

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Faculté des sciences et des sciences appliquées

Département de Génie Electrique

Mémoire de Master

Filière : Génie électrique

Option : Technologies des Télécommunications

Réalisé Par :

- FERRANE Khaled
- SADOUNI Ibtissem

Thème :

Filtrage adaptatif pour l'annulation d'écho acoustique
dans les communications mains libres

Date de soutenance : 25/09/2017

Devant le jury composé de :

- SAIDI Mohamed	MAA, université de Bouira	Président
- BENZIANE Mourad	MAA, université de Bouira	Rapporteur
- AYAD Mouloud	MCA, université de Bouira	Examineur
- BENSALIA Yassine	MCB, université de Bouira	Examineur

Remerciement

On remercie Dieu de nous avoir donné la santé et le courage d'entamer et de terminer ce mémoire.

Tout d'abord, on remercie notre encadreur de mémoire Mr. Benziane Mourad. Pour la qualité de son encadrement exceptionnel, pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité durant notre préparation de ce mémoire. Qui a été toujours à nos coté avec ses conseil très riches.

On exprime nos profondes gratitudees à nos parents pour leurs encouragement, leurs soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré pendant ces années de travail.

On remercie nos enseignants de département génie électrique.

Ibtissem et Khaled



Je dédie ce modeste travail à :

A mes parents. Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour Dont

➤ ils ne cessent de me combler. Que dieu leur procure bonne santé et longue vie.

A celui que j'aime beaucoup et qui m'a soutenue tout au long de ce projet : A mes frères AMAR et WAID, sans oublié mon grand-père et toute la famille ferrane que j'aime. , et A mon binôme

Ibtissem

Et a toute la famille SADOUMI. Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce projet soit possible, je vous dis

merci

Khalef



Dédicace

A celui qui s'est toujours sacrifié pour me voir réussir,

À toi papa,

A la lumière de mes jours,

À toi maman,

****** Que dieu leurs procure bonne santé et longue vie. ******

A celui qui m'a toujours aidé et encouragé, mon fiancé

A mes chers frères Abdeslem et Abdeghani,

A ma petite sœur Amel,

A mon grand-père et mes grands-mères,

A mes cousins et leurs familles, mes cousines et leurs familles,

A mes aimables amies : Sonia, Dihia et Saloua,

A mon binôme Khaled

*A tous mes amis(es) de la section master Technologie des
Télécommunications qui ont contribué de prêt ou de loin pour que ce
projet soit possible,*

Je vous dis merci

Ybtissem

Sommaire

Remerciement.....	I
Résumé.....	II
Liste de figure.....	III
Liste d'abréviation.....	V
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Notions générales sur la parole et l'écho

Introduction	2
1. Notions générales sur la parole	2
1.1. Définition	2
1.2. Production naturelle de la parole	2
1.3. Niveaux de traitement	3
1.3.1. Niveaux acoustiques.....	3
1.3.2. Niveaux phonétiques	4
1.4. Paramètres du signal parole	4
1.4.1. Fréquence fondamentale	4
1.4.2. Energie.....	4
1.4.3. Spectre.....	4
1.5. Mesure de son	4
1.5.1. Microphone	4
1.5.2. Hautparleur.....	5
1.6. Numérisation de la parole	5
1.6.1. Echantillonnage	6
1.6.2. Quantification	6
1.6.3. Codage de la parole.....	7
2. L'écho dans les systèmes de télécommunication.....	7
2.1. La perception humaine des échos	8
2.2. Types d'écho	8
2.2.1. L'Écho électrique/hybride	8
2.2.2. L'écho acoustique	9
2.3. L'écho acoustique dans les systèmes de communication.....	10
2.4. Le chemin parcouru par l'écho	11

Sommaire

2.5. Définition d'annulation d'écho acoustique	11
2.6. Annulation adaptative d'écho acoustique.....	12
2.7. Détecteur de double parole.....	13
3. Acoustique des salles	14
3.1. Définition.....	14
3.2. Réponse impulsionnelle	14
3.3. Phénomène de réverbération en acoustique des salles	15
3.3.1. De l'écho à la réverbération	15
3.3.2. Les critères de réverbération	15
4. Les communications main libres	16
Conclusion.....	16

Chapitre II : Les filtres adaptatifs

Introduction.....	17
1. Définitions.....	17
2. Intérêts du filtrage adaptatif... ..	18
3. Les classes des filtres	18
3.1. Filtre à réponse impulsionnelle finie RIF.....	18
3.2. Filtre à réponse impulsionnelle infinie RII	19
3.3. Les raisons d'utiliser RIF que RII	19
4. Filtre de Wiener.....	19
5. Les filtres adaptatifs.....	20
5.1. Algorithme LMS (Least Mean Squares).....	20
5.2. Algorithme NLMS (Normalized LMS)	22
5.3. Algorithme Fast LMS	24
5.4. L'algorithme PNLMS.....	26
5.5. L'algorithme PNLMS++	26
5.6. L'algorithme RLS	26
5.6.1. Dérivation de l'algorithme RLS	27
5.6.2. Mise en œuvre de l'algorithme RLS	28
6. Le choix de l'algorithme du filtre adaptatif	28
Conclusion	28

Chapitre III : Simulation de LMS et NLMS

Introduction	29
1. Prise de mesure.....	29

Sommaire

1.1. La méthode de mesuré d'une réponse impulsionnelle.....	29
1.2. Les signaux utilisés pour la simulation.....	30
2. Mise en œuvre de l'algorithme LMS.....	30
2.1. Identification du système par un filtre FIR.....	30
2.2. La convergence de LMS.....	31
2.3. Changement du pas.....	32
2.4. Capacité de poursuite de LMS.....	35
3. Mise en œuvre de l'algorithme NLMS.....	36
3.1. Identification de système par RIF et réponse impulsionnelle estimée.....	36
3.2. Convergence de NLMS.....	37
3.3. Capacité de poursuite de NLMS.....	38
4. Comparaison.....	39
5. Avantages et inconvénients de chaque algorithme.....	40
5.1. LMS.....	40
5.2. NLMS.....	40
Conclusion.....	41
Conclusion générale.....	42
Bibliographie.....	43

Résumé :

L'écho acoustique est un phénomène très gênant dans les communications mains avec des terminaux mains-libres. Sa présence dégrade la qualité de cette communication.

L'objectif de ce projet de fin d'étude est d'appliquer la méthode de filtrage adaptatif avec les algorithmes adaptatifs : LMS et NLMS.

Après avoir terminé de simulation sous matlab, une étude comparative sera faite entre les deux algorithmes.

Mots clés : Annulation d'écho acoustique, communication mains-libre, filtrage adaptatif, LMS, NLMS.

Abstract :

Acoustic echo is a very disturbing phenomenon in with hands-free terminals. Its presence degrades the quality of this communication.

The aim of this end-of-study project is to apply the adaptive filtering method with adaptive algorithms: LMS and NLMS.

After finishing simulation under matlab, a comparative study will be made between the two algorithms.

Keywords: Acoustic echo cancellation, hands-free communication, adaptive filtering, LMS, NLMS.

Liste de figure

Figure I.1. Appariel phonatoire	3
Figure I.2. Chaîne d'acquisition d'un signal acoustique.....	3
Figure I.3. Exemple de microphone utilisé pour la prise de son.....	5
Figure I.4. Échantillonnage d'un signal analogique.....	6
Figure I.5. Quantification d'un signal sur différent niveaux.....	7
Figure I.6. Echo hybride.....	8
Figure I.7. Génération d'un écho acoustique.....	10
Figure I.8. Structure générale d'un système pour l'annulation d'écho.....	13
Figure I.9. Rôle du détecteur double parole.....	13
Figure II.1. Schéma d'un filtre adaptatif.....	18
Figure III.1 : La réponse impulsionnelle capturée.....	29
Figure III.2 : Signaux utilisé dans la simulation.....	30
Figure III.3 : Résultat obtenu avec l'algorithme LMS.....	31
Figure III.4 : convergence de LMS avec pas=0.001.....	32
Figure III.5 : Comparaison entre les réponses estimées obtenues avec plusieurs pas.....	33
Figure III.6 : Comparaison des convergences pour différentes valeurs de μ	33
Figure III.7 : la réponse estimée obtenu avec un pas grand.....	34
Figure III.8 : Divergence du filtre.....	35
Figure III.9 : Capacité de poursuite de LMS.....	36
Figure III.10 : La réponse estimée obtenue avec le NLMS.....	37
Figure III.11 : convergence de NLMS.....	38
Figure III.12 : capacité de poursuite de NLMS.....	38
Figure III.13 : Comparaison de la convergence des deux algorithmes.....	39
Figure III.14 : comparaison entre la réponse réelle et estimée de LMS et de NLMS.....	40

Liste des abréviations

AEC : Acoustic Echo Canceller

DTD : (double talk detector) détecteur double parole

ERLE : Echo return loss enhancement

FLMS : Fast LMS

LEM : Load speaker-Encloser-Microphone

LMS : Least mean squares

MSE : minimiser l'erreur carrée moyenne

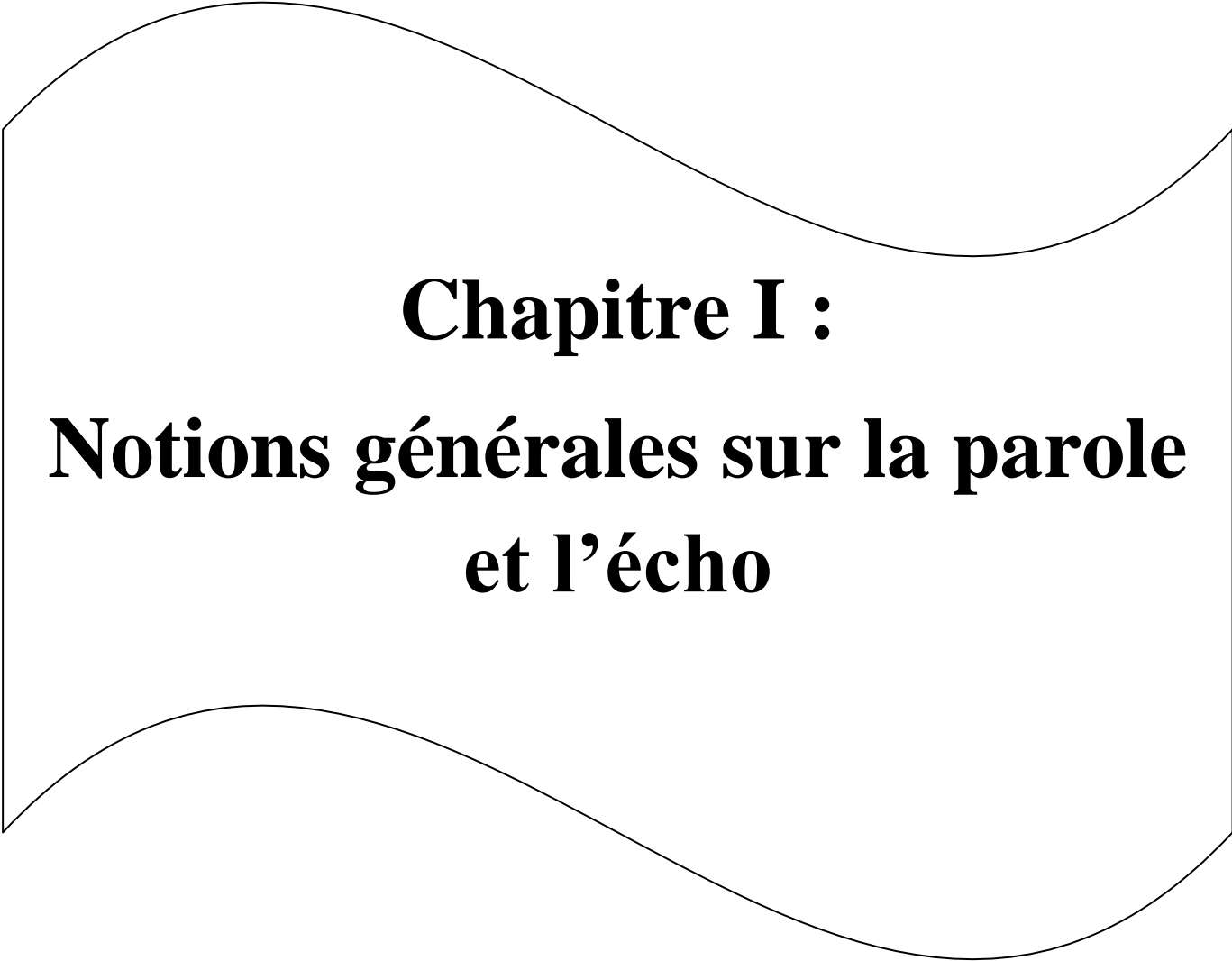
NLMS : Normalized LMS

RIF : réponse impulsionnelle finie

RII : réponse impulsionnelle infinie

RLS : Recursive Least squares

RTCP : Réseaux Téléphonique Commuté Public



Chapitre I :
Notions générales sur la parole
et l'écho

Introduction

Dans ce premier chapitre plutôt introductif nous allons présenter des notions générales de ce domaine vaste de parole et de l'écho acoustique. Dans une première partie nous allons parler de la parole en elle-même, de ces caractéristiques et du traitement spécifique associé. La deuxième partie est consacrée au phénomène d'écho dans les télécommunications et au principe de son annulation. La dernière partie est réservée à l'acoustique des salles et à la mesure de la réponse impulsionnelle qui est indispensable pour les simulations.

1. Notions générales sur la parole

1.1. Définition

La parole a toujours été le meilleur moyen de communication entre les êtres humains, sa simplicité en fait d'ailleurs le moyen de communication le plus populaire dans notre monde.

La parole apparaît physiquement comme une variation de la pression de l'air causée et émise par le système articulatoire [3].

1.2. Production naturelle de la parole :

L'appareil de la production de la parole humaine, le premier outil de communication, est composé de plusieurs organes qui fonctionnent en même temps pour produire les sons.

La parole peut être décrite comme le résultat de l'action volontaire et coordonnée d'un certain nombre de muscles. Cette action se déroule sous le contrôle du système nerveux central qui reçoit en permanence des informations par rétroaction auditive et par les sensations kinesthésiques. L'appareil respiratoire fournit l'énergie nécessaire à la production de sons, en poussant de l'air à travers la trachée-artère. Au sommet de celle-ci se trouve le larynx où la pression de l'air est modulée avant d'être appliquée au conduit vocal. Le Larynx est un ensemble de muscles et de cartilages mobiles qui entourent une cavité située à la partie supérieure de la trachée. Les cordes vocales sont en fait deux lèvres symétriques placées en travers du larynx. Ces lèvres peuvent fermer complètement le larynx et, en s'écartant progressivement, déterminer une ouverture triangulaire appelée glotte. L'air y passe librement pendant la respiration et la voix chuchotée, ainsi que pendant la phonation des sons non-voisés (ou sourds). Les sons voisés (ou sonores) résultent au contraire d'une vibration périodique des cordes vocales. Le larynx est d'abord complètement fermé, ce qui accroît la pression en amont des cordes vocales, et les force à s'ouvrir, ce qui fait tomber la pression, et permet aux cordes vocales de se refermer ; des impulsions périodiques de pression sont ainsi appliquées au conduit vocal, composé des cavités pharyngienne et buccale pour la plupart des sons. Lorsque la lèvre est en position basse, la cavité nasale vient s'y ajouter en dérivation. Notons pour terminer le rôle prépondérant de la langue dans le processus phonatoire. Sa hauteur détermine

la hauteur du pharynx : plus la langue est basse, plus le pharynx est court. Elle détermine aussi le lieu d'articulation, région de rétrécissement maximal du canal buccal, ainsi que l'aperture, écartement des organes au point d'articulation [4].

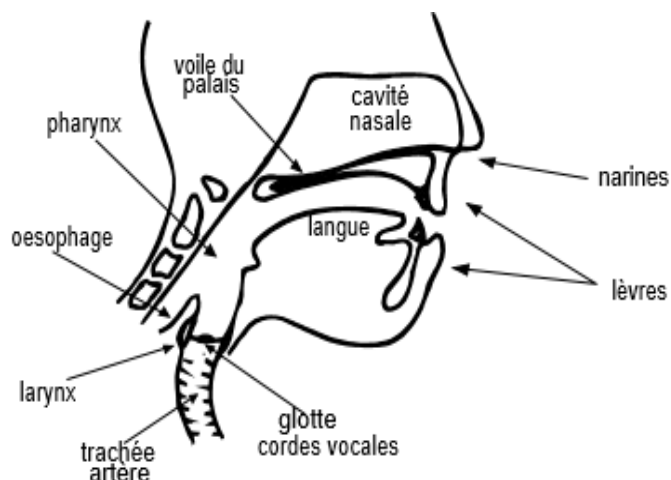


Figure I.1. Appareil phonatoire [4].

1.3. Niveaux de traitement

1.3.1. Niveaux acoustiques

L'étude acoustique de ce signal consiste à le transformer dans un premier temps en un signal électrique grâce au transducteur approprié : le microphone (lui-même associé à un préamplificateur) le signal électrique résultant est le plus souvent numérisé. Il peut alors être soumis à un ensemble de traitements statistiques qui visent à en mettre en évidence les traits acoustiques : sa fréquence fondamentale, son énergie, et son spectre. Chaque trait acoustique est lui-même intimement lié à une grandeur perceptuelle : pitch, intensité, et timbre [5].

