Quiet','Location','EastOutside');
570 % legend('DPOAE measure','Noise 2sd', 'Noise 1sd','Location','
      EastOutside');
571 xlim([0,7]);
572 ylim([-60,60]);
573 grid on;
574 set(gca,'XTick',1:1:8);
575 set(gca,'XMinorTick','on');
576 hold off;
577 zoom on;
578
579 saveas(figure(1000),'trigger_detect.png'); % save start time
      trigger graph
580
581 %saveas(gcf,'DPOAE_test_result.eps');
582 saveas(figure(30),'DPOAE_test_result.png'); % save DPgram
      graph
583 saveas(figure(30),'DPOAE_test_result.fig');
584 matlab2tikz('DPOAE_test_result_algo_DYNA.tikz');
585
586 %save DPOAE baseline
587 if(quiet==1)

```



```
588     save('sonomax_baseline.mat','test_frequencies','f3_db','  
        noise2sd','noiselsd','stepsize_stage1','stepsize_stage2'  
        ','subject_id');  
589 end  
590  
591 % save('ilo_baseline.mat','ilo_test_frequencies','ilo_f3_db','  
        ilo_noise2sd','ilo_noiselsd','stepsize_stage1','  
        stepsize_stage2','subject_id');  
592  
593  
594 time_elapsed = (cputime - time_elapsed)/60 % display total  
