
الجمهورية الشعبية الديمقراطية الجزائرية
République Algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
البلدية سعد دحلب جامعة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA
كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie
قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Télécommunications
Spécialité Réseaux & Télécommunications

présenté par

BERRABAH randa

MOHAMED MAAMAR fadila

Filtre adaptatif IPNLMS à complexité réduite basé sur la mise à jour sélective de blocs de coefficients

Proposé par : Pr GUESSOUM Abderrezak

Année universitaire 2019/2020

Résumé

ملخص

مع تطور الاتصالات السلكية واللاسلكية ، أصبحت الحاجة إلى تحسين التقاط الصوت ، وبالتحديد ، تقليل الصدى الصوتي ذات أهمية متزايدة وعليه أصبحت التصفية ضرورية ومعقدة بشكل متزايد.

في هذه المذكرة، نحن مهتمون بمشكلة التعقيد الخوارزمي في تطبيق إلغاء الصدى الصوتي في أنظمة الهاتف اللاسلكي. نحن نعمل على تطوير خوارزمية تكيفية جديدة تعمل على إلغاء الصدى، تعتمد هذه الأخيرة على التحديث الانتقائي للمعاملات. تتمتع هذه الخوارزمية الجديدة بأداء جيد مقارنة بالخوارزمية الأساسية NLMS.

الكلمات الرئيسية: التصفية التكيفية ، تصفية الكتلة التكيفية ، تقليل التعقيد ، إلغاء الصدى الصوتي ، استجابة النبضات المنفردة.

Résumé

Avec le développement des télécommunications, le besoin d'améliorer la prise de son, notamment en réduisant la gêne due à l'écho acoustique, s'est fait de plus en plus important. Le filtrage devient nécessaire et de plus en plus complexe.

Dans ce mémoire de Master, nous nous sommes intéressés au problème de la complexité algorithmique dans l'application de l'annulation d'écho acoustique dans les systèmes de téléphoniques à mains-libres. Nous développons un nouvel algorithme adaptatif d'annulation d'écho basé sur la mise à jour sélective de blocs de coefficients. Ce nouvel algorithme possède de bonnes performances en comparaison avec l'algorithme de base du NLMS.

Mots clés : Filtrage adaptatif, filtrage adaptatif par bloc, complexité réduite, annulation d'écho acoustique, réponse impulsionnelle clairsemé.

Abstract

With the development of telecommunications, the need to improve sound pickup, particularly by reducing disturbance due to acoustic echo, has become increasingly important. Filtering becomes necessary and more and more complex.

In this Master thesis, we are interested in the problem of algorithmic complexity in the application of acoustic echo cancellation in hands-free telephone systems. We develop a new adaptive echo cancellation algorithm based on the selective updating of blocks of coefficients. This new algorithm has good performance compared to the basic NLMS algorithm.

Keywords: Adaptive filtering, block adaptive filtering, reduced complexity, acoustic echo cancellation, sparse impulse response.

Remerciements

Remerciements

Nous tenons, avant tout, à remercier ALLAH le tout puissant de nous avoir

Donné la volonté, la santé et la patience et de nous avoir

Aidé à surmonter toutes les dures

Épreuves et les moments difficiles pour aboutir à ce travail.

Nous adressons nos remerciements les plus profonds et les plus sincères au
Monsieur Guessoum ABDERREZAK Professeur au département d'électronique,

Université de Blida 1 pour m'avoir dirigé et guidé tout le long de ce travail,

Et pour la patience et la confiance, qu'il

Trouve ici le témoignage de ma profonde gratitude.

Nous exprimons nos profonds remerciements à toutes les personnes qu'il

Nous a transmis des informations, pour leur collaboration, et les personnes

Qui ont Accepté de répondre à nos questions

Et tous ceux qui ont contribué à la réalisation de travail.

Nous remercions très vivement les membres du jury pour l'honneur

Et l'intérêt qu'ils nous ont accordé en acceptant d'examiner et d'évaluer ce

Mémoire. Nous adressons nos remerciements les plus distingués

À nos familles pour toutes aides morales qu'elles nous ont

Accordées durant la préparation de ce travail.