L'opération de numérisation, schématisée à la figure I.2, requiert successivement : un filtrage de garde, un échantillonnage, et une quantification

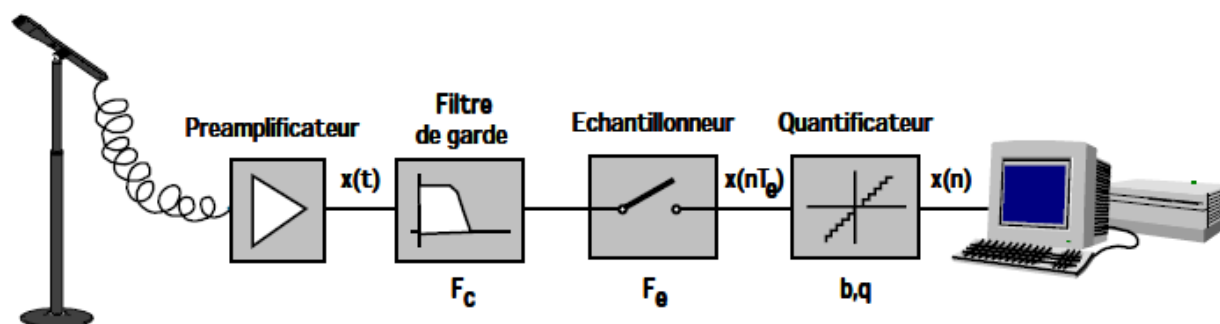


Figure I.2. Chaîne d'acquisition d'un signal acoustique [3].

F_c : fréquence de coupure du filtre.

F_e : fréquence d'échantillonnage.

b : nombre de bits.

q : pas de quantification.

1.3.2. Niveaux phonétiques

La phonétique est le domaine de la linguistique qui a pour objet l'étude des langues naturelles dans leurs dimensions sonores [5].

Au contraire des acousticiens, ce n'est pas tant le signal qui intéresse les phonéticiens que la façon, dont il est produit par le système articulatoire, présenté à la figure I.1, et perçu par le système auditif

1.4. Paramètres du signal parole :

1.4.1. Fréquence fondamentale [5]:

Elle représente la fréquence du cycle d'ouverture/fermeture des cordes vocales. Cette fréquence caractérise seulement les sons voisés, elle peut varier :

De 80Hz à 200Hz pour une voix masculine ;

De 150Hz à 450Hz pour une voix féminine ;

De 200Hz à 600Hz pour une voix d'enfant.

1.4.2. Energie [5] :

Elle est représentée par l'intensité du son qui est liée à la pression de l'air en amont du larynx. L'amplitude du signal de la parole varie au cours du temps selon le type de son, et son énergie dans une trame est donnée par :

$$E = \sum_{n=0}^{N-1} S^2(n) \quad (I.1)$$

Avec N : la taille de la trame.

1.4.3. Spectre :

L'enveloppe spectrale ou spectre représente l'intensité de la voix selon la fréquence, elle est généralement obtenue par une analyse de Fourier à court terme.

La quasi stationnarité du signal de parole permet de mettre en œuvre des méthodes efficaces d'analyse et de modélisation utilisées pour le traitement à court terme du signal vocal sur des fenêtres de durée généralement comprise entre 20ms et 30ms appelées trames, avec un recouvrement entre ces fenêtres qui assure la continuité temporelle des caractéristiques de l'analyse[6].

1.5. Mesure de son

1.5.1. Microphone

Les sons sont mesurés par des microphones (dans ce cas le microphone est dynamique). Ces appareils sont destinés à mesurer la pression acoustique, grandeur à laquelle l'oreille humaine est sensible. Ils assurent la conversion du signal de pression en un signal électrique. En général, le

mouvement des molécules d'air entraîne la mise en mouvement d'un élément solide, la membrane, qui, à son tour, est directement à l'origine du signal électrique.

Une membrane de surface S est reliée à une bobine de longueur totale L . La masse mobile est constituée par la membrane et la bobine. La bobine coulisse dans un espace où règne un champ magnétique B . Une onde sonore de pression P provoque une force $F = PS$ sur la membrane. Si la bobine bouge à la vitesse v , la tension induite dans la bobine est $u = BLv$. Pour une bobine de résistance R cela induit un courant $i = \frac{u}{R}$ que l'on peut mesurer [7].

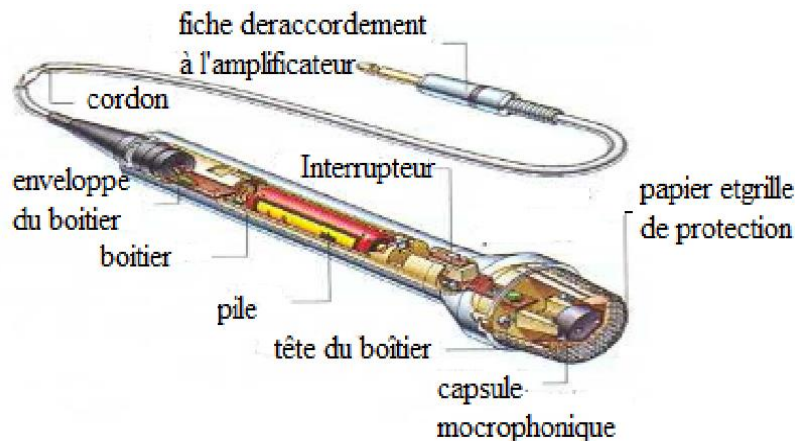


Figure I.3.Exemple de microphone utilisé pour la prise de son [7].

1.5.2. Hautparleur

Le niveau acoustique produit par un haut-parleur dépend de l'angle entre l'axe du haut-parleur et la droite reliant le haut-parleur au point de mesure. Il possède une directivité comme pour les microphones. Si le haut-parleur rayonne librement dans l'espace, dans le domaine des basses fréquences, le son produit par une face de la membrane est en opposition de phase avec le son produit par la face opposée. Il en résulte un rayonnement de dipôle qui atténue beaucoup les basses fréquences. Pour éviter cela le haut-parleur est monté sur une enceinte de telle façon que le rayonnement ne se fasse que d'un seul côté. Un haut-parleur ne peut pas rayonner le son efficacement pour toutes les fréquences. C'est pourquoi une enceinte acoustique, contient en général plusieurs haut-parleurs adaptés à des bandes de fréquences particulières [7].

1.6. Numérisation de la parole

Comme tout signal électrique nécessitant un traitement numérique, le signal de parole provenant d'un microphone doit subir les trois opérations classiques de numérisation : échantillonnage, quantification et codage.

1.6.1. Echantillonnage

L'échantillonnage transforme le signal à temps continu $x(t)$ en signal à temps discret $x(k)$ défini aux instants d'échantillonnage, multiples entiers de la période d'échantillonnage T_e ; celle-ci est elle-même l'inverse de la fréquence d'échantillonnage F_e [3].

Le théorème d'échantillonnage du Shannon énonce que la fréquence d'échantillonnage doit être au moins égale ou double de la fréquence la plus élevée de signal à transmettre : $F_e \geq 2F_{max}$

Cette fréquence d'échantillonnage a été déterminée à 8000 Hz par l'UIT (Union International des Télécommunication) pour la transmission d'un signal vocal à travers le réseau téléphonique limité à une bande de 300-3400 Hz [10].

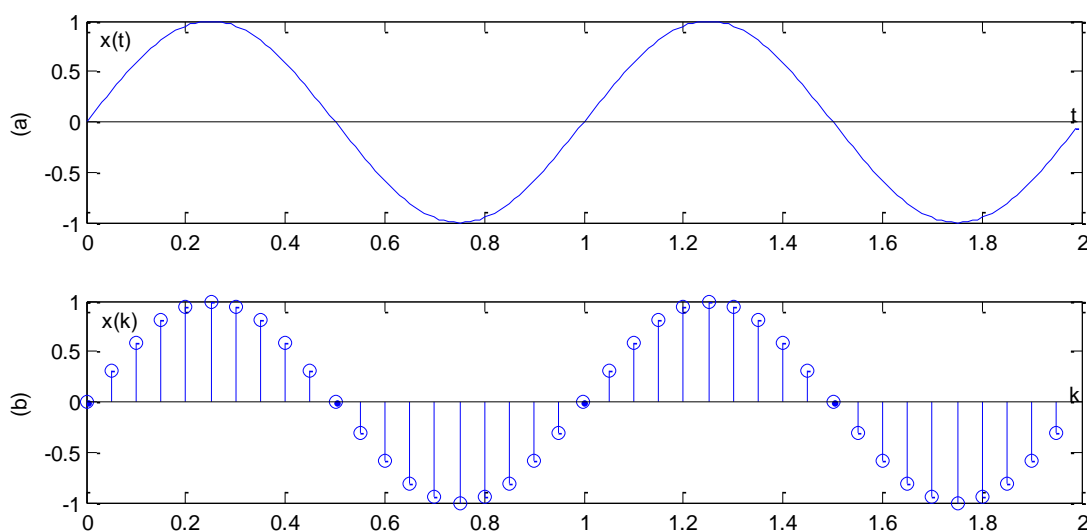


Figure I.4. Échantillonnage d'un signal analogique [10]

1.6.2. Quantification

Dans une chaîne de traitement numérique du signal, l'échantillonnage est en général suivi par une opération de quantification. La quantification est l'approximation de chaque valeur du signal $x(t)$ par un multiple entier d'une quantité notée q et appelée "pas de quantification". Si q est constant quelle que soit l'amplitude du signal, la quantification est dite uniforme. [8]

La représentation numérique d'un échantillon utilise un nombre fini de bits. Avec n bits on peut coder 2^n valeurs différentes. Ainsi, on peut dire que le nombre de bits de la quantification détermine donc la précision en amplitude ou la dynamique de la conversion, alors que la fréquence d'échantillonnage détermine la précision temporelle de la conversion [10].

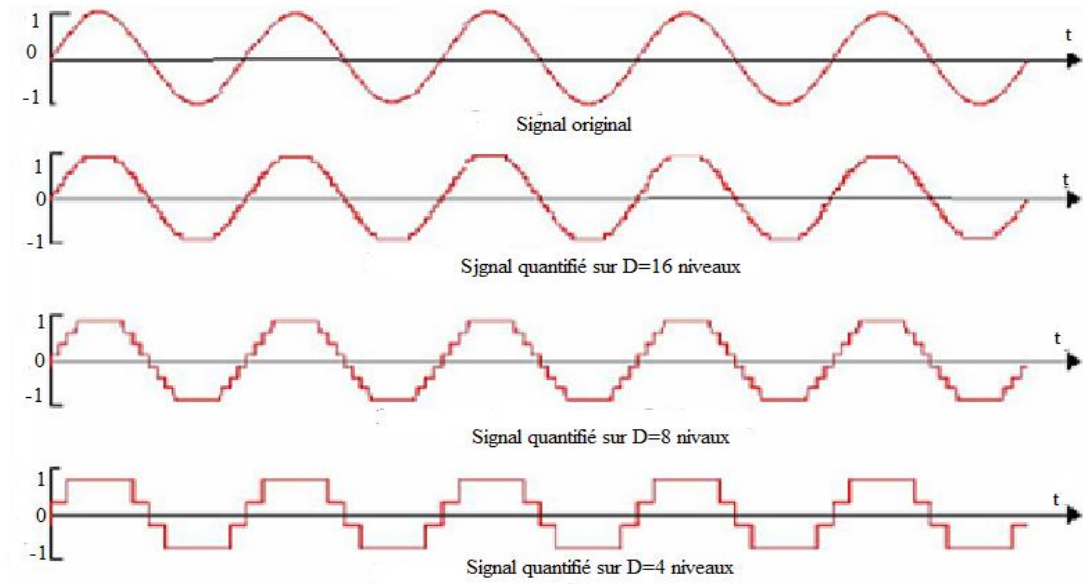


Figure I.5. Quantification d'un signal sur différents niveaux [10].

1.6.3. Codage de la parole

Un système de codage de la parole comprend deux parties :

- **Un codeur** : qui analyse le signal pour en extraire un nombre réduit de paramètres qui sont représentés par un nombre restreint de bits pour archivage ou transmission. Les caractéristiques principales d'un codeur sont :
 - Le débit binaire : fixe ou variable
 - La qualité de parole reconstruite
 - La complexité de calcul et mémoire requise
 - Le délai
 - La sensibilité aux erreurs dues au canal de transmission
 - La largeur de bande du signal
- **Un décodeur** : qui utilise ces paramètres pour reconstruire un signal de parole synthétique.

2. L'écho dans les systèmes de télécommunication

L'écho est la répétition d'une forme d'onde due à la réflexion à partir des points où les caractéristiques du milieu par lequel la propagation de l'onde se modifient. L'écho est utilement utilisé dans le sonar et le radar à des fins de détection et d'exploration. Dans les télécommunications, l'écho peut dégrader la qualité du service, et l'annulation d'écho est une partie importante des systèmes de communication. [2]

Il existe deux types d'écho dans les systèmes de communication : l'écho acoustique et l'écho hybride de la ligne téléphonique. [2]

2.1. La perception humaine des échos

L'apparition d'écho est un phénomène bien connu dans les communications longue distance. Les usagers du réseau téléphonique en ont fait l'expérience à cause des imperfections de l'hybride (croisement de deux variétés ou de deux signaux de parole), un des composants du récepteur téléphonique. Ce composant est en effet incapable d'empêcher le signal reçu de repartir dans le réseau vers l'utilisateur qui a envoyé ce signal et qui, entend son propre écho. Un problème plus gênant est apparu avec les téléphones mains libre et les équipements de communication multimédia pour lesquels l'écho est dû aux réverbérations dans la pièce où se trouve le dispositif. On parle alors d'écho acoustique [11].

2.2. Types d'écho :

2.2.1. L'Écho électrique/hybride :

Des échos hybrides ont été inhérents aux réseaux de télécommunications depuis l'arrivée du téléphone. Cet écho est le résultat d'une incompatibilité d'impédance. Cela se produit lorsque des mesures mélangées de fils sont utilisées. Où il y a des bobines de chargement inutilisées. Dans le réseau téléphonique public commuté (RTPC), la principale source d'écho électrique est l'hybride. Cet hybride est un transformateur situé à un moment qui relie la boucle locale à deux fils venant d'une prémisses de l'abonné sur le coffre à quatre fils à l'échange téléphonique local. Les quatre trunks de fil relient l'échange local à l'échange à distance. Cette situation est illustrée dans la figure I.6 :

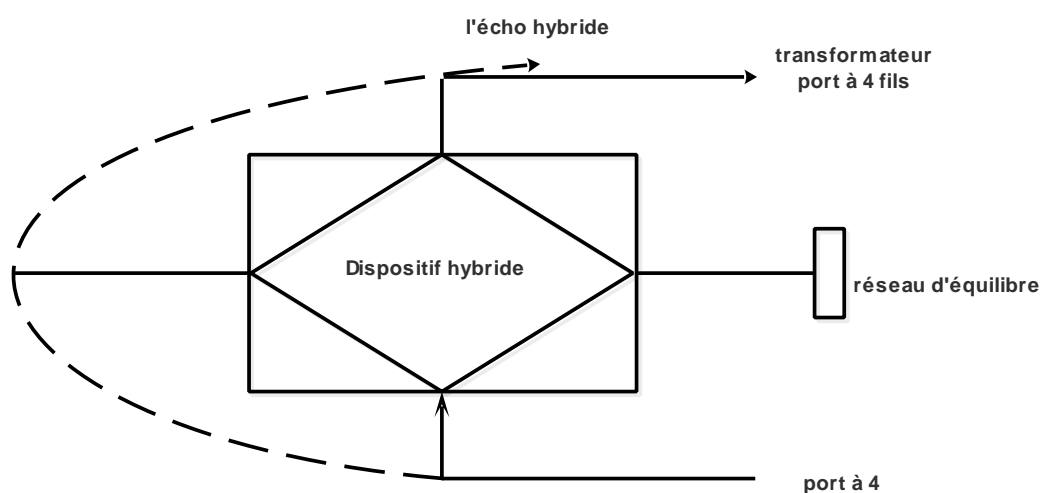


Figure I.6. Echo hybride [12]

L'hybride divise la boucle locale à deux fils en deux paires distinctes de fils. Une paire est utilisée pour le chemin de transmission et l'autre pour le chemin de réception. L'hybride, Passe la plupart du signal. Cependant, le déséquilibre d'impédance entre les deux fils et l'installation à quatre

ils provoque une petite partie du signal reçu pour "fuite" le retour sur le chemin de transmission. Le haut-parleur entend un écho car l'extrême reçoit le signal et envoie une partie à nouveau. L'écho électrique n'est certainement pas un problème sur les lieux, les appels étant donné que les distances relativement courtes ne produisent pas de retards importants. Cependant, l'écho électrique doit être contrôlé sur les appels interurbains.

Dans les premières années, lorsque le réseau public a été entièrement commuté en circuit, l'écho hybride était la seule source importante d'écho. Étant donné que les emplacements des transformateurs hybrides et la plupart des autres causes de différences d'impédance dans les réseaux à commutation de circuits étaient connus, un contrôle d'écho adéquat pourrait être planifié et provisionné. Cependant, dans les réseaux numériques d'aujourd'hui, les points où deux fils se divisent en quatre fils sont généralement aussi le point où se déroule la conversion analogique-numérique. Indépendamment du fait que la conversion hybride et analogique-numérique soit implémentée dans le même appareil ou dans deux appareils, les conversions de deux à quatre fils constituent une incompatibilité d'impédance et des échos sont produits [12].

2.2.2. L'écho acoustique :

L'écho acoustique est le phénomène dans lequel une version retardée et distordue d'un son est réfléchi et renvoyé vers la source.