        algorithm processing time  
595 disp( 'minutes');
```


ANNEXE V

RÉSULTATS DÉTAILLÉS DU GAIN EN RAPPORT SIGNAL-SUR-BRUIT SANS ET AVEC FILTRE FIXE

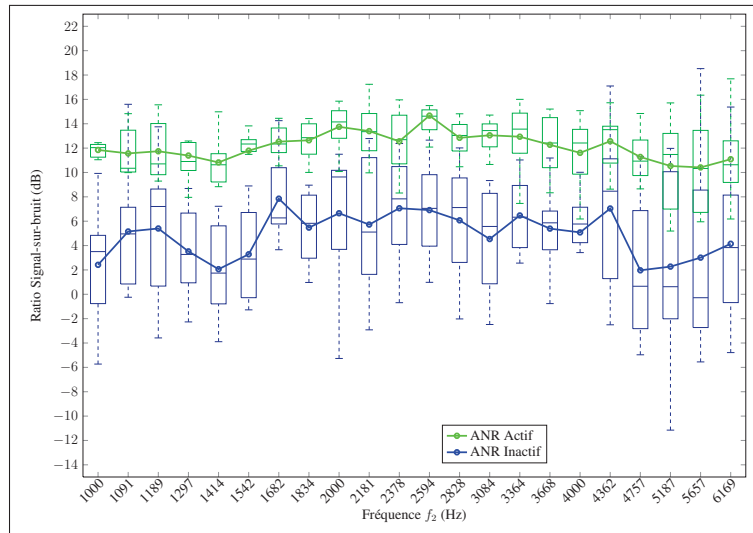


Figure-A V-1 Rapport Signal-sur-Bruit dans la condition de bruit blanc à 70 dB(A) sans filtre fixe

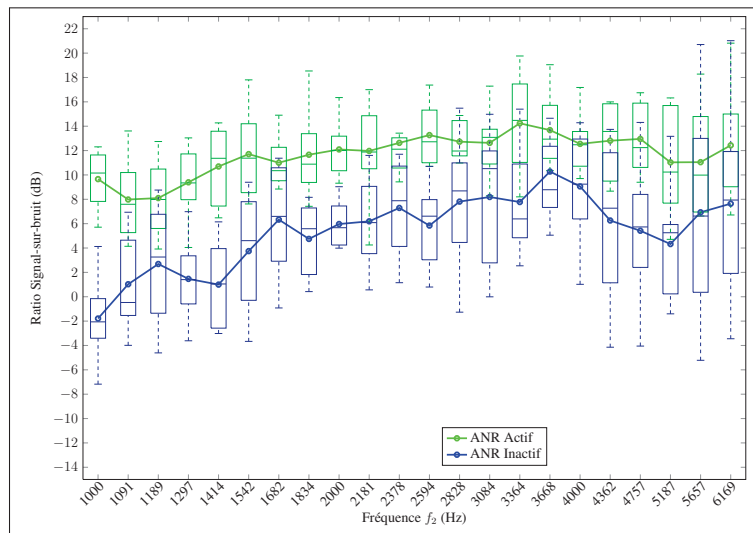


Figure-A V-2 Rapport Signal-sur-Bruit dans la condition de bruit industriel à 70 dB(A) sans filtre fixe

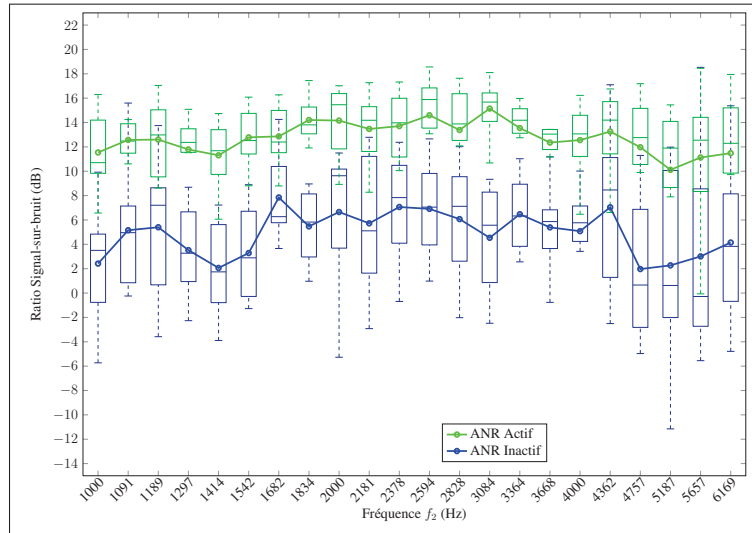


Figure-A V-3 Rapport Signal-sur-Bruit dans la condition de bruit blanc à 70 dB(A) avec filtre fixe

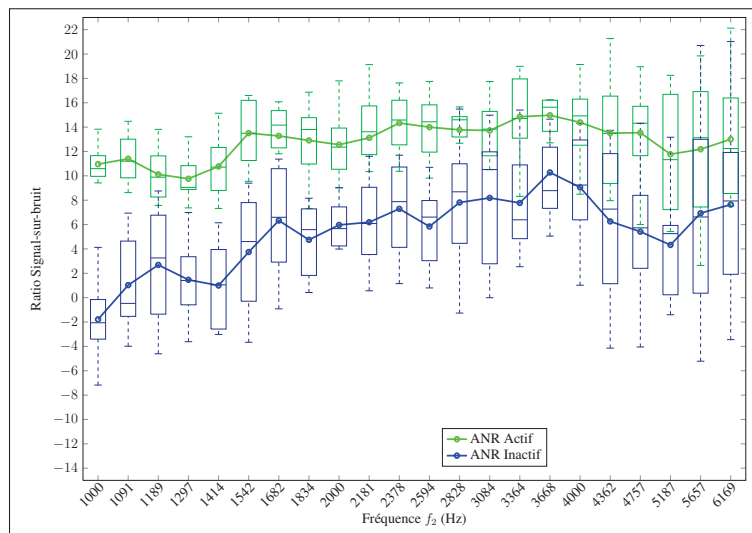


Figure-A V-4 Rapport Signal-sur-Bruit dans la condition de bruit industriel à 70 dB(A) avec filtre fixe

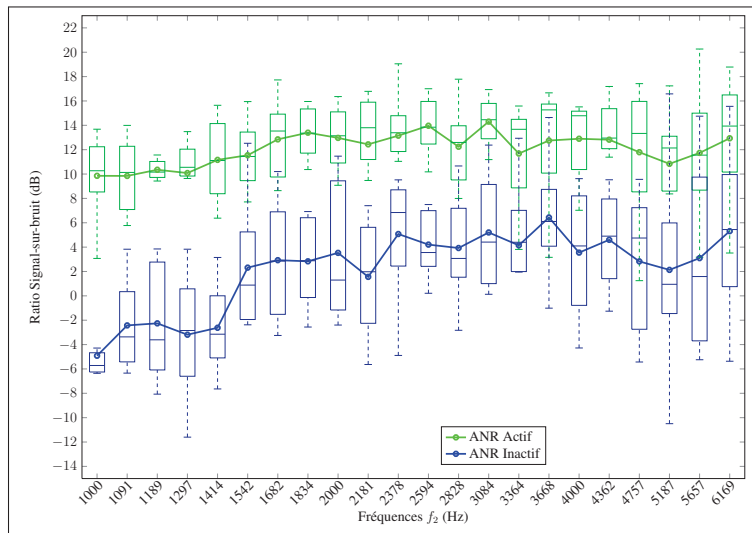


Figure-A V-5 Rapport Signal-sur-Bruit dans la condition de bruit industriel à 75 dB(A) avec filtre fixe

LISTE DE RÉFÉRENCES

- Analog Devices. 2007. « Rarely Asked Questions : Resistor Noise can be Deafening, and Hard to Reduce ». p. 1.