الإهداء

الحمد لله على توفيقه وفضله . لإتمام هذا العمل المتواضع . ونسأله أن يتقبله منا وان يجعله خالصا لوجهه الكريم .

إلى من ربنتي وروتني من فيض حنانها . أعيها ندائي وسهرت الليالي من أجلي .

أمي العزيزة أطال الله في عمرها .

إلى من سعى من أجلي وكان حريصا على تعليمي وسهر الليالي من أجلي .
أبي العزيز أطال الله في عمره .

Dédicace

Toutes les lettres ne sauraient trouver les mots qu'il faut ... tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, l'amour, le respect, la reconnaissance. Aussi, c'est tout simplement que :

Je dédie ce modeste travail :

- A ma grande famille et particulièrement à mes **parents**, je vous aime tendrement aujourd'hui bien plus qu'hier et bien moins que demain ;
- A mes 3 frère et ma sœur Rania avec toute l'affection et que vos souhaits les plus fous se réalisent ;
- A chère grand-mère, mes oncles, mes tantes et tous les membres de la famille BERRABAH et CHERGUI , et à tous mes amis de master2 R&T (2020) ;
- Je vous dédie aujourd'hui ma réussite, Que Dieu, le miséricordieux, vous accueille dans son éternel paradis.

الإهداء

الحمد لله على توفيقه وفضله . لإتمام هذا العمل المتواضع . ونسأله أن يتقبله منا وان يجعله خالصا لوجهه الكريم .

إلى من ربنتي وروتني من فيض حنانها . أعيانها ندائي وسهرت الليالي من أجلي .

أمي العزيزة أطال الله في عمرها .

إلى من سعى من أجلي وكان حريصا على تعليمي وسهر الليالي من أجلي .
أبي العزيز أطال الله في عمره .

Dédicace

Toutes les lettres ne sauraient trouver les mots qu'il faut ... tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, l'amour, le respect, la reconnaissance. Aussi, c'est tout simplement que :

Je dédie ce modeste travail :

- A ma grande famille et particulièrement à mes **parents**, je vous aime tendrement aujourd'hui bien plus qu'hier et bien moins que demain ;
- A mes 2 frère et ma sœur Lydia avec toute l'affection et que vos souhaits les plus fous se réalisent ;
- A chère grand-mère, mes oncles, mes tantes et tous les membres de la famille M.MAMAR et YAHIA TEN, et à tous mes amis de master2 R&T (2020) ;
- Je vous dédie aujourd'hui ma réussite, Que Dieu, le miséricordieux, vous accueille dans son éternel paradis.

FADILA

Liste d'abréviation

Liste d'abréviations

- **AEC** :Acoustic Echo Cancellor.
- **AEC+NR** : Annulation d'écho acoustique + le réducteur de bruit
- **DAV**: Détection d'ActivitéVocale.
- **EQM** : Erreur Quadratique Moyenne.
- **GP-NLMS** : Gradient proportionnel –NLMS.
- **FIR** : Finite Impulse Response.
- **FRLS**:Fast recursive least-squares.
- **IP-NLMS** : improved P-NLMS
- **LMS** :Least-Mean-Square.
- **NLMS**: NormalizedLeast-Mean-Square.
- **PS** :Signal de puissance.
- **P-NLMS** : proportionnel -NLMS.
- **RIF** : Réponse Impulsionnelle Finie.
- **RII** : Réponse ImpulsionnelleInfinie
- **RLS** :Recursive least squares
- **RSB** :Le rapport signal sur bruit.
- **SM**: System Msimatch SM in dB.
- **TF** : La transformée de Fourier.
- **TFD** : La transformée de Fourier discret.
- **TFI** :La transformée inverse de Fourier
- **TZ** : La transformée en Z.
- **ERLE** :Echo Return Loss Enhancement

Liste des symboles

Liste des symboles

- \cdot^T Transposé d'une matrice ou d'un vecteur.
- \cdot^* Conjugué d'un vecteur, matrice, ou nombre complexe.
- \cdot^H Hermitien d'une matrice.
- $E[.]$ Espérance mathématique.
- w Réponse impulsionnelle du filtre.
- μ Pas d'adaptation.
- R Matrice de corrélation.
- r Vecteur d'inter-corrélation
- Σ La somme
- R_{xx} Auto-corrélation
- R_{xy} Inter-corrélation
- S_{ww} Densité spectrale