Ce problème entraînera une mauvaise qualité du signal vocal et, par conséquent, les interlocuteurs ne peuvent pas entendre clairement le contenu de la conversation, même si les informations importantes ont été perdues. Cet écho acoustique est en fait le bruit qui est créé par la réflexion des ondes sonores par le mur de la pièce et les autres choses existant dans la pièce. L'objectif principal pour les ingénieurs est l'annulation de cet écho acoustique et fournit un environnement sans écho pour les locuteurs pendant la conversation [9].

Le problème d'écho acoustique dérangera la conversation des personnes et réduira la qualité du système. C'est un problème commun des réseaux de communication [9].

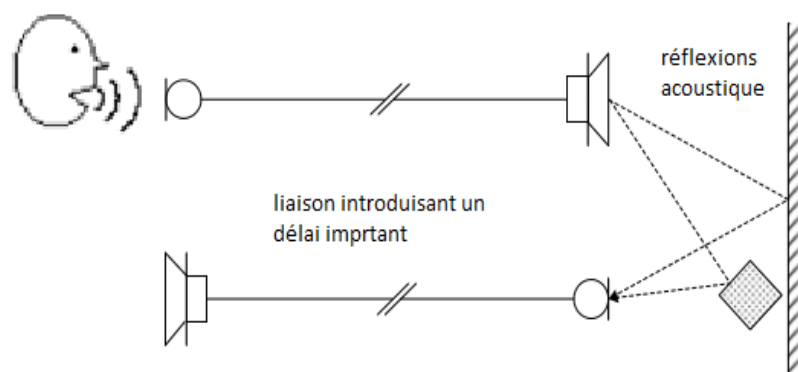


Figure I.7. Génération d'un écho acoustique [11].

2.3. L'écho acoustique dans les systèmes de communication :

Afin de conserver la liberté de mouvement du locuteur et d'assurer le confort de la conversation, les systèmes de communication de type mains-libres se sont imposés dans un certain nombre d'applications téléphoniques. Parmi celles-ci, on peut citer la téléconférence, l'audioconférence sur postes téléphoniques, l'ensemble des applications mains-libres pour les services multimédias ou encore pour les services de radiotéléphonie mobile, notamment à l'intérieur des véhicules. En effet, tous ces terminaux sont composés d'un système de prise de son à un ou plusieurs microphones disposés à proximité de l'utilisateur et d'un système de restitution de son, composé d'un ou plusieurs haut-parleurs (cas de l'utilisation du système Hifi véhicule). Grâce à cette structure, les locuteurs sont libérés de la contrainte de tenir un combiné téléphonique dans la main. Toutefois, le couplage acoustique entre le(s) haut-parleur(s) et le(s) microphone(s) du système mains-libres fait apparaître un phénomène d'écho acoustique très gênant pour le locuteur distant.

L'écho acoustique est provoqué par la transmission directe et par la réflexion des signaux sonores émis par le haut-parleur du système sur les parois de la salle (ou de l'habitacle du véhicule) utilisée, ce signal réfléchi étant ensuite capté par le(s) microphone(s) de ce même système. Il est alors renvoyé, via le réseau de télécommunications, vers le locuteur distant, qui entend avec un certain délai, son propre signal dénommé écho.

Le couplage acoustique est représenté par un (des) canal (aux) acoustique(s), dont le modèle le plus direct est constitué par la réponse impulsionnelle mesurée entre le(s) haut-parleur(s) et le(s) microphone(s) utilisés. Cette réponse impulsionnelle dépend de l'emplacement et des caractéristiques des transducteurs, de la salle (ou de l'habitacle du véhicule) considérée, mais aussi des obstacles tel que l'utilisateur lui-même. En effet, la réponse se présente sous la forme d'une onde directe (le trajet le plus court emprunté par l'onde sonore) et d'une succession d'ondes réfléchies, diffractées et diffusées par les parois de l'espace clos [13].

2.4. Le chemin parcouru par l'écho :

La durée importante du trajet de l'écho est principalement due à la faible vitesse du son dans l'air. En effet, le son se déplace dans l'air à une vitesse beaucoup plus faible que celle des ondes électromagnétiques qui se propagent le long d'un fil de cuivre puisque cette dernière est proche de la vitesse de la lumière. L'onde acoustique est de plus ralentie par des réflexions sur obstacles.

Le signal réfléchi par la pièce a une énergie qui dépend des dimensions de la salle ainsi que des objets qu'elle contient qui ont un coefficient de réflexion qui leur est propre. Dans la plupart des pièces, l'intensité de son réfléchi décroît exponentiellement. Typiquement, le délai de réverbération est de l'ordre de 200 à 300 millisecondes.

De plus, la réponse impulsionnelle caractérisant la pièce ne reste pas constante au cours du temps et elle varie en fonction de la température, du taux d'humidité, de la pression. Additionné à cela, modification de l'emplacement du micro ou des haut-parleurs provoque une variation brutale de la réponse impulsionnelle [11].

2.5. Définition d'annulation d'écho acoustique :

L'effort d'annulation de l'écho a commencé à la fin des années 1950. Les supprimeurs d'écho primitifs utilisent des commutateurs activés par la voix pour désactiver la ligne de réception, ce qui permet à la voix de passer uniquement sur la ligne de transmission. Ils bloquent efficacement l'écho, mais ont un problème de ne permettre qu'une communication à semi-duplex où une seule extrémité est autorisée à parler à la fois. Les annulateurs d'écho de ligne ont été construits pour éliminer l'écho électrique des lignes téléphoniques et sont très efficaces [1].

Cependant, le problème de l'annulation d'écho acoustique est une tâche plus difficile car le chemin acoustique n'est pas connu a priori. De plus, il change constamment. C'est pourquoi le développement de méthodes d'adaptation était crucial pour cette tâche. L'annuleur d'écho acoustique (AEC) essaie d'annuler l'écho en modélisant de manière adaptative le système de microphone à haut-parleur (LEM : **L**oudspeaker-**E**nclosure-**M**icrophone) et donc en estimant l'écho acoustique en utilisant le signal d'entrée du haut-parleur venant de l'extrémité distante pour être soustraite du signal d'entrée du microphone [1].

L'annulation d'écho acoustique consiste à identifier le chemin d'écho entre le haut-parleur et le microphone. Ceci permet une évaluation de l'écho qui est alors soustraite du signal à envoyer. Cette méthode apparaît bien adaptée à la résolution du problème d'écho puisqu'elle permet une communication bidirectionnelle simultanée. Le canal acoustique, composé essentiellement en première approximation de retards et d'atténuations, est généralement modélisé par un filtre de réponse impulsionnelle finie (RIF). L'annulation d'écho acoustique est un problème d'identification d'un système linéaire (le canal acoustique) avec une entrée connue x_n (la parole qui provient du

locuteur distant) et une sortie connue bruitée y_n (un écho d_n plus éventuellement et une parole locale s_n), suivie d'un traitement correctif approprié [13].

2.6. Annulation adaptative d'écho acoustique :

Les systèmes de télécommunication mains-libres utilisent un annuleur d'écho acoustique pour annuler les échos non désirés qui résultent de l'accouplement entre un haut-parleur et un microphone. Traditionnellement, l'annulation est réalisée en modélisant la réponse impulsionnelle du chemin d'écho avec un filtre adaptatif de réponse impulsionnelle finie et en soustrayant une estimée de l'écho du signal microphone. Généralement, l'annulation d'écho est accomplie en identifiant de manière adaptative la réponse impulsionnelle du chemin d'écho et en soustrayant une estimée du signal écho de celui du microphone [14].

La figure I.8 schématise d'une manière détaillée le système d'annulation d'écho : $x(n)$ est le signal provenant du locuteur lointain (ou distant) transmis au haut-parleur, $d(n)$ le signal d'écho perçu par le microphone. Ce signal d'écho est la résultante de la convolution entre le signal d'excitation $x(n)$ et la fonction de transfert W_d (dans le cas de l'audioconférence c'est la salle et en téléphonie c'est le canal de transmission), dont la réponse impulsionnelle est modélisée comme un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF). A ce signal d'écho vient s'ajouter un signal local $z(n)$, composé du bruit ambiant $b(n)$ et du signal utile $p(n)$ qui représente la voix du locuteur proche (ou la double parole), et la résultante fournit le signal du microphone $y(n)$:

$$y(n) = d(n) + z(n) = d(n) + p(n) + b(n) \quad (I.2)$$

$$y(n) = W_d^T X_L + p(n) + b(n) \quad (I.3)$$

Où

$$X_L(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-L+1)]^T$$

$$W_d = [W_d^1 \ W_d^2 \ \dots \ W_d^L]^T$$

L : est la longueur de la réponse impulsionnelle du chemin d'écho. La finalité d'un système d'annulation d'écho est cette composante $d(n)$ tout en restituant le plus fidèlement possible le signal local $z(n)$. Notons que l'on ne s'intéresse dans ce cas qu'à l'aspect annulation d'écho : la partie réduction de bruit (c'est-à-dire $b(n)$) est considérée comme une composante optionnelle du système global de rehaussement de la parole.

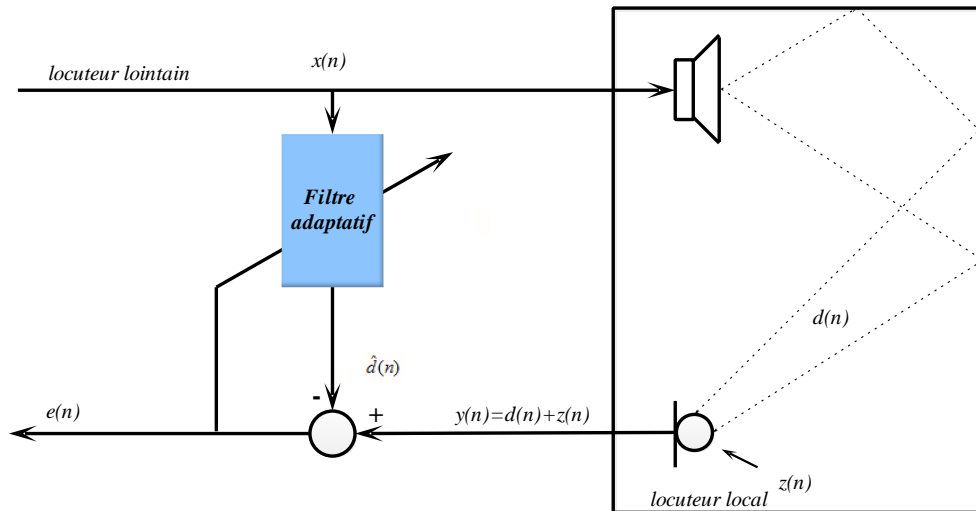


Figure I.8. Structure générale d'un système pour l'annulation d'écho.

2.7. Détecteur de double parole

Dans la plupart des conversations il y a ce qu'on appelle (situation double parole). Cette situation se produit lorsque les deux locuteurs parlent simultanément ($x(n) \neq 0$ et $z(n) \neq 0$) ou le locuteur local parle seul. Le rôle d'un détecteur double parole est d'arrêter la mise à jour du filtre adaptatif en cas de présence d'une parole local pour éviter la divergence du filtre car l'adaptation se fait suivant le signal d'erreur $e(n)$ et quand ce dernier contient la parole locale le filtre doit garder les anciennes valeurs de ces coefficients.

La figure I.9 montre un annuleur d'écho acoustique utilisant un DTD.

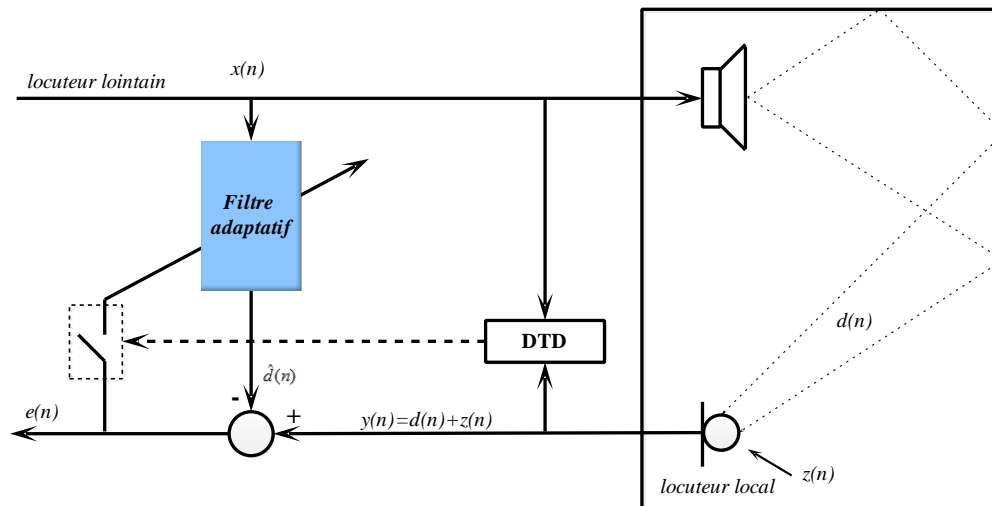


Figure I.9. Rôle du détecteur double parole.

Plusieurs algorithmes ont été développés et utilisés dans les DTDs, le plus simple connu sous le nom « algorithme de GEIGEL ». Il est basé sur la supposition que la puissance du signal du locuteur lointain $x(n)$ au niveau du microphone est faible par rapport à la puissance du signal du locuteur local $z(n)$. L'algorithme compare l'amplitude du dernier échantillon du signal du

microphone $y(n)$ avec celle du maximum en valeur absolue des N derniers échantillons du signal lointain $x(n)$. Le résultat est stocké dans la variable de décision ξ .

$$\xi = \frac{\max \{|x(n)|, \dots, |x(n-L+1)|\}}{|y(n)|} \quad (I.4)$$

L'algorithme déclare la présence de la parole locale quand $\xi < T$. avec T et L deux constantes choisies convenablement [22].

3. Acoustique des salles :

3.1. Définition :

Les caractéristiques acoustiques d'une salle doivent être adaptées au type de spectacle qu'elle abritera. De plus en plus souvent les acousticiens ont recours à des méthodes électroacoustiques pour améliorer ou modifier les caractéristiques acoustiques dans différentes situations, qu'il s'agisse de corriger une salle mal conçue ou de faire varier l'acoustique d'une salle polyvalente [5].

De plus en plus les acousticiens s'intéressent aux systèmes électroacoustiques pour améliorer les caractéristiques acoustiques d'une salle. Ces systèmes sont basés sur le matriçage de microphones et de haut-parleurs afin de changer la répartition énergétique dans une salle. Il existe donc un risque d'instabilité du système à cause des bouclages microphones et haut-parleurs. Le problème abordé ici est le contrôle de la stabilité et du niveau de retour d'un haut-parleur bouclé sur un microphone proche. Dans les conceptions électroacoustiques existantes la stabilité est assurée soit en forçant le niveau de retour à -20 dB par rapport au seuil d'instabilité soit en travaillant en bande très étroite pour chaque canal. La modification sensible de l'acoustique d'une salle sur une large bande nécessite donc un grand nombre de canaux. Ceci est très coûteux. L'application de techniques de filtrage adaptatif au contrôle actif de l'acoustique d'une salle a été proposée par Guickingen 1986[5].

Les mécanismes de perte qui réduisent l'énergie des ondes sonores lorsqu'ils sont réfléchis par les murs ainsi que pendant leur propagation libre dans l'air revêtent une importance considérable pour l'acoustique d'une pièce [15].

L'acoustique des salles est une branche importante de l'acoustique appliquée qui s'intéresse aux ondes sonores dans des espaces fermés tel que les théâtres, les salles de concert, les studios d'enregistrements et aussi les salles de cours [16].

3.2. Réponse impulsionnelle :

En toute généralité, une salle en tant que système oscillant, peut être décrite par une multitude de réponses impulsionnelles dont chacune se rapporte à un couple de points correspondant à l'excitation et à la réception.

En pratique, toutefois, ces points sont confinés à quelque lieu caractéristique de la scène pour la source et de l'auditoire pour le récepteur.

L'impulsion produite par un pistolet, un arc électrique ou un appareil électroacoustique. L'échogramme qui en résulte peut être analysé comme suit : le premier pic représente le son direct, et les suivants les échos. La partie initiale manifeste, nettement une suite discrète et irrégulière d'impulsions réfléchies, dont l'amplitude déçoit, mais seulement en moyenne à partir de l'excitation. Toujours en moyenne, les intervalles entre deux tendent à se réduire, jusqu'à ce que l'ensemble paraisse continu ; c'est la seconde partie de l'échogramme, relative au phénomène de réverbération. [17]

3.3. Phénomène de réverbération en acoustique des salles :

Le temps de réverbération T_R fut introduit par W. C. Sabine, fondateur de l'acoustique architecturale comme la durée au bout de laquelle le niveau sonore a chuté de 60 décibels après extinction de la source. [18]

Le temps de réverbération est évalué à partir de l'échogramme logarithmique en énergie décumulée, qui s'obtient en retranchant l'échogramme cumulé de sa propre valeur initiale. Cette courbe est en général, proche d'une droite, et le T_R est le temps nécessaire à ce qu'elle atteigne un de 60 dB inférieur à celui de son le plus haut. [17]

3.3.1. De l'écho à la réverbération :

L'énergie d'une onde sonore qui rencontre un obstacle se divise en trois parties : une partie est absorbée par l'obstacle, une autre est transmise à l'environnement de l'obstacle. La dernière est réfléchi, et va donner naissance au phénomène d'écho.

Ce mode de propagation des ondes sonores réfléchies par les différents obstacles engendre une diffusion globale d'une complexité extrême. C'est le phénomène que l'on appelle réverbération [19].

3.3.2. Les critères de réverbération :

La réverbération est un critère extrêmement riche et difficile à analyser, tant les paramètres qui la constituent sont nombreux, complexes et interdépendants [20].