- Bacon, Cedrik. 2011. « V4 HEARING PROTECTION DEVICE, Laboratory Report ».
- Carnegie Mellon University. 2000. « NOISEX-92 database ». In *Site web du Carnegie Mellon University*. En ligne. <<http://www.speech.cs.cmu.edu/comp.speech/Section1/Data/noisex.html>>. Consulté le 11 janvier 2013.
- CSST. 2011. « Statistiques annuelles ».
- Delgado, Rafael E., O. Ozdamar, Syed Rahman, et Carlos N. Lopez. 2000. « Adaptive noise cancellation in a multimicrophone system for distortion product otoacoustic emission acquisition ». *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 47, n° 9, p. 1154–1164.
- École de technologie supérieure. 2014. « Site web du Comité d'éthique de la recherche (CÉR) ». En Ligne. <[http://www.etsmtl.ca/Recherche/Chercheurs/Ethique-recherche-humains/Comite-d-ethique-de-la-recherche-\(CER\)](http://www.etsmtl.ca/Recherche/Chercheurs/Ethique-recherche-humains/Comite-d-ethique-de-la-recherche-(CER))>. Consulté le 12 février 2014.
- Fitzpatrick, M.J., D.M. McNamara, et A.K. Ziarani. 2005. « Real-time hearing assessment device based on distortion product otoacoustic emissions ». In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2005. Proceedings.(ICASSP'05). IEEE International Conference on*. p. v–625. IEEE.
- Hauser, R et R Probst. 1991. « The influence of systematic primary-tone level variation L2- L1 on the acoustic distortion product emission 2f1- f2 in normal human ears ». *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 89, n° 1, p. 280–286.
- Hsu, Liu, Romeo Ortega, et Gilney Damm. 1999. « A globally convergent frequency estimator ». *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 44, n° 4, p. 698–713.
- Katz, Jack, Larry Medwetsky, Robert Burkard, et Linda Hood, 2009. *Handbook of Clinical Audiology*, p. 1056. Lippincott Williams & Wilkins, éd. 6th.
- Keefe, Douglas H, Robert Ling, et Jay C Bulen. 1992. « Method to measure acoustic impedance and reflection coefficient ». *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 91, n° 1, p. 470–485.
- Klein, Harrison J, Consulting Engineers, San Francisco, Michael C Rau, et Staff Liaison. 1986. « Modulation, Overmodulation, and Occupied Bandwidth : Recommendations for the AM Broadcast Industry ». *National Association of Broadcasters*, p. 48.
- Kompis, Martin, Markus Oberli, et Urs Brugger. 2000. « A novel real-time noise reduction system for the assessment of evoked otoacoustic emissions ». *Computers in biology and medicine*, vol. 30, n° 6, p. 341–354.

- Kulik, Robert, Alex Glüzmann, Poul Madsen, et Hans Kunov. 1991. « ON THE USE OF SYNCHRONOUS AVERAGING IN DISTORTION PRODUCT OTOACOUSTIC EMISSION MEASUREMENT ». p. 2–3.
- Kuo, Sen M et Dennis R Morgan. 1999. « Active noise control : a tutorial review ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 87, n° 6, p. 943–973.
- Kuo, Sen M, Sohini Mitra, et Woon-Seng Gan. 2006. « Active noise control system for headphone applications ». *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 14, n° 2, p. 331–335.
- Li, Xinde, Yuri Sokolov, et Hans Kunov. Octobre 8 2002. « System and method for processing low signal-to-noise ratio signals ». US Patent 6,463,411.
- Lutman, ME, AC Davis, et MA Ferguson. 2008. « Epidemiological evidence for the effectiveness of the Noise at Work Regulations ». *Health and Safety Executive*, p. 98.
- Ma, W K, Y T Zhang, et F S Yang. 1996. « Adaptive Filtering for Distortion Product Otoacoustic Emissions ». In *18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*. p. 1524–1525. IEEE.
- Ma, Wing-Kin et Yuan-Ting Zhang. 1999. « Estimation of distortion product otoacoustic emissions ». *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 46, n° 10, p. 1261–1264.
- Moler, Cleve. 2012. *Matlab*, version 2012b. Logiciel.
- Moulin, A. 2000a. « Influence of primary frequencies ratio on distortion product otoacoustic emissions amplitude. I. Intersubject variability and consequences on the DPOAEGram ». *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 107, n° 3, p. 1460–1470.