Liste des figures

Liste des figures

Figure.I.1	Signal à variation temporelle continu	04
Figure. I.2	Signal à variation temporelle discrète.....	05
Figure. I.3	Signal analogique.....	06
Figure. I.4	Signal numérique.....	06
Figure. I.5	Numérisation des signaux.....	06
Figure. I.6	Variation de pression acoustique avec le temps.....	12
Figure. I.7	Modèle simple de production de parole.....	15
Figure. I.8	Signal parole.....	15
Figure.I.9	La fonction d'autocorrélation d'un bruit blanc.....	18
Figure. I.10	La densité spectrale de puissance d'un bruit blanc.....	18
Figure. I.11	Signal bruit.....	19
Figure. II.1	Exemple de communication bidirectionnelle avec écho acoustique.....	23
Figure. II.2	Exemple de réponse impulsionnelle du canal acoustique.....	23
Figure.II.3	Les multiples trajectoires du son entre une source sonore et l'audite...26	
Figure. II.4	Echo gramme type d'une réponse impulsionnelle enregistrée dans une salle.....	27
Figure. II.5	Trajets acoustiques entre sources et récepteur.....	29
Figure. II.6	Structure de (AEC+NR).....	31
Figure. II.7	Structure de (AEC//NR).....	32
Figure. II.8	Principe de l'annulation d'écho acoustique.....	36
Figure.II.9	Structure complète d'un système d'annulation d'écho.....	38
Figure.II.10	Principe de l'annulation d'écho acoustique.....	38
Figure. II.11	Annulation de l'écho du locuteur proche.....	38
Figure. II.12	Annulation de l'écho du locuteur lointain	40
Figure.II.1	Principe d'un filtrage adaptatif	45

Liste des figures

Figure.III.2	Structure complète d'un système d'annulation d'écho acoustiq.....	46
Figure.III.3	Schéma général du filtrage Wiener.....	46
Figure.III.4	Schéma fonctionnel d'un annuleur adaptatif d'écho acoustique.....	58
Figure. IV.1	signal de parole avec son spectrogramme	65
Figure. IV.2	parole proche.....	66
Figure. IV.3	Reponse impulsionnelle clairsemée.....	66
Figure. IV.4	Signal désiré et son spectrogramme.....	67
Figure. IV.5	Identification entre le signal désiré et le signal parole.....	67
Figure. IV.6	Segmentation du signal de parole.....	69
Figure. IV.7	Identification entre le vrai filtre de la salle et les coefficients du filtre NLMS	71
Figure. IV.8	comparaison entre le vrai filtre de la salle et les coefficients du filtre NLMS	71
Figure. IV.9	Erreur quadratique moyenne de l'algorithme NIMS.....	72
Figure. IV.10	l'erreur mismatch sur les paramètres du filtre NLMS	72
Figure. IV.11	comparaison entre le vrai filtre de la salle et les coefficients du filtre IPNLMS	73
Figure. IV.12	l'erreur mismatch sur les paramètres de filtre IPNLMS	73
Figure. IV.13	Erreur quadratique moyenne d'algorithme IPNLMS	74
Figure. IV.14	l'erreur mismatch sur les paramètres du filtre IPNLMS avec sélection optimale des coefficients	74
Figure. IV.15	Erreur quadratique moyenne d'algorithme IPNLMS avec sélection optimale des coefficients	75
Figure. IV.16	comparaison entre le vrai filtre de la salle et les coefficients du filtre IPNLMS avec sélection optimale des coefficients	75
Figure. IV.17	Erreur quadratique moyenne d'algorithme proposé	76
Figure. IV.18	Comparaison entre le vrai filtre de la salle et les coefficients du filtre proposé.....	77
Figure. IV.19	l'erreur mismatch sur les paramètres du filtre proposé	77