La réverbération peut être caractérisée par :

- a) Sa quantité : il s'agit d'évaluer le dosage ou rapport énergétique entre le son direct et le champ réverbéré.
- b) Sa qualité en trois points :
 - Son profil dynamique : elle peut être soit de caractère ponctuel généralement lié à des temps de réverbération très courts type retard soit au contraire de caractère diffus. Dans ce cas, les

temps de réverbération sont plutôt longs et plus ou moins réguliers dans leur décroissance (cela dépend souvent des problèmes de couplage acoustique dans la salle).

- Son profil spectral : Le rendu sonore est altéré autant dans le cas d'une prise de son avec plusieurs couples que dans le cas d'une prise du son par multi micros avec mixage et ajout de réverbération artificielle. Cette dernière est déterminante sur les critères d'équilibre spectral, car la réverbération est le liant naturel ou pas des sources sonores (dans le cas des réverbérations artificielles).
- Son homogénéité qui est la résultante de la maîtrise du profil dynamique et spectral : dans le cas d'une prise du son par multi micros en particulier. L'utilisation de réverbération à convolution avec mesure préalable de la réponse impulsionnelle sur le lieu de prise du son peut permettre des ajouts de réverbérations très naturels et agréables à l'écoute [20].

4. Les communications main libres :

Terminal (ou téléphone) « mains-libres » est un dispositif muni d'un microphone et d'un hautparleur distants de l'utilisateur. Il est évitant l'utilisation du combiné téléphonique et aussi il peut inclure plusieurs microphones et/ou hautparleurs.

Un terminal « mains-libres » offre à la fois :

- Un meilleur confort, utilisé dans un bureau, ou dans un véhicule
- Une meilleure sécurité, utilisée dans un véhicule.

Les terminaux main libres sont connectés sur les réseaux filaires RTC (réseaux téléphoniques commutés) où ($F_e=8\text{KHz}$) et ont un faible retard de transmission <10 ms. Aussi sont connectés sur le réseau mobile GSM ($F_e=8\text{KHz}$) avec un retard de transmission >90 ms[8].

Conclusion

L'annulation d'écho acoustique se fait classiquement par identification progressive du chemin d'écho en utilisant des algorithmes adaptatifs, le problème souvent rencontré c'est la divergence dans le cas de présence de parole locale. Le chapitre suivant est réservé à l'étude des différents algorithmes utilisés dans les annuleurs d'écho acoustiques.



Chapitre II :

Les filtres adaptatifs

Chapitre II : Les filtres adaptatifs

Introduction

De façon générale les filtres adaptatifs sont des systèmes appliqués sur des données bruitées pour obtenir une information utile à un certain instant t .

Les méthodes adaptatives ont connu un essor considérable depuis les années 60, dû au développement du traitement numérique et à l'augmentation constante de la puissance des processeurs de traitement, permettant la mise en œuvre en temps réel d'algorithmes de plus en plus sophistiqués, à des cadences de plus en plus rapides. Elles sont arrivées à une certaine maturité aussi bien en ce qui concerne le développement et l'implémentation des algorithmes, que du point de vue des outils théoriques d'étude des performances. [22]

Dans ce chapitre nous allons donner quelques définitions sur les filtres, les algorithmes adaptatifs ainsi que leurs avantages et inconvénients.

1. Définitions

Un filtre adaptatif est, par définition, un filtre numérique dont les coefficients estimés au sens d'un critère donné (générateur de type des moindres carrés), s'adaptent aux variations des signaux reçus. Habituellement, un vecteur d'entrée et une réponse désirée sont utilisés pour définir un vecteur d'erreurs qui contrôle l'évolution des paramètres de ce filtre. [23]

L'objectif des filtres adaptatifs est d'approximer les fonctions de transferts inconnues, en apprenant les caractéristiques des signaux au fur et à mesure que ces derniers se déroulent. Ils se composent de deux parties : un filtre numérique pour filtrer et un algorithme pour ajuster les coefficients de ce filtre [23].

A partir de la figure II.1, on peut voir un schéma simplifié d'un filtre adaptatif, où :

- $d(n)$ représente le signal désiré
- $y(n)$ représente la sortie numérique : $y(n) = x(n) * h(n)$
- $e(n)$: le signal d'erreur

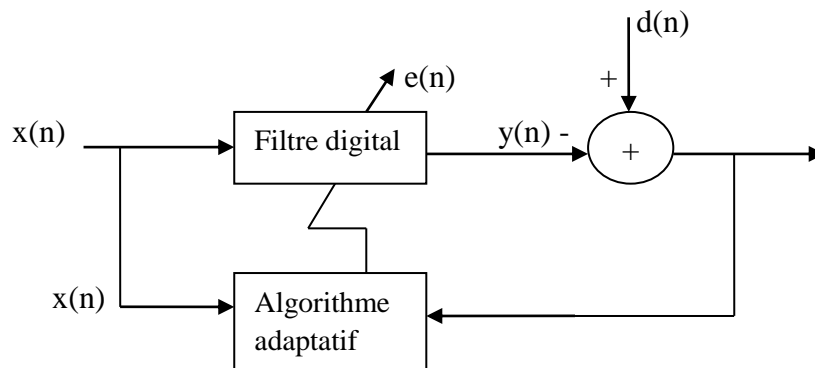


Figure II.1. Schéma d'un filtre adaptatif [24]

2. Intérêts du filtrage adaptatif

Les méthodes adaptatives en traitement du signal visent l'adaptation automatique des opérateurs de traitement aux propriétés statistiques des signaux et des systèmes, ainsi que l'adaptation à leurs variations dans le temps. Il s'agit donc d'un mélange bien pondéré entre la stationnarité, qui permet grâce à la permanence dans le temps de propriétés statistiques de se débarrasser, ou tout au moins de réduire, les fluctuations purement aléatoires, et la non-stationnarité, c'est-à-dire la variation « lente » au cours du temps de ces propriétés, sans laquelle il n'y aurait pas besoin de l'adaptatif : il suffirait de calculer une fois pour toute le « filtre optimal » puis de le mettre en ligne.

Ces méthodes sont arrivées à une certaine maturité aussi bien en ce qui concerne le développement et l'implémentation des algorithmes, que du point de vue des outils théoriques d'étude des performances. Ce chapitre se propose d'en donner une vue synthétique, non exhaustive mais suffisante, pour permettre au lecteur d'y trouver rapidement les outils et résultats qui l'intéressent, et éventuellement les références vers des ouvrages permettant d'approfondir des aspects spécifiques [22].

3. Les classes des filtres

Les filtres adaptatifs numériques peuvent être classés selon leurs réponses impulsionnelles, donc on peut distinguer :

3.1. Filtre à réponse impulsionnelle finie RIF

Le filtre RIF ou FIR (en anglais) comprend une série de retards, de multiplicateurs et d'additionneurs ; A une entrée $x(n)$, et une sortie $y(n)$. La sortie est exprimée sous la forme d'une combinaison linéaire d'échantillons d'entrée : [25]

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i) \quad (\text{II.1})$$

Où $w_i(n)$ sont les coefficients de filtre et N la longueur du filtre ; $y(n)$ est donc la Convolution (produit intérieur) des deux vecteurs $w(n)$ et $x(n)$.

L'avantage significatif que les filtres FIR ont sur les autres structures est l'important que leurs fonctions de transfert ne contiennent que des zéros: [25]

$$H(z) = \sum_{k=0}^M b_k z^{-k} \quad (\text{II.2})$$

3.2. Filtre à réponse impulsionnelle infinie RII

RII ou IIR (en anglais), généralement ont à la fois des pôles et des zéros dans leurs fonctions de transfert et leur susceptibles d'osciller indéfiniment ; lorsque les pôles se déplacent à l'extérieur du cercle unitaire. Cependant, soumis à des contraintes, il existe des formes de filtre RII conditionnellement stables telles que le réseau filtre [25].

Chapitre II : Les filtres adaptatifs

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (\text{II.3})$$

3.3. Les raisons d'utiliser RIF que RII

- Ils peuvent être conçus pour être linéaires et aussi longtemps que les coefficients RIF sont symétriques, le filtre ne déforme pas la phase du signal d'entrée [25].
- Ils sont simples à mettre en œuvre et à s'adapter car ils ont une mémoire limitée. Seulement les échantillons d'entrée présents et passés sont utilisés pour dériver la valeur de sortie courante [25].
- Ils ont des propriétés numériques souhaitables. Pour une arithmétique de précision finie, moins susceptibles d'erreurs de redondance, de débordement ou de quantification de coefficients [25].

4. Filtre de Wiener [26] :

Le filtre Wiener représente le filtre optimal dans le sens de l'erreur de moyenne carrée (MSE). Il minimise la fonction de coût en fonction des coefficients de filtre qui peuvent être exprimés comme suit :

$$J(w) = E\{e^2\} \quad (\text{II.4})$$

Où :

w représente les coefficients du filtre correspondant.

$E\{e^2\}$ représente la puissance moyenne du signal d'erreur $e(k)$. Avec les coefficients de filtrage optimaux, le minimum de la fonction de coût $J(w_{opt})$ est atteint :

$$J(w_{opt}) = \min(E\{e^2\}) \quad (\text{II.5})$$

Le signal d'erreur peut être calculé comme la différence entre le signal désiré et la sortie du filtre adaptatif :

$$e(k) = d(k) - Y(k) \quad (\text{II.6})$$

et

$$Y(k) = w^T X(k) \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$$X(k) = \{x(k-L+1), x(k-L+2) \dots x(k)\}^T \quad (\text{II.8})$$

Où :

L : est la longueur de filtre.

La fonction d'erreur quadratique serait :

$$e^2(k) = d^2(k) - 2w^T X(k)d(k) + w^T w X^T(k)X(k) \quad (\text{II.10})$$

La matrice d'autocorrélation R est définie par :

Chapitre II : Les filtres adaptatifs

$$R = E\{X^T(k)X(k)\} \quad (\text{II.11})$$

Et le vecteur de corrélation croisée est :

$$p = E\{X(k)d(k)\} \quad (\text{II.12})$$

En supposant que le signal souhaité est réel, la fonction coût peut être écrite comme suit :

$$J(w_{opt}) = \sigma_d^2 - 2pw^T + Rw^Tw \quad (\text{II.13})$$

Le point minimum de la fonction peut être obtenu en calculant le point qui a un gradient zéro et le gradient général de la fonction de coût est :

$$\nabla_w\{J(w)\} = -2p + 2Rw = 2(Rw - p) \quad (\text{II-10})$$

5. Les filtres adaptatifs

5.1. Algorithme LMS (Least Mean Squares)

L'algorithme LMS conçu en 1959, est le plus utilisé des algorithmes adaptatifs. Il est basé sur la méthode de gradient qui calcule et remet à jour les pondérations de façon récursive. On montre que l'erreur est une quadratique des pondérations et, intuitivement, la solution optimale est obtenue en corrigeant pas à pas le vecteur de pondération dans la direction du minimum [23].

La méthode du gradient à pas d'adaptation μ consiste à : [22]

- Choisir un vecteur initial de coefficients H_0 (en général, en l'absence d'informations préalables, $H_0 = 0$)
- Ayant un vecteur (H_k) à l'instant n , obtenir une meilleure estimation (se rapprocher de la solution optimale H_{opt}) tout en incrémentant (H_k) dans la direction opposée au gradient du coût :

$$(\nabla J)(H_k) = -2E[e_k X_k] \quad (\text{II.14})$$

L'équation de mise à jour du filtre adaptatif s'écrit alors :

$$H_{k+1} = H_k + \mu E[e_k X_k] \quad (\text{II.15})$$

L'étude statistique montre que la condition de stabilité de l'algorithme s'exprime par :

$$0 < \mu < \frac{2}{\sum_{i=0}^{M-1} \lambda_i} \approx \frac{2}{M\sigma_x^2} \quad (\text{II.16})$$

Où :

λ_i : sont les valeurs propres de la matrice d'auto-corrélation R de l'entrée.

σ_x^2 : est l'énergie de signal x_k

L'algorithme LMS est dérivé de la méthode la plus descente. Au lieu de passer au chemin direct du point de départ à l'optimum, il est plus facile de suivre le dégradé de la fonction d'erreur qui conduit à l'optimisation itérative. Le dégradé, est un vecteur qui pointe vers le haut de la surface d'erreur à un point donné de $w(k)$. Le coefficient de filtrage est mis à jour en prenant un pas en face

Chapitre II : Les filtres adaptatifs

de la direction du gradient. Il va localement "en descente" dans la direction la plus abrupte pour approcher l'optimum : [26]

$$w(k+1) = w(k) - c \nabla_w \{J(w)\} \quad (\text{II.17})$$

Et :

$$\nabla_w \{J(k)\} = -2X(k)d(k) + 2X(k)X^T(k)w = -2X(k)[d(k) - X^T(k)w] = 2X(k)e(k) \quad (\text{II.18})$$

Si l'entrée du filtre adaptatif LMS est le signal réel de temps discret x_k , l'algorithme LMS est décrit : [27]

$$w_{j+1} = w_j + 2\mu e_j X_j \quad (\text{II.19})$$

Où : w_j et X_j représentent respectivement les poids de filtres et les entrées

$$w_j^T = [w_{1,j} w_{2,j} \dots w_{n,j}]$$

$$X_j^T = [x_j x_{j-1} \dots x_{j-n+1}]$$

$$e_j = d_j - y_j \quad (\text{II.20})$$

$$y_j = X_j^T w_j \quad (\text{II.21})$$

La convergence de l'algorithme LMS : [22]

Pour analyser la convergence du LMS, on introduit l'erreur de filtre $V_k = W_k - W^*$, solution de la récurrence linéaire (à coefficients matriciels, aléatoires, non stationnaires) :

$$V_k = (I - \mu_k U_k U_k^T) V_{k-1} + \mu_k b_k U_k \quad (\text{II.22})$$

On peut interpréter ce système d'erreur du LMS comme un système dynamique linéaire, de matrices de transition A_k , excité par l'entrée externe. :

$$A_k = I - \mu_k U_k U_k^T \quad (\text{II.23})$$

5.2. Algorithme NLMS (Normalized LMS)

L'algorithme NLMS normalisé est représenté dans l'algorithme 1. Le pas μ contrôle le comportement de convergence de l'algorithme: plus la valeur de μ est élevée, plus l'algorithme converge, mais cela entraînerait également un mauvais ajustement (C'est-à-dire un signal d'erreur résiduelle plus important $e(n)$). Pour que l'algorithme soit stable, μ doit être choisi de $0 < \mu < 2$. La petite constante positive δ est introduite afin d'éviter que le dénominateur soit trop petit lorsque la puissance du signal d'entrée $x(n)$ est très faible. NLMS est l'un des algorithmes les plus populaires pour AEC en raison de sa simplicité de mise en œuvre, de sa faible complexité de calcul et de son comportement robuste [28].

Chapitre II : Les filtres adaptatifs

La stabilité de l'algorithme NLMS est régie par un paramètre pas. Comme déjà discuté, le choix de ce paramètre, dans les conditions de stabilité, reflète un compromis entre la convergence rapide et la bonne capacité de suivi d'une part, et un faible désajuste d'autre part. Pour répondre à cette exigence conflictuelle, la taille de l'étape doit être contrôlée. Bien que la formulation de ce problème soit simple, une solution bonne et fiable n'est pas si facile à trouver. Dans cette section, nous montrons comment dériver, d'une manière très simple, un algorithme NLMS à échelle variable non paramétrique. Nous pouvons réécrire les signaux d'erreur a priori et a posteriori comme suit : [29]

$$e(k) = d(n) - \hat{h}^T(n-1)X(n) = X^T(n)[h - \hat{h}(n-1)] + w(n) \quad (\text{II.24})$$

$$\varepsilon(n) = d(n) - \hat{h}^T(n)X(n) = X^T(n)[h - \hat{h}^T(n)] + w(n) \quad (\text{II.25})$$

Considérons l'équation de mise à jour linéaire :

$$\hat{h}^T = \hat{h}(n-1) + \mu(n)X(n)e(n) \quad (\text{II.26})$$

Un moyen raisonnable de dériver un $\mu(n)$ qui fait (II.26) stable est d'annuler le signal d'erreur a posteriori. Remplacer (II.26) dans (II.25) avec l'exigence $\varepsilon(n) = 0$, on trouve facilement en supposant $e(n) \neq 0, \forall n$, que :

$$\mu_{NLMS} = \frac{1}{X^T(n)X(n)} \quad (\text{II.27})$$

Le problème avec NMLS

La performance de l'algorithme de NLMS à convergence rapide sera en grande partie dégradée lorsque double parole ou seul un langage proche de la fin existe. La raison en est qu'il est calculé à partir d'un rapport entre le signal d'erreur et la puissance du signal lointain.

$$w(k+1) = w(k) + \frac{2\alpha}{\|x(k)\|^2} x(k)e(k) \quad (\text{II.28})$$

Lorsque seul le discours près de la fin existe, les coefficients deviennent extrêmement instables car l'entrée approche le zéro tandis que le signal d'erreur est relativement important en raison de l'existence du signal proche. Les poids des filtres commencent à diverger. L'algorithme LMS ne souffre pas de ce problème.