- Moulin, A. 2000b. « Influence of primary frequencies ratio on distortion product otoacoustic emissions amplitude. II. Interrelations between multicomponent DPOAEGs, tone-burst-evoked OAEs, and spontaneous OAEs ». *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 107, n° 3, p. 1471–1486.
- National Institute for Occupational Safety and Health. 2001. « Site web du National Institute for Occupational Safety and Health ». En Ligne. <<http://www.cdc.gov/niosh/docs/2001-103/>>. Consulté le 12 février 2014.
- Otodynamics Ltd. 2014. « Echoport ». En Ligne. <http://www.otodynamics.com/Product/_Echoport.asp?sub=0>. Consulté le 12 février 2014.
- Ozdamar, Ozcan et RE Delgado. 1998. « Otoacoustic emission acquisition using adaptive noise cancellation techniques ». In *Biomedical Engineering Days, 1998. Proceedings of the 1998 2nd International Conference*. p. 139–143. IEEE.

- Özdamar, Özcan, Rafael E Delgado, Syed Rahman, et Carlos Lopez. 1998. « Adaptive Wiener filtering for improved acquisition of distortion product otoacoustic emissions ». *Annals of biomedical engineering*, vol. 26, n° 5, p. 883–891.
- Probst, Rudolf, Brenda L Lonsbury-Martin, et Glen K Martin. 1991. « A review of otoacoustic emissions ». *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 89, n° 5, p. 2027–2067.
- Purves, Dale, George J. Augustine, David Fitzpatrick, William C. Hall, Anthony-Samuel Lamanthia, James O. McNamara, et Leonard E. White, 2004. *Neuroscience*, p. 810. Sinauer Associates, Inc, éd. 3rd.
- Rafaely, Boaz et Matthew Jones. 2002. « Combined feedback–feedforward active noise-reducing headset—The effect of the acoustics on broadband performance ». *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 112, n° 3, p. 981–989.
- Regalia, Phillip A. 1991. « An improved lattice-based adaptive IIR notch filter ». *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 39, n° 9, p. 2124–2128.
- Reuven, Michal L, Stephen T Neely, Judy G Kopun, Daniel M Rasetshwane, Jont B Allen, Hongyang Tan, et Michael P Gorga. 2013. « Effect of Calibration Method on Distortion-Product Otoacoustic Emission Measurements at and Around 4 kHz ». *Ear and hearing*, vol. 34, n° 6, p. 779–788.
- Siegel, J.H. 1995. « Cross-talk in otoacoustic emission probes ». *Ear and hearing*, vol. 16, n° 2, p. 150–158.
- Sliwiska-Kowalska, Mariola, Piotr Kotylo, et al. 2001. « Otoacoustic emissions in industrial hearing loss assessment ». *Noise and Health*, vol. 3, n° 12, p. 75.
- Texas Instruments. 1993. « INA106 Precision Unity Gain DIFFERENTIAL AMPLIFIER ». In *Site web de Texas Instruments*. En ligne. <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina106.pdf>>. Consulté le 11 janvier 2013.
- Tracy, S. 2001. « Examination of the 2f2-fl distortion-product otoacoustic emission in normal-hearing and hearing-impaired ears and its potential for use in the detection of hearing loss ». PhD thesis, The graduate school of Syracuse University.
- Vijay K., Madiseti et Williams Douglas B., 1999. *Digital Signal Processing Handbook*, p. 1690. CRC Press LLC, éd. 1.
- Voix, Jeremie. 2006. « Probe-Tube Design for Foamplug F-MIRE Testing - J. Voix 20060612 ».
- Whitehead, ML, BB Stagner, Brenda L Lonsbury-Martin, et Glen K Martin. 1994. « Measurement of otoacoustic emissions for hearing assessment ». *Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE*, vol. 13, n° 2, p. 210–226.

- Winberg, M, S Johansson, T Lagö, et I Claesson. 1999. « A new passive/active hybrid headset for a helicopter application ». *Department of Applied Signal Processing University of Karlskrona/Ronneby S-237 25 Ronneby, Sweden*, p. 47.
- Wu, Ye. 2006. « Labview-based GUI for DPOAE Signal Estimation ». PhD thesis, Citeseer.
- Ziarani, A.K. et A Konrad. 2004a. « A method of extraction of nonstationary sinusoids ». *Signal Processing*, vol. 84, n° 8, p. 1323–1346.
- Ziarani, Alireza K et Adalbert Konrad. 2004b. « A novel method of estimation of DPOAE signals ». *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 51, n° 5, p. 864–867.
- Zoom Corporation. 2014. « Zoom H4n ». En Ligne. <<http://www.zoom.co.jp/products/h4n/>>. Consulté le 12 février 2014.