Liste des figures

Figure. IV.20 Comparaison de l'erreur quadratique moyenne de quatre algorithmes NLMS, IPNLMS , IPNLMS avec sélection optimale des coefficients et le proposé .	78
Figure. IV.21 l'erreur mismatch sur les paramètres du filtre de quatre algorithmes NLMS, IPNLMS , IPNLMS avec sélection optimale des coefficients et le proposé.	78
Figure. IV.22 Réponse impulsionnelle clairsemé.....	79
Figure. IV.23 Erreur Quadratique Moyenne	79
Figure. IV.24 Système Mismatch	79
Figure. IV.25 Réponse impulsionnelle dispersive.....	80
Figure. IV.26 Erreur Quadratique Moyenne	80
Figure. IV.27 Système Mismatch	80
Figure. IV.28 Bruit usasi.....	81
Figure. IV.29 signal mélange.....	81
Figure. IV.30 Mse pour différents valeur du SNR	82
Figure. IV.31 Mse pour différents valeur de taille du filtre	83
Figure. IV.32 Mse pour différent nombre du bloc	84
Figure. IV.33 Erreur Quadratique Moyenne avec le DAV et un SNR=30 Db.....	85
Figure. IV.34 Identification entre le signal d'entrée et le signal récupéré après l'annulation d'écho.....	85

Liste des tableau

Liste des tableaux

Tableau I.1	Outils du traitement de signal.....	08
Tableau III.1	Complexité algorithmique	63
Tableau IV.1	Paramètre de simulation de l'algorithme proposé et NLMS classique.....	68

Table des matières

Table des matières

Introduction générale.....	01
-----------------------------------	-----------

Chapitre I

Généralités sur le traitement du signal

I.1 Introduction.....	03
I.2 Définitions de base du signal.....	03
I.3 Représentations des signaux	03
I.4 Classe des signaux.....	04
I.4.1 Caractères phénoménologique.....	04
I.4.2 Caractère énergétique	04
I.4.3 Caractèremorphologique.....	04
I.4.4 Caractère spectral	05
I.4.5 Caractère dimensionnel	05
I.4.6 Signal analogique	06
I.4.7 Signal numérique	06
I.5 Traitement de signal.....	07
I.5.1 Elaboration des signaux.....	07
I.5.2 Interprétation des signaux.....	07
I.6 Notion de système	08
I.7 Outils de traitement de signal	08
I.7.1 Série de Fourier	08
I.7.2 Transformé de Fourier (TF).....	09
I.7.3 Corrélation.....	10
I.7.4 Convolution.....	10
I.7.5 Transformé de Laplace	11
I.7.6 Transformé en Z (TZ).....	11
I.8 Définition d'un son.....	12
I.9 Fréquence de son	12

Table des matières

I.10	Classification des sons de paroles	13
I.10.1	Sons voisés (ou sonores)	13
I.10.2	Sons non voisés (ou sons sourds).....	13
I.10.3	Silence.....	14
I.11	Propriétés statistique de signal	14
I.12	Production de signal parole	14
I.13	Perception de la parole	16
I.14	Bruit	16
I.15	Différents type de bruit	16
I.15.1	Selon l'origine	16
I.15.1.1	Bruit aérien	17
I.15.1.2	Bruit particule.....	17
I.15.1.3	Bruit résidue.....	17
I.15.1.4	Bruit ambiale.....	17
I.15.1.5	Bruit de fond.....	17
I.15.2	Selon la couleur ou spectre.....	17
I.15.2.1	Bruit blanc	18
I.15.3	Bruit musical.....	19
I.16	Rapport signal sur bruit (RSB).....	19
I.17	L'écho dans les systèmes de télécommunication.....	20
I.18	Conclusion.....	20

Chapitre II Annulation d'écho acoustique

II.1	Introduction.....	22
II.2	L'écho dans le système des télécommunications.....	22
II.2.1	L'écho électrique.....	22
II.2.2	L'écho acoustique.....	22
II.3	Le traitement acoustique des salles.....	24
II.4	Notion de canal acoustique	24
II.4.1	Exemple de canaux acoustique.....	25
II.4.1.1	L'émission.....	25
II.4.1.2	La réception.....	25
II.4.1.3	Le bouclage acoustique.....	25
II.5	La réverbération.....	25
II.5.1	Origine de la réverbération.....	26