Il existe plusieurs solutions possibles pour résoudre ce problème, qui sera illustré comme suit :

a. Constante de sécurité

Une possibilité de résoudre ce problème consiste à ajouter simplement une constante de sécurité au dénominateur :

$$w(k+1) = w(k) + \frac{2\alpha}{\rho + \|x(k)\|^2} x(k)e(k) \quad (\text{II.29})$$

Chapitre II : Les filtres adaptatifs

La valeur du facteur influencera la qualité de sortie de manière à ce qu'en augmentant le facteur, moins la gigue des poids sera faible, mais plus l'ERLE sera faible.

b. Le seuil

Une autre possibilité commune et peu coûteuse est d'introduire un certain seuil sur la puissance d'entrée. Le poids sera maintenu de la même manière si la puissance de l'entrée est inférieure au seuil pour éviter les gros frottements des poids. Il s'agit essentiellement d'un détecteur de signal lointain basé sur la puissance d'entrée.

$$w(k+1) = w(k) + \frac{2\alpha}{\|x(k)\|^2} x(k)e(k) \quad \text{si } \|x(k)\|^2 > \text{seuil} \quad (\text{II.30})$$

$$w(k+1) = w(k) \quad \text{si } \|x(k)\|^2 < \text{seuil} \quad (\text{II.31})$$

Combinaison de LMS et NLMS : [28]

Le facteur de sécurité et le seuil d'entrée dépendront de la puissance d'entrée. Par conséquent, nous présentons une nouvelle idée qui combine les avantages de NLMS et de LMS. Deux filtres adaptatifs sont adaptés en parallèle et ajustés par un facteur γ ($0 < \gamma < 1$). Chacune des banques de fil donne un pourcentage γ ou $1 - \gamma$ pendant le calcul du signal d'erreur :

$$e = z - y \cdot y_1 - (1 - \gamma) \cdot y_2 \quad (\text{II.32})$$

Tel que y_1 est l'estimation d'écho du filtre NLMS et y_2 pour la section LMS. Cette méthode essaie essentiellement de trouver la combinaison optimale de LMS et de NLMS à chaque fois, afin d'obtenir une convergence rapide et un ERLE relativement important pour l'annulation d'écho et aussi gagner plus de stabilité.

Pour dériver la méthode de valorisation ou de mise à jour appropriée pour y , nous utilisons la même manière que pour LMS. La méthode de descente la plus raide est appliquée pour aborder le minimum de la valeur LMS.

5.3. Algorithme Fast LMS

La méthode retenue dans le FLMS est le remplacement de la convolution temporelle, réalisée afin d'obtenir une estimation de l'écho à partir du signal reçu, par une simple multiplication dans le domaine fréquentiel. Tout le processus d'annulation est maintenant réalisé dans le domaine fréquentiel exception faite de la suppression de l'écho proprement dite [9].

Un avantage de l'utilisation des transformées de Fourier est la décorrélation des données en entrée de l'annuleur. Cela accélère la convergence de l'algorithme. L'algorithme Fast LMS implique trois matrices diagonales de dimension $2M$ par $2M$, qui ne contiennent donc que des informations dans leurs éléments diagonaux $2M$. Les signaux de parole sont transformés à partir du

Chapitre II : Les filtres adaptatifs

temps. Les signaux de parole sont transformés du domaine temporel vers le domaine fréquentiel utilisant le FFT (transformée de Fourier rapide) et l'IFFT (l'inverse de FFT) [30].

Pour implémenter l'équivalent du domaine fréquentiel d'un filtre adaptable en poids convolutionnel n , il sera commode de regrouper les données en blocs point n . Les poids seront autorisés à changer uniquement après que chaque bloc traité ne limite normalement pas les performances car, pour éviter que les poids ne deviennent trop bruyants, les constantes de temps d'adaptation du vecteur de poids doivent être choisies égales à plusieurs fois n . Pendant le k bloc, la sortie du filtre est alors :

$$y_{kn+i} = X_{kn+i}^T w_k \quad (\text{II.33})$$

Où w est le vecteur de poids du domaine temporel utilisé pendant le bloc k . Après traitement du bloc k , l'équation de mise à jour du vecteur de poids obtenue en itérant (II-16) sur les points est :

$$w_{k+1} = w_k + 2\mu \sum_{i=0}^{n-1} e_{kn+i} X_{kn+i} = w_k + 2\mu \nabla_k \quad (\text{II.34})$$

Il sera maintenant proposé que (II.33) et (II.34) puissent être implémentés dans le domaine fréquentiel, ce qui entraîne des économies informatiques z .

L'équation de sortie (II-33) peut être réécrite explicitement comme la convolution linéaire des poids avec l'entrée du filtre:

$$y_{kn+j} = \sum_{i=0}^{n-1} w_{i,k} x_{kn+j-i} \quad (\text{II.35})$$

Pour implémenter (II-35) avec les FFT via la méthode "sauvegarde de chevauchement", les poids doivent être rembourrés avec n zéros et 2 points FFT doivent être utilisés. Soit un vecteur de longueur $2n$ dont les éléments sont les coefficients FFT du vecteur de poids du domaine temporel rembourrés avec n zéros.

$$w_k^T = FFT[w_k^T 0 \dots 0] \quad (\text{II.36})$$

w_k : Est le vecteur de poids du domaine fréquentiel. Laissez X_k être la transformée en $2n$ points des blocs d'entrée $(k-1)$ et k :

$$X_k^T = FFT[x_{(k-1)n} \dots x_{kn-1} x_{kn} \dots x_{kn+n-1}] \quad (\text{II.37})$$

La convolution en (II-37) est réalisée par :

$$[y_{kn} \dots y_{kn+n-1}]^T = \text{le dernier terme } n \text{ de } FFT^{-1}\{w_k \otimes X_k\} \quad (\text{II.38})$$

Où l'opérateur \otimes dénote la multiplication élément par élément des deux vecteurs. L'équation II.38 donne les valeurs de sortie du filtre pour le bloc k . Donc un filtre transversal de poids n dans le domaine temporel nécessite un filtre de $2n$ poids dans le domaine de la fréquence.

Chapitre II : Les filtres adaptatifs

Pour implémenter l'équation de mise à jour du vecteur de poids (II.34) dans l'avis de domaine fréquent que le $j^{ème}$ élément de ∇_k en (II-34) peut être réécrit comme suit :

$$\nabla_{j,k} = \sum_{i=0}^{n-1} e_{kn+i} x_{kn+i-(j-1)} \quad 1 \leq j \leq n \quad (\text{II.39})$$

De sorte que les éléments de ∇_k sont donnés par la corrélation croisée de la séquence d'erreur avec l'entrée du filtre. ∇_k peut être calculé avec les FFT si nous calculons d'abord la transformation E de la séquence d'erreur précédée de n zéros :

$$E_k = FFT[0 \dots 0 \ d_{kn} - y_{kn} \dots d_{kn+n-1} - y_{kn+n-1}]^T \quad (\text{II.40})$$

Et ensuite calculer :

$$\nabla_k = \text{premier terme } n \text{ de } FFT^{-1}\{E_k \otimes \bar{X}_k\} \quad (\text{II.41})$$

Où X_k désigne un conjugué complexe. Enfin, l'équation de mise à jour du vecteur de poids du domaine fréquentiel est:

$$w_{k+1} = w_k + 2\mu FFT \left[\begin{array}{c} \nabla_k \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{array} \right] \left. \vphantom{\begin{array}{c} \nabla_k \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{array}} \right\} \text{Les } n \text{ zéros} \quad (\text{II.42})$$

Si les dernières n valeurs de la transformée inverse du vecteur de poids initial w_0 sont forcées de zéro, alors (II.42) est une implémentation exacte de (II.34) dans le domaine fréquentiel.

Après chaque bloc traité, la réponse impulsionnelle du filtre adaptatif FLMS est identique à celle du filtre LMS convolutif. Même si le vecteur de poids FLMS est adapté d'un seul par bloc, le taux de convergence des estimations de gradient, le bloc entier est utilisé pour mettre à jour le vecteur de poids FLMS.

5.4. L'algorithme PNLMS : [31]

Cet algorithme est une modification de l'algorithme NLMS. Dans PNLMS, un pas individuel adaptatif est attribué à chaque coefficient de filtrage. Les pas sont calculés à partir de la dernière estimation des coefficients de filtrage de sorte qu'un coefficient plus important reçoit un poids plus important, augmentant ainsi le taux de convergence de ce coefficient. Ceci a pour effet que les coefficients actifs sont ajustés plus rapidement que les coefficients non actifs (c'est-à-dire des coefficients petits ou nulles). L'algorithme PNLMS est décrit par les équations suivantes:

$$h_n = h_{n-1} + \frac{\mu}{X_n^T G_n X_n + \delta} G_n X_n e_n \quad (\text{II.43})$$

$$G_n = \text{diag}\{g_{0,n} \dots \dots g_{L-1,n}\} \quad (\text{II.44})$$

G_n : est une matrice diagonale qui ajuste les pas individuelles du filtre

μ : est le paramètre de pas globale

Chapitre II : Les filtres adaptatifs

δ : Est un paramètre de régularisation qui empêche la division par zéro et stabilise la solution lorsque la parole est utilisée comme signal d'entrée.

5.5. L'algorithme PNLMS++ : [32]

L'algorithme PNLMS ++ est obtenu à partir des deux algorithmes précédents NLMS et PNLMS. Pour les itérations de numéro impair (k impair), on procède de la même manière que dans le cas de l'algorithme PNLMS et pour les itérations de numéro pair (k pair), on procède de la même manière que dans le cas de l'algorithme NLMS. L'alternance entre les deux algorithmes NLMS et PNLMS permet de rendre l'algorithme PNLMS++ moins sensible aux variations de la réponse impulsionnelle de l'écho.

5.6. L'algorithme RLS

L'algorithme RLS implémente récursivement une solution de moindres carrés exacte. Comme indiqué précédemment, la solution Wiener pour un filtre adaptatif de longueur finie est donnée par :

$$w_{opt} = R^{-1}p \quad (\text{II.45})$$

Où R est la matrice d'autocorrélation des entrées et p est la corrélation entre les entrées et le signal de référence. À chaque intervalle de temps, RLS estime récurremment R^{-1} et p sur la base de toutes les données antérieures et calcule le vecteur de poids comme :

$$w_n \stackrel{\text{def}}{=} R_n^{-1}p_n \quad (\text{II.46})$$

Ce qui est donc la meilleure approximation à jour de la solution Wiener. La formule de mise à jour de poids peut être écrite comme suit : [14]

$$w_n = w_{n-1} + \mu_n R_{n-1}^{-1} \alpha_n X_n \quad (\text{II.47})$$

Où :

$$\alpha_n = d(n) - w_{n-1}^T X_n \quad (\text{II.48})$$

$$\mu_n = \frac{\beta^{-1}}{1 + \beta^{-1} X_n^T R_{n-1}^{-1} X_n} \quad (\text{II.49})$$

β : est une constante légèrement inférieure à une.

Cette formulation met en évidence l'opération de décorrélation réalisée par RLS sur les données d'entrée : le gradient stochastique $\alpha_n X_n$ est pré-multiplié par une estimation de la matrice d'autocorrélation inverse, qui a pour effet de décorrélérer les entrées du filtre adaptatif. Cela réduit la sensibilité de l'algorithme à sa diffusion de valeur propre d'entrée. La pré-multiplication par

Chapitre II : Les filtres adaptatifs

R^{-1} peut malheureusement nuire à la stabilité du filtre si la matrice R est mal conditionnée ; Une situation qui se produit chaque fois que le filtre contient plus de poids que nécessaire.

RLS est un algorithme adaptatif qui tente de minimiser l'erreur carrée moyenne (MSE). C'est une version mise à jour du filtre Wiener bien connu. Il a un taux de convergence rapide vers la solution optimale, des performances élevées pour les signaux non stationnaires et un minimum de MSE minimum en convergence. Ces attributs le rendent adapté à l'amélioration de la parole, à l'égalisation des canaux et aux applications d'annulation d'écho [13].

5.6.1. Dérivation de l'algorithme RLS

Au moment n , toutes les valeurs de l'erreur d'estimation depuis le début de l'algorithme RLS sont requises. De toute évidence, au fur et à mesure que le temps progresse, la quantité de données requises pour traiter cet algorithme augmente. Le fait que la mémoire et les capacités de calcul sont limitées rend l'algorithme RLS une impossibilité pratique dans sa forme la plus pure. Cependant, la dérivation suppose toujours que toutes les valeurs de données sont traitées. En pratique, seul, un nombre fini de valeurs précédentes est considéré, ce nombre correspond à l'ordre du filtre RLS RIF, La dérivation suivante du RLS est résumée de Farhang-Boroujeny [33]. $y_n(k)$ est défini comme la sortie du filtre RIF, à n , en utilisant le vecteur de poids et le vecteur d'entrée d'un temps précédent k . La valeur d'erreur d'estimation en $e_n(k)$ est la différence entre la valeur de sortie souhaitée à l'instant k et les valeurs correspondantes de $y_n(k)$.

Pour $k = 1, 2, 3, \dots, n$.

$$y_n(k) = w^T(n)X(n) \quad (\text{II.48})$$

$$e_n(k) = d(k) - y_n(k) \quad (\text{II.49})$$

$$d(n) = [d(1), d(2), \dots, d(n)]^T \quad (\text{II.50})$$

$$y(n) = [y_n(1), y_n(2) \dots, y_n(n)]^T \quad \text{II.51}$$

$$e(n) = [e_n(1), e_n(2) \dots, e_n(n)]^T \quad (\text{II.52})$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (\text{II.53})$$

5.6.2. Mise en œuvre de l'algorithme RLS [33]

Comme indiqué précédemment, la mémoire de l'algorithme RLS se limite à un nombre fini de valeurs, correspondant à l'ordre du vecteur de poids du robinet de filtre. Tout d'abord, il convient de noter deux facteurs de la mise en œuvre du RLS: le premier est que bien que l'inversion de la matrice soit essentielle à la dérivation de l'algorithme RLS, aucun calcul d'inversion matricielle n'est nécessaire pour la mise en œuvre, réduisant ainsi considérablement la complexité computationnelle de l'algorithme. Deuxièmement, contrairement aux algorithmes basés sur LMS, les variables

Chapitre II : Les filtres adaptatifs

actuelles sont mises à jour au cours de l'itération qu'ils doivent utiliser, en utilisant les valeurs de l'itération précédente.

6. Le choix de l'algorithme du filtre adaptatif : [23]

Ce choix repose sur plusieurs critères, les plus importants :

- Le critère d'optimisation : rapidité de convergence, complexité, robustesse au bruit...
- La structure du filtre programmable
- Le type de signal traité : mono ou multidimensionnel, réel ou complexe...
- La stabilité du filtre.

Conclusion :

Ce chapitre rappelle le principe de l'annulation d'écho acoustique et les différentes méthodes algorithmiques existantes. En effet, le problème de l'écho acoustique est classiquement résolu à l'aide d'un annuleur d'écho en identifiant progressivement la Réponse Impulsionnelle Finie (FIR) d'un filtre adaptatif à partir des algorithmes LMS, NLMS, FLMS et RLS.

Ainsi, ce chapitre résume la différence entre les algorithmes adaptatifs. Et aussi explique les avantages et les inconvénients de chaque algorithme.



Chapitre III :
Simulation de LMS et NLMS

Introduction :

Le présent chapitre est dédié à l'analyse des méthodes d'annulation d'écho acoustique. Dans une première partie, nous allons définir la méthode de mesure d'une réponse impulsionnelle. La deuxième partie consiste à élaborer des filtres adaptatifs basés sur les différents algorithmes (LMS, NLMS,). La dernière partie présente, la comparaison des résultats obtenus.

Dans ce chapitre deux algorithmes adaptatifs ont été étudié : LMS (Lest mean square) et NLMS (Normalized LMS). La différence entre les deux c'est que le premier travaille avec un pas d'adaptation constant et le deuxième avec pas variable (adaptatif).

L'étude est faite sous Matlab et les fichiers utilisés sont obtenus expérimentalement à savoir l'enregistrement d'un signal du locuteur lointain et la réponse impulsionnelle ($h(t)$) de la salle. Deux programmes Matlab ont été mise en œuvre des algorithmes LMS et NLMS.

1. Prise de mesure

1.1. La méthode de mesuré d'une réponse impulsionnelle

Pour mesurer une réponse impulsionnelle on a besoin d'un microphone, un micro-ordinateur pour l'enregistrement, est un ballon qui sera explosé pour produire une impulsion. La distance entre le microphone et le ballon est de 1 mètre. La figure III.1 montre la réponse impulsionnelle obtenue.

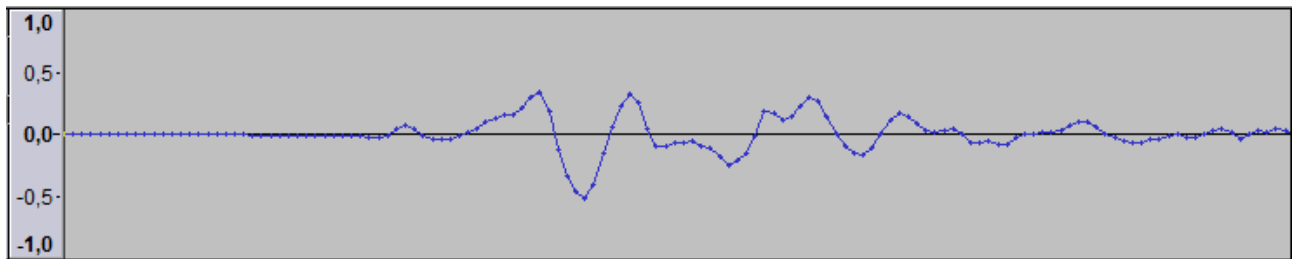


Figure III.1 : La réponse impulsionnelle capturée

La durée de la réponse impulsionnelle est de l'ordre de 13ms avec une fréquence d'échantillonnage de 16 KHz. Dans cette expérience on a utilisé logicielle « Audacity » pour la capture de cette réponse. Cette réponse impulsionnelle servira dans la suite pour trouver le signal désiré $d(n)$ en faisant le produit de convolution avec le signal lointain $x(n)$.

$$d(n) = x(n) * h(n) \quad (\text{III.1})$$

1.2. Les signaux utilisés pour la simulation

Pour pouvoir mettre en œuvre les algorithmes de filtrage adaptatif nous avons besoin des fichiers représentant les signaux $x(n)$ (locuteur lointain) et le signal désiré $d(n)$ (écho acoustique), le signal du locuteur lointain $x(t)$ est obtenu expérimentalement par enregistrement d'une séquence audio avec le logiciel ainsi cité « Audacity » tandis que le signal désiré $d(n)$ est obtenu à partir de l'équation III.1. La figure III.2 montre le signal du locuteur lointain $x(t)$ et le signal d'écho $d(t)$.

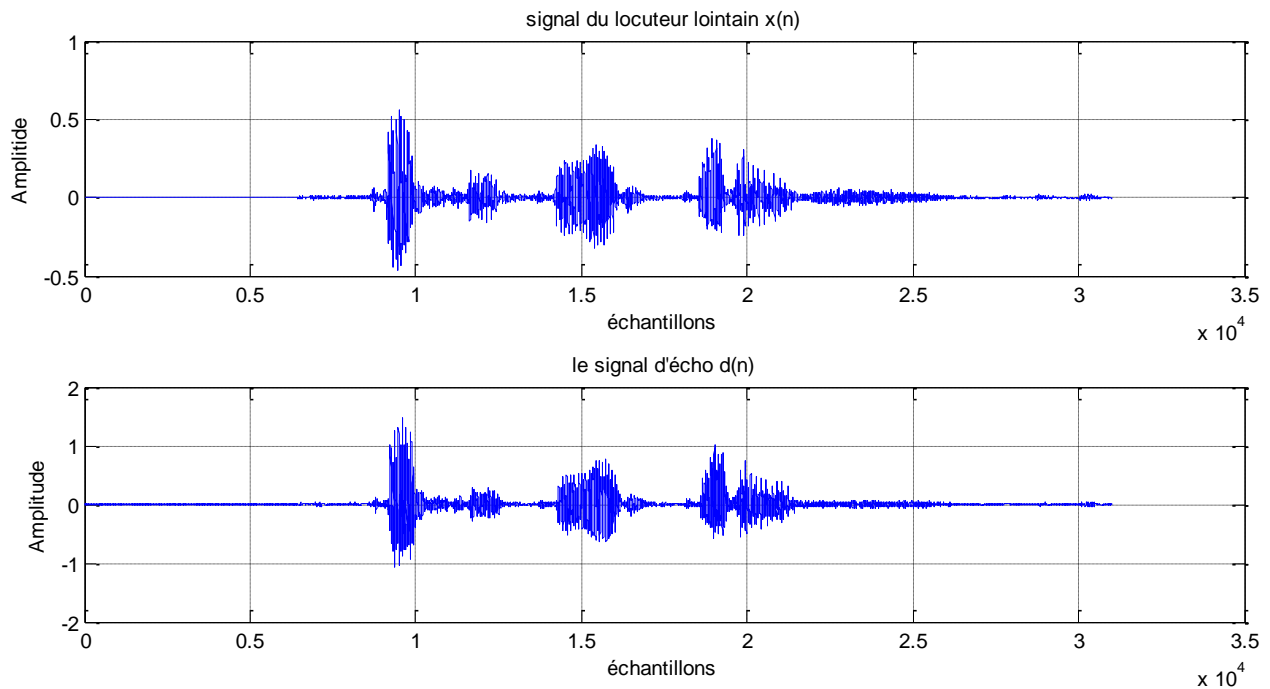


Figure III.2 : Signaux utilisés dans la simulation

2. Mise en œuvre de l'algorithme LMS

Le LMS est le plus simple des algorithmes adaptatifs. Il est basé sur la méthode de gradient qui calcule et remet à jour les pondérations de façon récursive. Le pas d'adaptation de cet algorithme est constant et choisi arbitrairement.

2.1. Identification du système par un filtre FIR

Dans cette première simulation le signal $x(n)$ ainsi décrit est composé de 31000 échantillons et la réponse impulsionnelle est de 233 échantillons. Le pas μ choisi dans cette partie est égal à 0.001. Le choix d'un pas de petite valeur est dans le but d'éviter la divergence du filtre, le résultat obtenu est illustré dans la figure III.4.

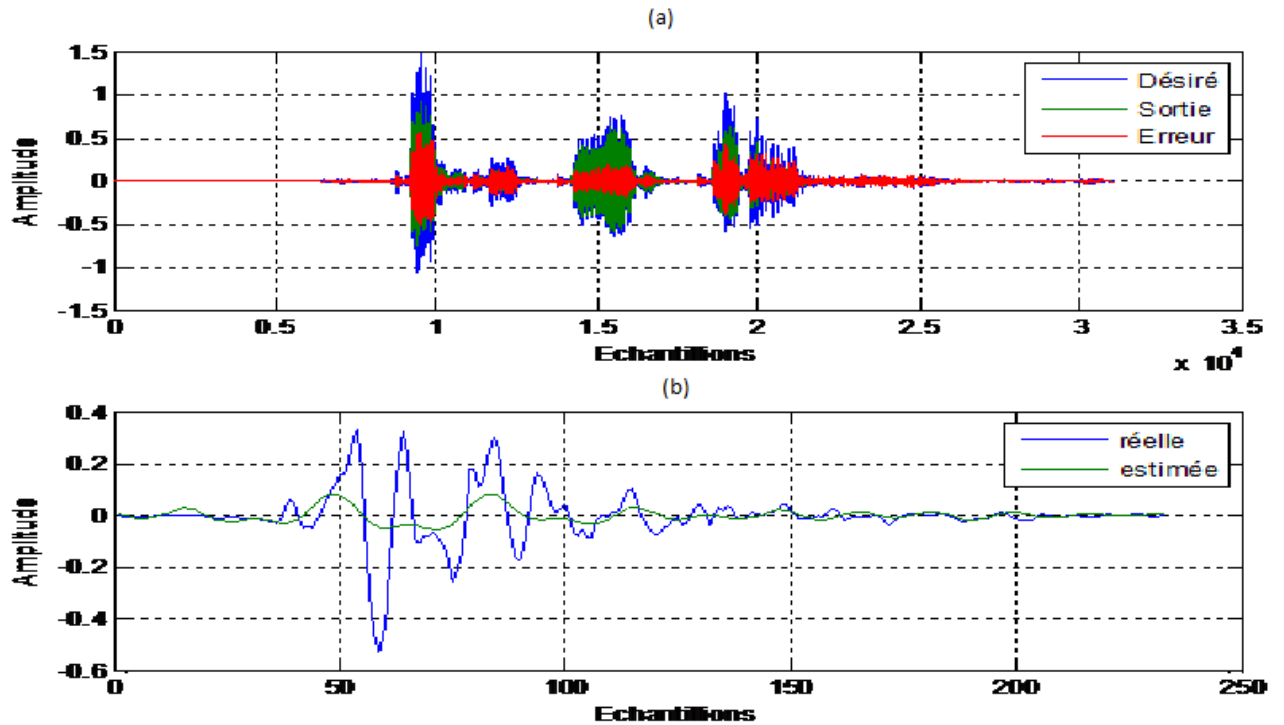


Figure III.3 : Résultat obtenu avec l’algorithme LMS

La figure III.3 (a) représente le signal l’écho réel ($d(n)$) et l’écho obtenu à la sortie du filtre adaptatif ainsi que l’erreur calculée entre les deux signaux, on peut bien remarquer que l’erreur est considérable et ce peut s’expliquer si on regarde la réponse impulsionnelle estimée qui n’est pas identique à la réponse impulsionnelle réelle, le filtre a besoin de plus d’adaptation pour pouvoir identifier la réponse impulsionnelle de la salle donc le pas d’adaptation doit être augmenté progressivement pour améliorer le résultat d’identification tout en évitant la divergence du filtre.

2.2. La convergence de LMS

La convergence des filtres N , mesurée en dB, est donnée comme suit :

$$N = 10 \log \left| \frac{\|w - \hat{w}\|^2}{\|w\|^2} \right| \quad (\text{III.2})$$

w et \hat{w} représentent respectivement la réponse impulsionnelle réelle et estimée, l’étude de l’évolution de la convergence au cours du temps nous renseigne sur la vitesse de convergence du filtre adaptatif.

La figure III.4 représente la convergence du filtre obtenu avec le même pas d’adaptation du (0.001) utilisé dans le paragraphe précédent.

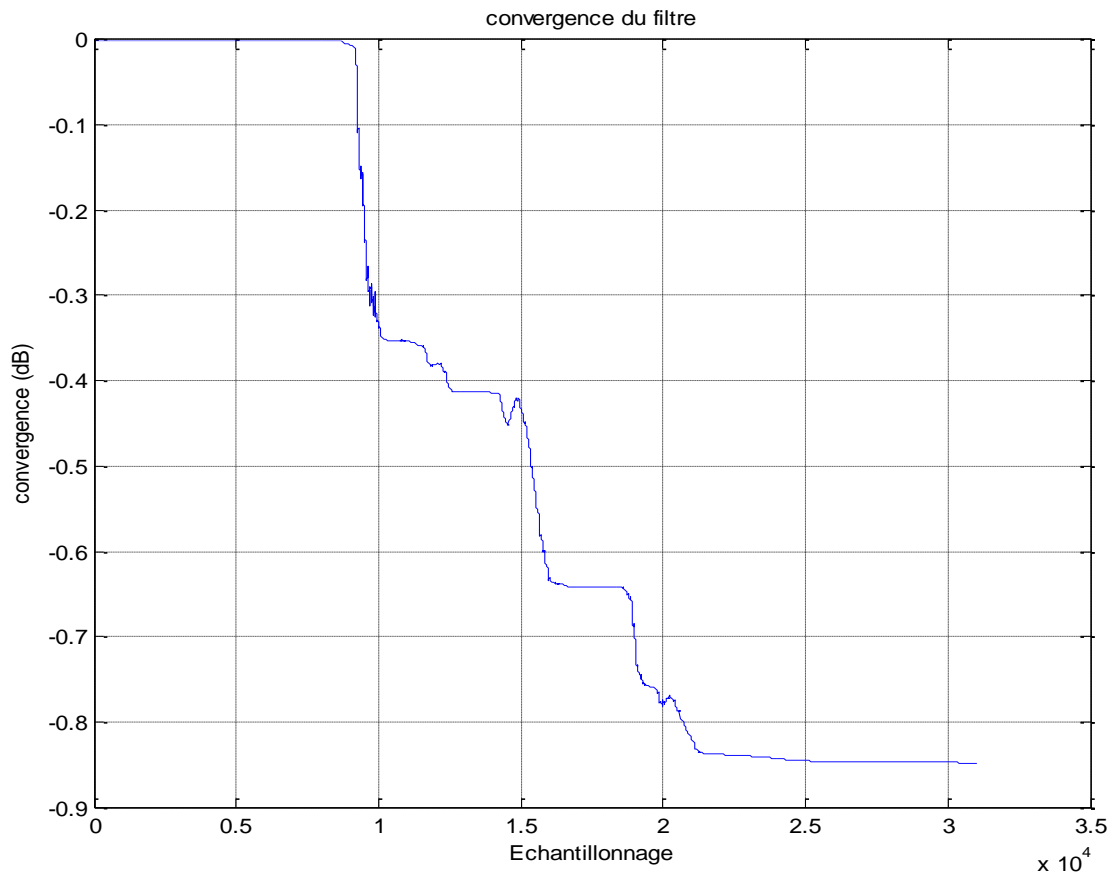


Figure III.4 : convergence de LMS avec pas=0.001

2.3. Changement du pas

Dans cette partie nous avons pris plusieurs valeurs du pas d'adaptation μ pour essayer de trouver un bon compromis en termes de convergence, la figure III.5 représente une comparaison des réponses impulsionnelle obtenues pour différentes valeurs de μ et la figure III.6 représente la convergence du filtre pour différentes valeurs de μ .

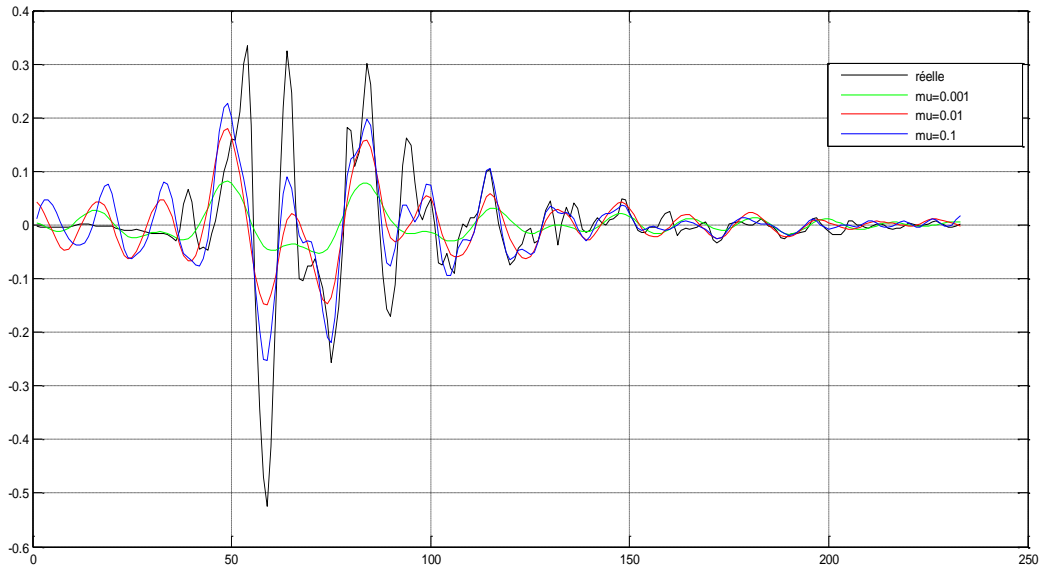


Figure III.5 : Comparaison entre les réponses estimées obtenues avec plusieurs pas

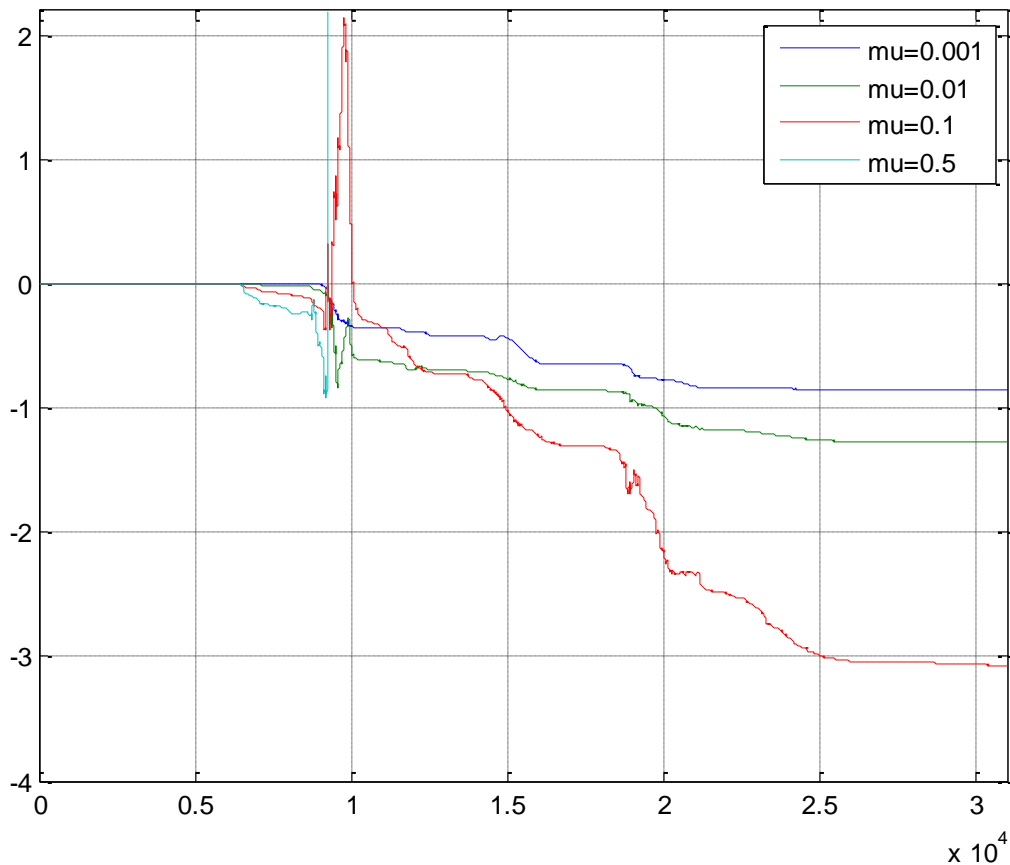


Figure III.6 : Comparaison des convergences pour différentes valeurs de μ

On peut constater la différence entre les trois réponses impulsionnelles estimées. Donc à chaque fois qu'on change le pas, la valeur estimée se rapproche de la valeur réelle, mais en arrivant à une certaine valeur une divergence apparaît et elle devient plus en plus importante en augmentant d'avantage le pas et l'identification devient impossible.

La figure III.7 représente la réponse impulsionnelle obtenue pour un pas de 0.5.