Table des matières

II.5.2	Temps de réverbération	28
II.5.3	La prise du son.....	28
II.5.4	La restitution du son.....	30
II.6	L'état de l'art.....	30
II.7	La gêne provoquée par l'écho.....	35
II.8	Principe de l'annulation d'écho acoustique.....	35
II.8.1	Annulation d'écho acoustique.....	37
II.8.2	L'annulation de son propre écho acoustique.....	38
II.8.3	Annulation de l'écho de son interlocuteur.....	38
II.8.4	Annulation adaptative d'écho acoustique.....	39
II.9	Conclusion	41

Chapitre III Algorithmes et filtrage adaptatifs

III.1	Introduction.....	43
III.2	Généralité.....	43
III.3	Filtrage numérique.....	44
III.4	Filtrage adaptatif.....	44
III.5	Principe d'un filtrage adaptatif	44
III.6	Rôle du filtre adaptatif.....	46
III.7	Filtrage de Wiener.....	46
III.8	Définition d'un algorithme.....	50
III.9	Le choix de l'algorithme.....	50
III.10	Algorithme du moindre carré moyen LMS.....	51
III.11	Dérivation et l'algorithme LMS.....	51
III.12	Algorithme de moindres carrés normalisés (NLMS).....	53
III.13	Dérivation de l'algorithme NLMS.....	53
III.14	Algorithmes NLMS proportionnés.....	55
III.14.1	Algorithme PNLMS.....	56
III.14.2	Algorithme PNLMS amélioré (IPNLMS).....	57
III.15	Les deux types de complexité.....	57
III.16	Structure d'annulateur d'écho.....	58
III.17	Critère optimal sélectif de mise à jour des coefficients.....	59
III.18	Algorithme de mise à jour du coefficient sélectif proposé.....	61

Table des matières

III.19	Conclusion	63
---------------	------------------	----

Chapitre IV Résultats de la simulation

IV .1	Introduction.....	65
IV .2	Les signaux utiles.....	65
IV.3	Paramètres utilisé dans les simulations.....	68
IV.4	Détection d'activité vocale (DAV).....	68
IV.5	Description des critères de performance.....	70
IV.6	La simulation par l'algorithme NLMS.....	71
IV.7	La simulation par l'algorithme IPNLMS.....	73
IV.8	Critère de sélection optimale de mise à jour des coefficients d'IPNLMS.....	74
IV.9	Les résultats de la simulation par le nouvel algorithme.....	76
IV.10	La simulation par différents valeur de SNR.....	80
IV.11	Effet de la taille du filtre.....	83
IV.12	Effet du nombre de blocs.....	83
IV.13	Détection d'activité vocale.....	84
IV.14	Conclusion.....	86
	Conclusion générale	87
	Bibliographie	88

Introduction générale

Introduction générale

Dernièrement, la communication vocale a vu un développement croissant dans différentes applications, telles que les communications mobiles, la téléconférence, la voix sur les réseaux IP, etc. Les communications mobiles sont devenues un moyen indispensable afin d'assurer une conversation vocale entre deux personnes distantes avec une qualité de communication (vocale) satisfaisante. Malheureusement, la qualité de la parole transmise est dégradée par la présence de l'écho, c'est-à-dire le signal de parole émis par un locuteur lointain est transmis vers un locuteur proche, mais une version retardée de ce signal distordue et réfléchi vers le locuteur lui-même.

Le filtrage adaptatif a été largement utilisé dans le domaine des communications numériques. Parmi ses applications, l'annulation d'écho acoustique, qui devient de plus en plus répandue dans les télécommunications. Plusieurs algorithmes de filtrage adaptatifs ont été proposés et étudiés pour surmonter les problèmes d'écho dans les réseaux mobiles, communication mains-libres et les systèmes audio et visioconférence.

De nos jours, avec la demande croissante de communications de meilleure qualité, l'augmentation de la longueur du filtre adaptatif, de dizaines à plusieurs centaines des milliers, fait que les algorithmes d'adaptation classiques rencontrent de nouveaux défis :

- Premièrement la vitesse de convergence des algorithmes adaptatifs est fortement dégradée, car leur vitesse de convergence est inversement proportionnelle à la longueur du filtre adaptatif.
- Deuxièmement, le point qui nous intéresse et que nous aborderons dans ce PFE, est « la complexité informatique des algorithmes adaptatifs. Cette dernière est considérablement augmentée, car elle est généralement en fonction de la longueur du filtre adaptative.