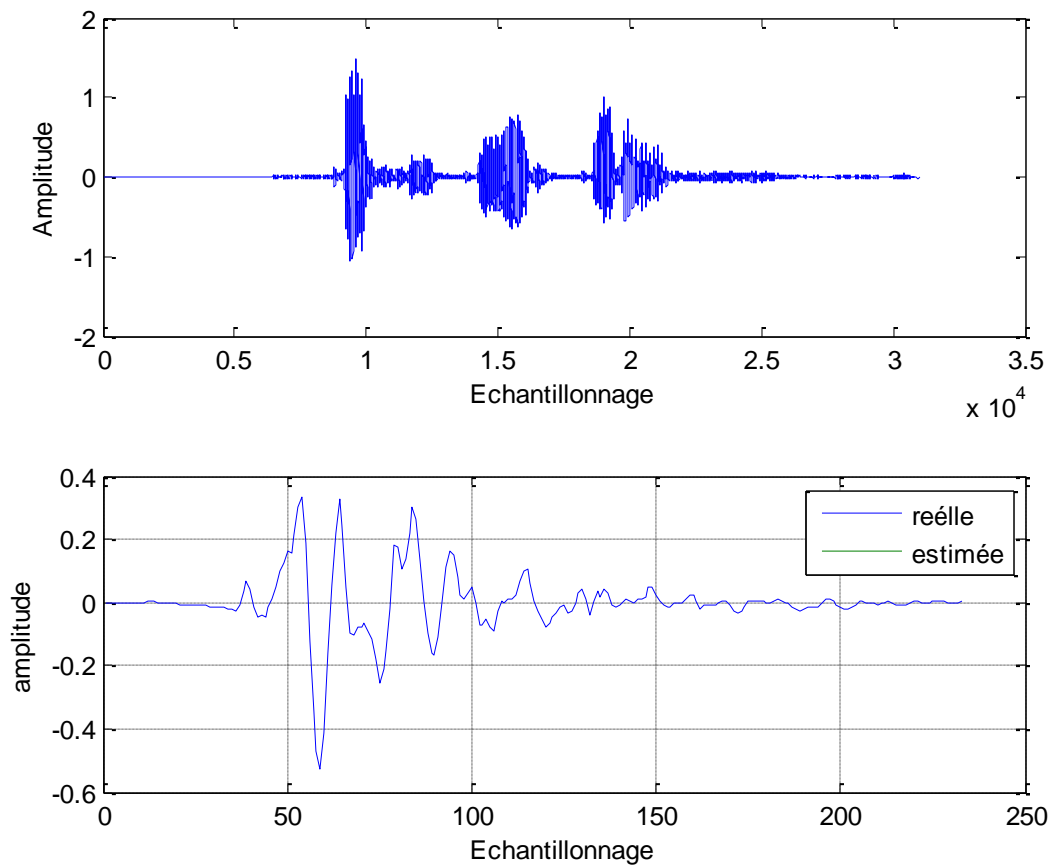


Figure III.7 : la réponse estimée obtenu avec un pas grand

Ce choix du pas qui est $\mu=0.5$ a provoqué une divergence totale du filtre adaptatif. Ce qui montre la figure III.8.

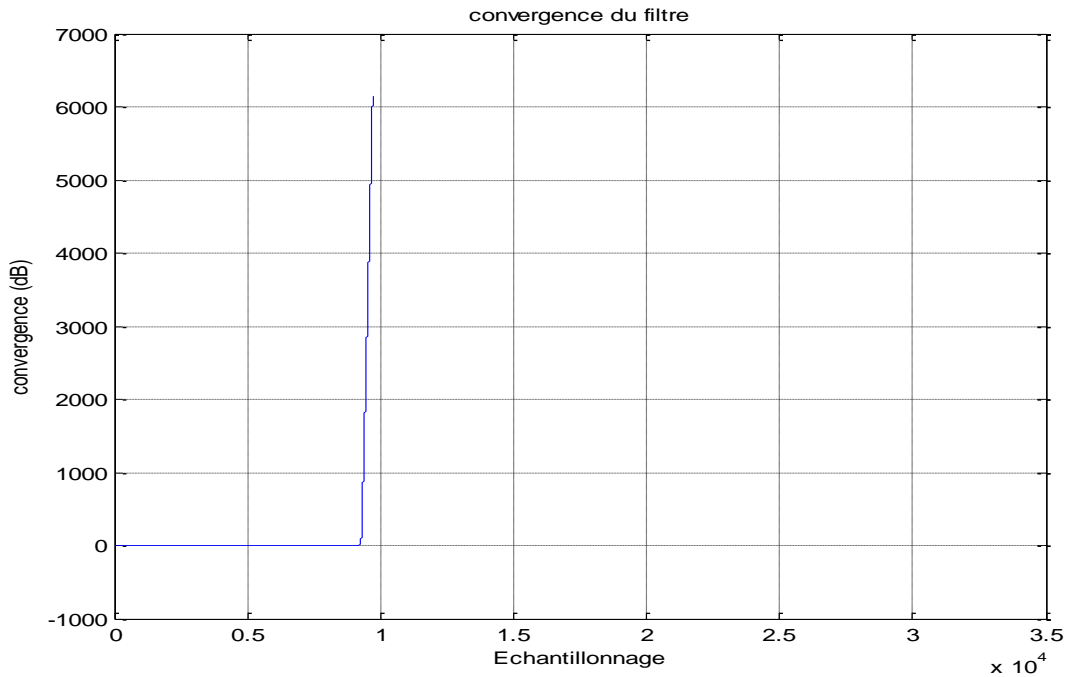


Figure III.8 : Divergence du filtre

2.4. Capacité de poursuite de LMS :

Afin d'évaluer la capacité de poursuite de l'algorithme nous avons procédé à un changement de la réponse impulsionnelle utilisée précédemment $h(n)$, la nouvelle réponse impulsionnelle $h_1(n)$ est la même que la première mais décalée à droite de 8 échantillons. Le changement est fait au milieu de la simulation. Au début, de zéros à 15000 échantillons c'est la réponse impulsionnelle $h(n)$ qui est utilisée et pour le reste de la simulation (de 15000 à 31000 échantillons) nous avons utilisé $h_1(n)$. Le résultat est montré dans la figure III.9.

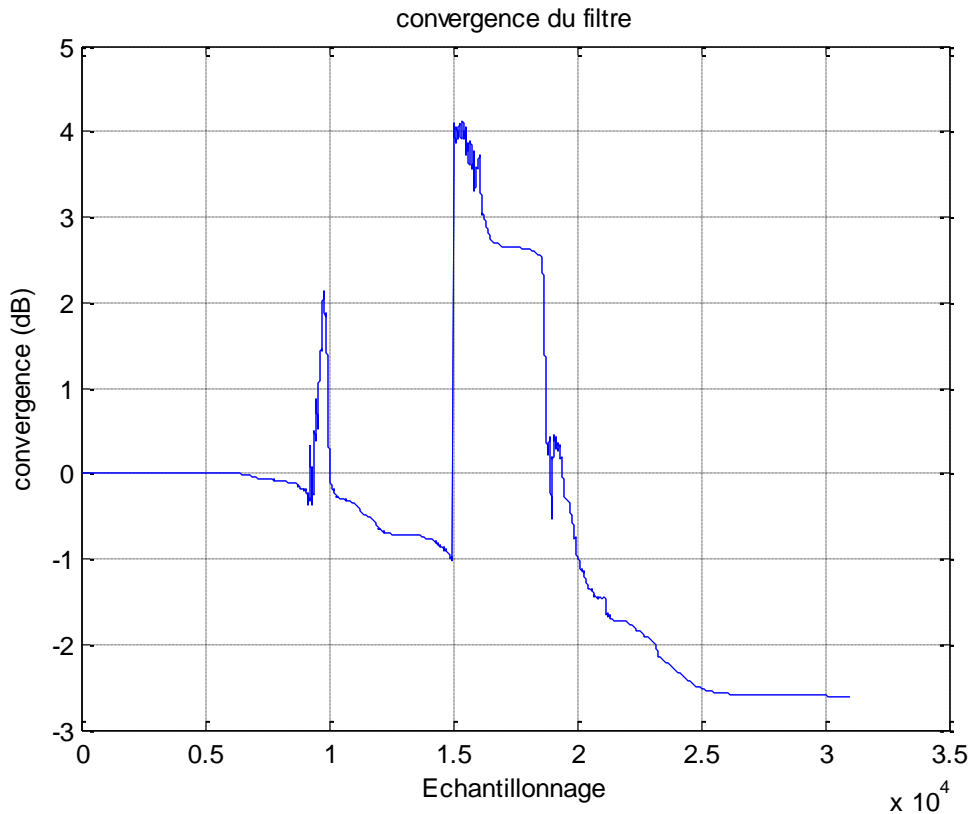


Figure III.9 : Capacité de poursuite de LMS

On peut remarquer qu'au point 15000 le filtre diverge brusquement à cause du changement brusque de la RI, mais il reprend vite sa convergence. Ce qui nous montre que le LMS a une bonne capacité de poursuite.

3. Mise en œuvre de l'algorithme NLMS

NLMS est l'un des algorithmes les plus populaires pour l'annulation d'écho acoustique en raison de sa simplicité de mise en œuvre, de sa faible complexité de calcul et de son comportement robuste.

3.1. Identification de système par RIF et réponse impulsionnelle estimée

Pour cet algorithme nous avons pris les mêmes signaux précédents, un nombre d'échantillon du signal $x(n)$ égale à 31000 échantillons et avec une réponse impulsionnelle $h(n)$ de nombre d'échantillon égale à 233 échantillons. Le pas d'adaptation de cet algorithme est adaptatif (variable).

Le résultat obtenu pour l'identification de la RI par un filtre FIR est montré dans la figure III.10.

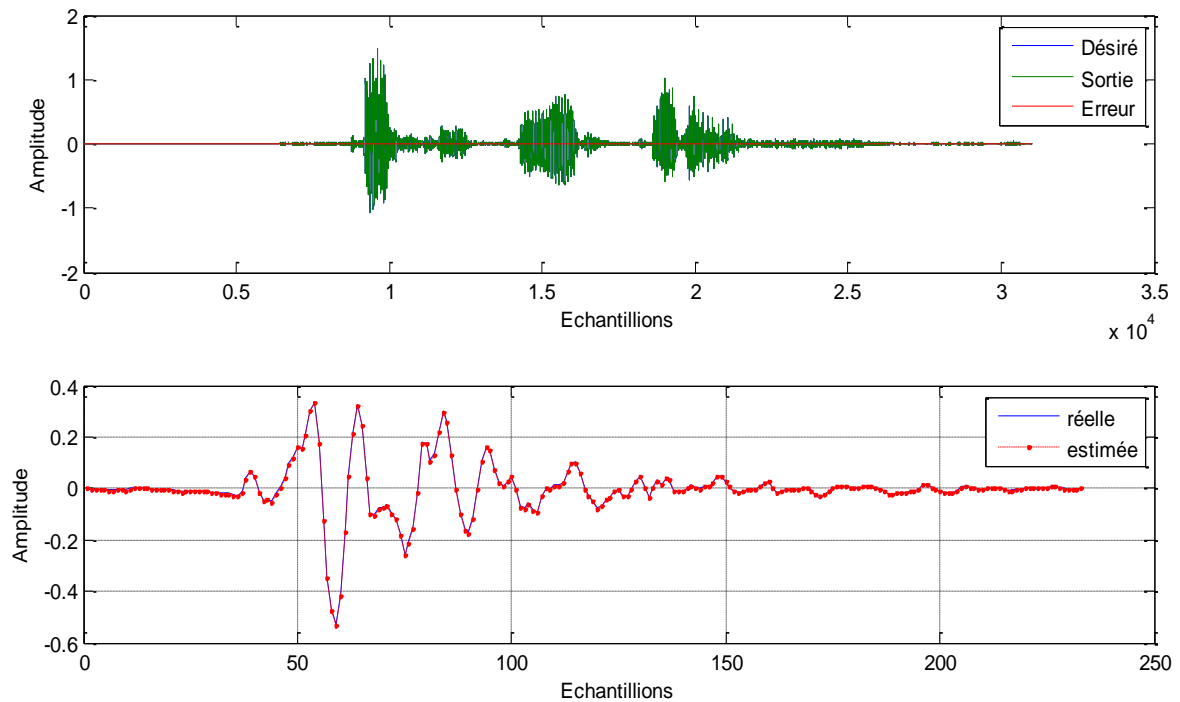


Figure III.10 : La réponse estimée obtenue avec le NLMS

A partir de cette figure on dit que la sortie du filtre et celle désiré sont pratiquement identiques et l'erreur est presque nulle, cela est à cause de la capacité de NLMS de faire l'identification du système qui est la salle par un filtre RIF.

Puis on constate que les deux réponses impulsionnelles estimée et réelle sont presque identique et ce revient au pas d'adaptation qui est variable. Ce pas s'adapte aux variations du signal d'entrée du filtre (locuteur lointain).

3.2. Convergence de NLMS

Le résultat d'évaluation de la convergence est montré dans la figure III.11. On peut bien remarquer la bonne convergence du NLMS comparée à celle du LMS, le niveau atteint à la fin de la simulation est de -26 dB.

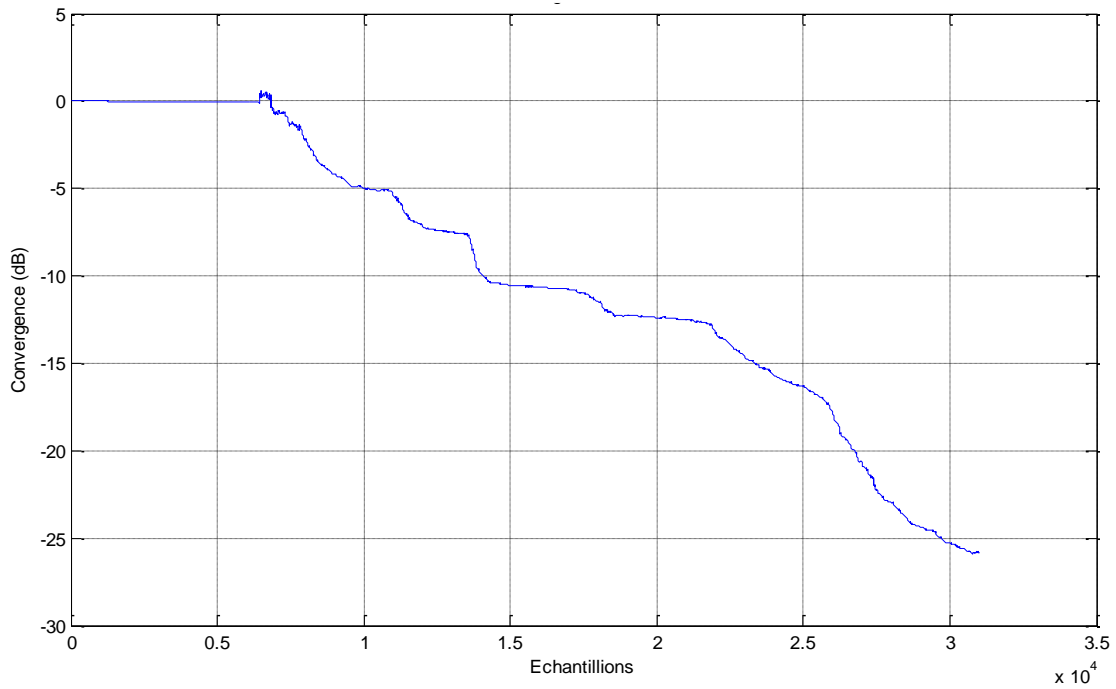


Figure III.11 : convergence de NLMS

3.3. Capacité de poursuite de NLMS

Dans cette section nous avons procédé de la même manière que pour le LMS. Le résultat obtenu est donné dans la figure III.12. On peut remarquer que le NLMS a également une bonne capacité de poursuite.

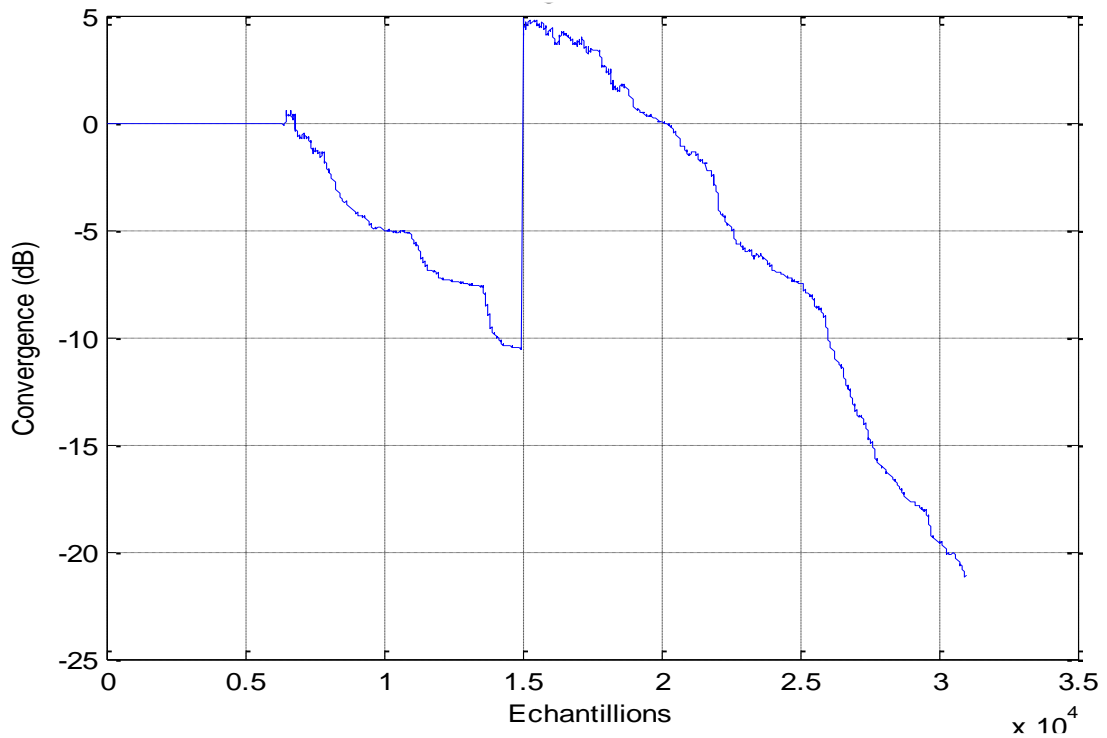


Figure III.12 : capacité de poursuite de NLMS

4. Comparaison

La comparaison touche essentiellement deux aspects, le premier c'est la convergence et la figure III.13 représente le résultat obtenu pour le NLMS et celui du LMS avec un pas d'adaptation de 0.1. On remarque que le NLMS a une meilleure convergence par rapport au LMS, au dernière échantillon (31000) le LMS atteint le niveau -3dB, ce même niveau est atteint à l'échantillon 8000 pour le NLMS, donc la différence est importante entre les deux algorithmes en termes de convergence.