Introduction générale

- Troisièmement, la qualité de convergence du filtre adaptatif est dégradée (erreur). De nombreux efforts ont été déployés pour trouver de nouveaux algorithmes adaptatifs permettant de résoudre ces problèmes.

Récemment, les chercheurs trouvent que la plupart des réponses impulsionnelles longues sont de nature clairsemée (sparse). Dans ce mémoire nous exploitons la rareté de la réponse impulsionnelle de la trajectoire d'écho pour une mise à jour partielle sélective. C'est essentiellement une méthode de sélection des données pour réduire la complexité du calcul et améliorer la convergence. Pour cela notre travail sera présenté comme suit :

- Le premier chapitre présente les notions de base sur le traitement du signal et les généralités sur la parole, le bruit et l'écho.
- Le deuxième chapitre traite la gènese de l'écho, les différents types d'écho et le principe d'annulation d'écho.
- Le troisième chapitre est consacré à la notion du filtrage adaptatif, son principe et ses applications, les algorithmes adaptatifs LMS, NLMS, PNLMS, IPNLMS et l'algorithme nouveau proposé.
- Le quatrième chapitre est réservé pour les résultats de simulation de l'algorithme proposé, ainsi que la comparaison de ce dernier avec l'algorithme NLMS et IPNLMS. On traite plusieurs critères de performance.
- Enfin, notre mémoire sera terminé par une conclusion générale.

Nous souhaitons que notre modeste travail se réalise dans le cadre des projets de fin d'étude de Master en Télécommunication et contribue à introduire les futurs étudiants dans ce vaste domaine de recherches.

Chapitre I

Généralités sur le traitement Du signal

I.1 Introduction

La connaissance du signal et le décodage de l'information qu'il transporte est le résultat attendu de tout électronicien ou informaticien .c'est pour cette raison qu'on procède a toute une chaine de traitement ,théorique du signal afin de comprendre les différents états d'un signal et les outils nécessaires à son exploitation .cette partie conduit donc à une meilleure connaissance des techniques de traitement de signal , permettant de résoudre des problèmes de mesure ou d'instrumentation.

Partie 1 : Notion de base sur le traitement du signal

I.2 Définition d'un signal

Le mot signal vient du latin Signum qui veut dire une variation d'une grandeur physique de nature quelconque porteuse d'information .la notion de signal est intimement liée à celle d'information.

Un signal est donc la représentation physique d'une information à transmettre ou une entité qui sert à véhiculer l'information .d'autre façon c'est le support de l'information transmise de sa source a sa destination ,bien que les signaux les plus couramment utilisés soient les signaux électrique (courant ,tension...) qui sont le plus souvent des traduction de signaux physique (acoustique...).

I.3 Représentations des signaux

Pour faciliter l'étude des signaux, différents modes de représentation peuvent être envisagés :

- Représentation temporelle des signaux.
- Représentation spectrale.
- Caractéristique morphologique (signal continu ou discret).

I.4 Classe des signaux

On peut classer les signaux selon différentes approches, ce qui induit des recouvrements entre les classes ainsi définies.

I.4.1 Caractère phénoménologique

Classant les signaux déterministes (certains) et aléatoires.

- ❖ Un signal Certain s'il peut être décrit par un modèle mathématique (sinusoïde).
- ❖ Un signal aléatoire si son évolution est imprévisible et ne peut être décrit que par des grandeurs et méthodes statistique.

I.4.2 Caractère énergétique

Qui répartit les signaux par énergie (finie ou non finie) ou par puissance moyenne (p).

- ❖ Si l'énergie d'un signal réel $x(t)$ est finie, alors le signal est dit d'énergie finie et alors la puissance (p) =0.
- ❖ Si (p) est finie non nul, le signal est dit de puissance finie.

I.4.3 Caractère morphologique

Précisant les signaux continus et discrets.