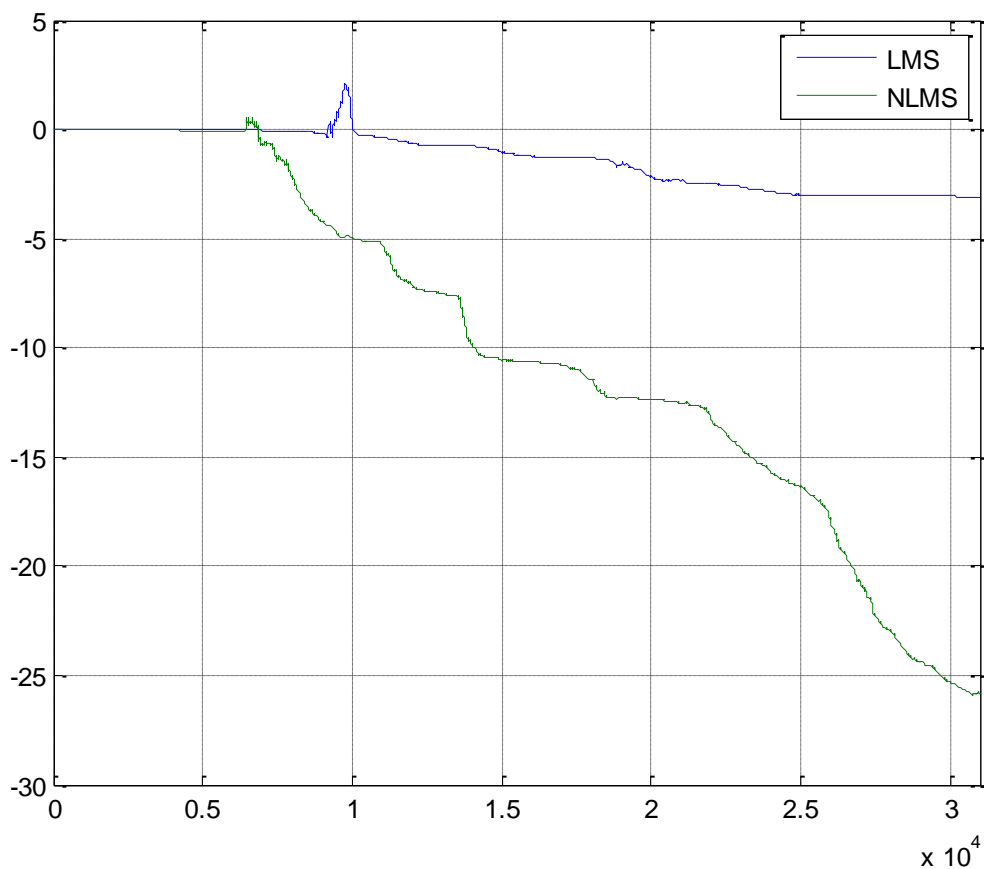


Figure III.13 : Comparaison de la convergence des deux algorithmes

Le deuxième aspect de comparaison est l'identification de la réponse impulsionnelle, la figure III.14 représente la réponse impulsionnelle mesurée et les deux réponses impulsionnelles estimées obtenues par le LMS et le NLMS, on remarque que le résultat obtenu avec le NLMS est plus précis que celui obtenu par le LMS et ce à cause du pas adaptatif pour le NLMS et la difficulté du choix du pas pour le LMS (le cas où $\mu=0.1$). Ce résultat reste tout de même satisfaisant et les deux algorithmes parviennent à identifier le chemin de l'écho. Reste à envisager une amélioration du résultat du LMS en faisant un bon choix du pas.

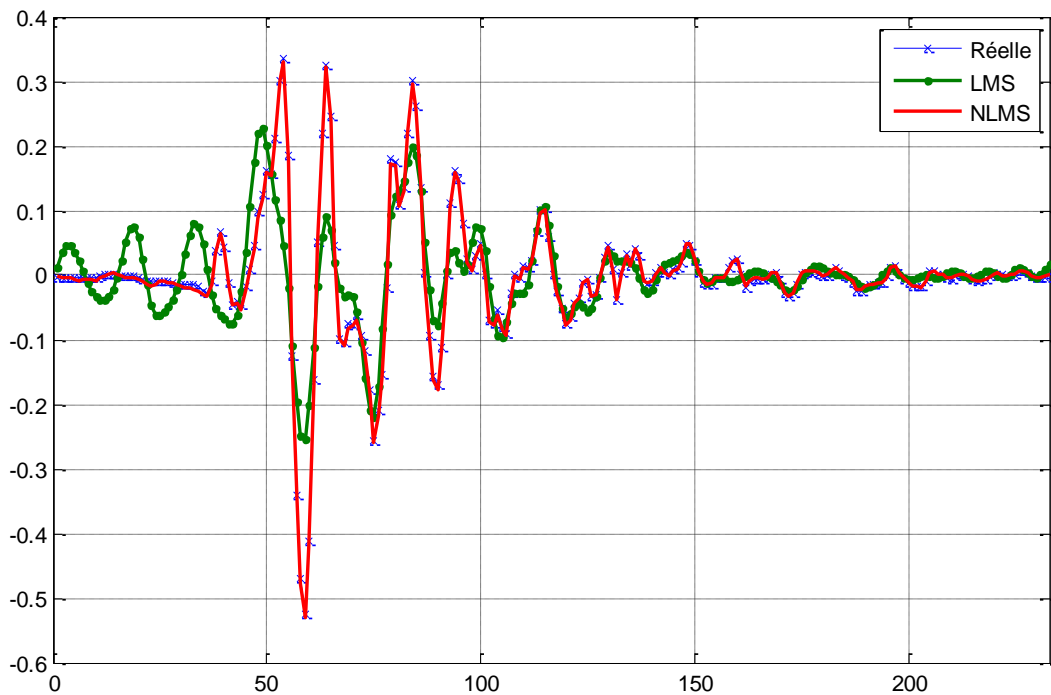


Figure III.14 : comparaison entre la réponse réelle et estimée de LMS et de NLMS

5. Avantages et inconvénients de chaque algorithme :

5.1. LMS

- Simplicité de calcul.
- Le pas d'adaptation constant.
- Une convergence lente avec un pas petit.
- Divergence avec un pas grand.
- Bonne capacité de poursuite.

5.2. NLMS

- Complexité de calcul.
- Rapidité de convergence.
- Le pas adaptatif (variable).
- Bonne capacité de poursuite.

Perspectives :

1. Utiliser d'autres algorithmes plus précis comme le FLMS
2. Utiliser les détecteurs double parole (RLS)
3. Implémentation par les DSP

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons mis en œuvre deux algorithmes de filtrage adaptatif appliqués aux annuleurs d'écho acoustique, l'objectif de cette mise en œuvre est d'évaluer les performances des deux algorithmes afin de les comparer.

Les résultats obtenus montrent que la majeure difficulté de l'algorithme LMS est dans le choix d'un pas d'adaptation convenable qui assure une bonne convergence tout en évitant sa divergence, ce problème est surmonté dans l'algorithme NLMS dont le pas d'adaptation est variable ce qui a un effet positif sur les résultats obtenus, l'algorithme NLMS est plus performant par rapport au LMS du point de vue vitesse de convergence et capacité de poursuite dans le cas de changement de la réponse impulsionnelle mais au détriment de la légère complexité de calcul.

Conclusion générale

C'est dans l'esprit et l'intérêt considérable touchant le domaine de rehaussement de la parole et l'amélioration de la qualité de communication dans les systèmes de communication mains libres que nous avons tenté de présenter ce travail ayant pour objectif l'annulation d'écho acoustique. Un annuleur d'écho acoustique se base essentiellement sur l'identification du chemin d'écho à travers un filtre adaptatif, le résultat de convolution avec le signal lointain est alors soustrait du signal à envoyer. Ce concept apparaît bien adapté dans quasi-totalité des cas et les annuleurs d'écho acoustique se basant sur le filtrage adaptatif sont devenus une partie intégrante dans ces systèmes de communication.

Dans ce travail nous avons mis en œuvre deux algorithmes de filtrage adaptatif afin de pouvoir comparer les performances notamment du point de vue vitesse de convergence, précision et complexité de calcul. Les résultats obtenus montrent que l'algorithme LMS présente un grand problème dans le choix du pas d'adaptation donc sa précision est relative à ce choix, contrairement à l'algorithme NLMS qui utilise un pas variable. Cette étude nous a montré également que le concepteur d'un filtre adaptatif doit choisir l'algorithme approprié qui assure un compromis entre les performances exigées et la complexité de calcul car on peut toujours améliorer les résultats en utilisant un autre algorithme comme le RLS mais au détriment de la complexité de calcul qui peut avoir un effet négatif quand on parle d'une application temps réel.

Le filtrage adaptatif pour l'annulation d'écho acoustique reste toujours un domaine vaste et important dans les communications mains libre et notre implication dans ce domaine a été bénéfique.

Ainsi ce projet représente le fruit de six mois de travail qui ont été très instructifs tant par le contenu scientifique abordé que par la méthodologie utilisée.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] ANDERSFhager and JEMAL M.Hussien, (Nonlinear Acoustic Echo Consellation For Mobile Phone: A praticalApproch), Linnaeus university, school of computer science, physics and mathematics, 2010.
- [2] ZELINSKI R, (A Microphone Array with Adaptive Post-Filtering for Noise Reduction in Reverberant Rooms), IEEE. Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP-88
- [3] R. BOITE, H. BOURLARD, T. DUTOIT, J. HANCQ, H. LEICH, [Traitements de la Parole](#), 2nd Edition, Presses Polytechniques Universitaires Romandes, Lausanne, 2000.
- [4] Cours ENSIMAG de Jim Cromley :
<http://www-prima.imag.imag.fr/Homepages/jlc/courses/courses.html> (visité janvier 2017)
- [5] <http://tcts.fp.ms.ac0be./cours/1005.08/speach/> (visité février 2017)
- [6] AZIZAYassamine, (Modélisation AR et ARMA de la parole pour une vérification robuste du locuteur dans un milieu bruité en mode dépendent tu texte), université de Ferhat ABBAS-Setif 1, mémoire de magister, 2013.
- [7] DUHAMEL Denis, (ACOUSTIQUE), 20 mars 2013.
- [8] TERRE Michel, (Traitement numérique du signal), Ecole nationale supérieure de techniques avancés, version 2011.
- [9] NGUYEN Hung Ngoc, DOWLATNIA Majid, AzharSARFRAZ, (Implementation of the LMS and NLMS algorithms for Acoustic Echo Cancellation in teleconference system using MATLAB, School of Mathematics and Systems Engineering, Vaxjo University, December 2009.
- [10] LACHACHI Nour-Eddine, (Codage paramétrique de la parole en vue de sa transmission sur internet), université d'Oran-ES-Senia, Faculté des sciences, Département d'informatique, mémoire de magister, 2006.
- [11] REBIFFIE Fabien, (Etude, implémentation et validation d'algorithmes d'annulation d'écho acoustique), Université de Sherbrooke, majeure de traitement du signal et télécommunication, Laboratoire de recherche sur la parole et l'audio, 2003.
- [12] SRINIVASAPRASATH R., (Implimentation of an acoustic echo conceller using MATLAB), University of South Florida, Scholar Commons, 2003.

BIBLIOGRAPHIE

- [13]DAASSI-GNABA Hela, (Annulation d'écho acoustique centralisée dans les réseaux radio mobile), université des Saint Pières, U.F.R de mathématiques et informatique, thèse de doctorat, 2006.
- [14]YKHLEF Farid, YKHLEF Fayçal, AITSAADI Hocine et GUESSOUM Abderrezak, (Annulation d'échoacoustique et suppression de bruit pour les communications mains-libres), 5th International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications, IEEE, 22-26, 2009 – TUNISIE.
- [15]ABOUCAKRA Robih, (Delay Estimation for Transform Domain Acoustique Echo Cancellation), Departement of Electical Engineering, Mc Gille university, Montreal, Canade, September 1997.
- [16]http://rainet.telecom-lille.fr/cenit/acoustique/s10/p05_acoustique_s10.htm (visité le 19/04/2017).
- [17]BENOIT Bechers, (Acoustique des salles : Etude Numérique et Expérimentale de L'aspect Temporel), université de Liège, faculté des sciences appliqués, 1997
- [18]RAVERA VINCENT, GERMAN Arnaud, (La Réverbération en Acoustique des Salles, mesure de l'aire effective d'absorption moyenne d'une personne), Université de Val Rose Nice Val rose, 2013.
- [19]BENOIT Bouchez, (Applications Audionumérique Des DSP), théorie et pratique du traitement numérique du son, 2ième édition, 2008
- [20]MERCIER Denis, NOLY Sébastien, OHL Jean-Luc, DUROVIC Pietr, LHEUREUX Tony, BERGEL Pablo, LEGRANR Henri, DRIESSECH Jacques Van den, CARMINATI Philippe, FLAGEOLLET William, ARINGOLI Jean Marc, (Le livre des techniques du son), Tome 3, 4ième édition, Dunod, Paris, 2013
- [21] Tomas Gansler, Jacob Benesty, Steven L. Gay, Double-Talk Detection Schemes for Acoustic Echo Cancellation. Dans, Steven L. Gay, Jacob Benesty. Acoustic signal processing for telecommunication, Kluwer international series in engineering and computer science; SECS 551, 2000.
- [22] MICHAUT François, BELLANGER Maurice, (Filtrage adaptatif : théorie et applications Volume 1, théorie et algorithmes), version 6 -26 Juin 2005

BIBLIOGRAPHIE

- [23] ABIDAT Zaki Nabil, (Conception d'un système anti-bruit pour des systèmes de ventilation: partie Software), IUP Génie Electrique et Informatique Industrielle, Science et technologie de Languedoc, Université de Montpellier II, 2006.
- [24] KONG-AIK Lee, WOON-SENG Gan, SEN M. Kuo, (Subband Adaptive Filtering, Theory and Implementation), John Wiley & Sons, Ltd, edition 1, 2009.
- [25] LOPEZ SANCHEZ Carlos, INIESTA NAVARO Ángel, (Digital Filtering vs DSP for Acoustic Echo and Noise Cancelling), Salzburg University of Applied Sciences and Technologies, June 2004
- [26] Lu Lu, (Implementation of Acoustic Echo Cancellation For PC Applications Using MATLAB), Master Thesis IMIT, LECS, Stockholm, 2007.
- [27] FERRARA EARL R.,(Fast Implimentation of LMS Adaptatif Filters), IEEE Transactions on acoustics, speech and signal processing, VOL.ASSP-28,NO.4,AUGUST 1980.
- [28] XIAOJIAN Lu, (Acoustic Echo Cancellation Over Nonlinear Channels), Department of Electrical and Computer Engineering, McGill University, Montreal, Canada, January 2004.
- [29] Constantin Paleologu, Jacob Benesty, Silviu Ciochinà, (Sparse Adaptive Filters for Echo Cancellation), SYNTHESIS LECTURES ON SPEECH AND AUDIO PROCESSING, A Publication in the Morgan & Claypool Publishers series, 2010 by Morgan & Claypool
- [30] YE Liang, (OPTIMAL ALGORITHMS FOR BLIND SOURCE SEPARATION-APPLICATION TO ACOUSTIC ECHO CANCELLATION-), A Dissertation Submitted For the Degree of M.Eng.Sci, Department of Electronic Engineering, National University Of Ireland, Maynooth, September 2010.
- [31] L. Steven Gay, M. Mohan Sondhi, BENESTY Jacob, GANDER Tomas, (DOUBLE-TALK ROBUST FAST CONVERGING ALGORITHMS FOR NETWORK ECHO CANCELLATION), IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics, New Paltz, New York, Oct. 17-20, 1999.
- [32] HAMZ'E ALAEDDINE, (Application de la transformée en nombres entiers à la conception d'algorithmes de faible complexité pour l'annulation d'échos acoustiques), thèse de doctorat de l'université de Bretagne occidentale, Mention Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication, Spécialité Traitement du Signal et des Images, École doctorale des Sciences de la Matière de l'Information et de la Santé Membre du Collège Doctoral de Bretagne Occidentale, Soutenue le 12 Juillet 2007.
- [33] HUTSON Michael,(ACOUSTIC ECHO CANCELLATION USING DIGITAL SIGNAL PROCESSING),Submitted for the degree of Bachelor of Engineering (Honours) in the division of

BIBLIOGRAPHIE

Electrical and Electronic Engineering, The School of Information Technology and Electrical Engineering, The University of Queensland, November 2003.