- ❖ Les signaux à variation continue : ce sont des fonctions d'une ou plusieurs variables continues (définies dans un espace continu, (voire la **figure I.1**).

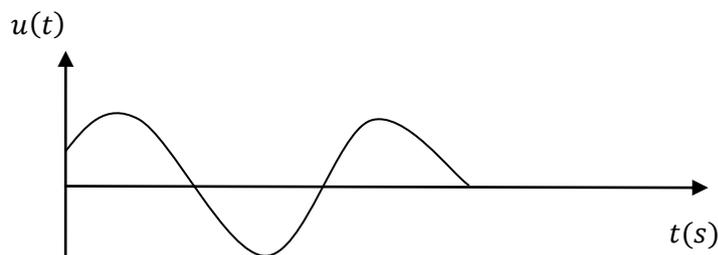


Figure.I.1 Signal à variation temporelle continu.

- ❖ Les signaux à variation discret sont des fonctions d'une ou plusieurs variables discrètes (définies pour certaines valeurs seulement et non pour une continuité de valeur) (voire la **figureI.2**).

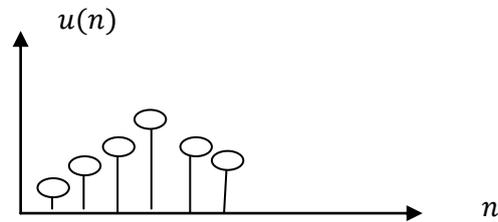


Figure. I.2 Signal à variation temporelle discrète.

I.4.4 Caractère spectral

L'analyse spectrale d'un signal (ou la répartition énergétique en fonction de la Fréquence conduit à une classification comme suit :

- ❖ Signaux à base fréquences
- ❖ Signaux à hautes fréquences
- ❖ Signaux à bande étroite
- ❖ Signaux à large bande.

La largeur de bande B d'un signale le domaine principale des fréquences occupé par son spectre x.

I.4.5 Caractère dimensionnel

Des signaux qui détaillent les signaux monodimensionnels, bidimensionnels...

- ❖ Quand la variation du signal ne dépend que d'une variable, on parlera de signal unidimensionnel .
- ❖ Une 2^{ème} variable s'ajoute à celle du signal unidimensionnel pour avoir un signal 2D par exemple l'image.

Les signaux peuvent être répartis en deux classes analogique et numérique :

I.4.6 Signal analogique

Ce sont des signaux à temps continu, c'est-à-dire définis pour toute valeur de t . On s'appuie sur les modèles mathématiques pour les décrire. L'allure de la fonction peut présenter des sauts. (**Figure I.3**)

I.4.7 Signal numérique

Un signal est dit numérique s'il est discontinu c'est-à-dire lorsqu'il ne peut prendre qu'un nombre fini de valeurs à des instants précis pour des raisons de simplicité, de précision, de stockage d'information. (**Figure I.4**)

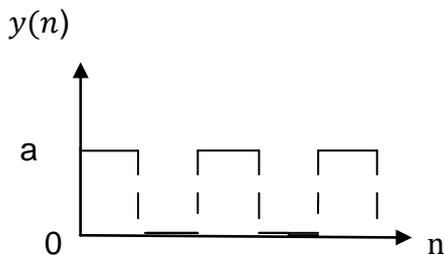


Figure.I.4 Signal numérique.

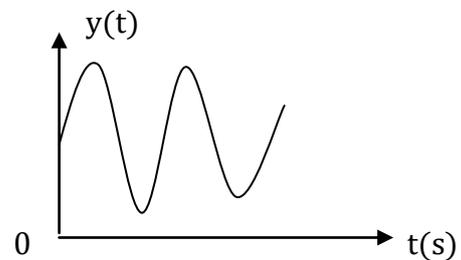


Figure.I.3 Signal analogique.

Un signal numérique est obtenu par la conversion d'un signal analogique par les opérations qui sont représentées dans la **Figure I.5**.

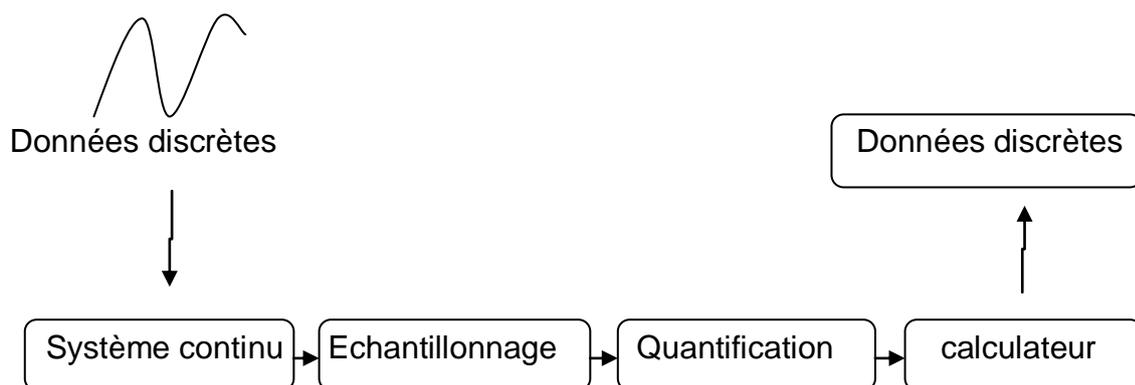


Figure. I.5 Numérisation des signaux.

Donc la conversion analogique numérique est la succession de trois effets sur le signal analogique

- ✓ Echantillonnage : Consiste à représenter un signal analogique $x(t)$ par un ensemble de valeur discrète (nT_e) , avec (n) entier et T_e Période d'échantillonnage
- ✓ La quantification : La quantification d'un signal est l'approximation de chaque valeur de ce signal par un multiple entier d'une quantité élémentaire q , appelée « pas de quantification »,c'est-à-dire associer à chaque échantillon une valeur .
- ✓ Le codage : Consiste à associer à un ensemble de valeurs discrètes un code composé d'élément binaire.

I.5 Traitement du signal

Traitement du signal est une science qui analyse et interprète les informations, d'autre façon c'est l'ensemble des méthodes et des algorithmes qui permet d'élaborer ou d'interpréter les signaux porteurs d'information, plus précisément [1]:

I.5.1 Elaboration des signaux

- **Codage** : traduction en code binaire (quantification), etc.
- **Modulation, changement de fréquence Moyen** : permettant d'adapter un signal aux Caractéristiques fréquentielles d'une voie de transmission.
- **Synthèse** : Création de signaux de forme appropriée en procédant par exemple à une combinaison de signaux élémentaires.

I.5.2 Interprétation des signaux

- **Filtrage** : Élimination de certaines composantes indésirables.
- **Détection** : extraction du signal d'un bruit de fond (corrélation).
- **Identification** : Classement d'un signal dans des catégories préalablement définies.
- **Analyse** : Isolement des composantes essentielles ou utiles d'un signal de forme complexe (transformée de Fourier).

- **Mesure** : Estimation d'une grandeur caractéristique d'un signal avec un certain degré de confiance (valeur moyenne, etc.).

I.6 Notion de système

Un système est défini comme un opérateur ou une transformation qui modifie une séquence d'entrée $x[n]$ en une séquence de sortie $y[n]$, si les signaux traités par ce système sont analogique donc le système est dit analogique sinon c'est un système numérique.

I.7 Outils du traitement du signal

Pour traiter un signal, on doit tenir compte de sa nature selon les classements cités précédemment et les domaines d'opération. Ainsi on peut citer les outils nécessaires dans le tableau ci-dessous :

Domaine continu	Domaine discret
Série de Fourier	Série de Fourier discret
Transformée de Fourier	Transformée de Fourier en temps discret, Transformée de Fourier discret
Convolution	Convolution
Corrélation	Corrélation
Transformée de Laplace	Transformée en Z

Tableau.I.1 Outils du traitement de signal

I.7.1 Série de Fourier

La représentation la plus utilisée est la décomposition en série de Fourier qui consiste à décomposer un signal périodique de fréquence f_0 en une somme infinie de signaux sinusoïdaux de fréquence multiples de f_0 qu'on appelle « les harmoniques ».

Soit $f(t)$ une fonction périodique de période T_0 , La série de Fourier de $f(t)$ est :

$$X(t) = a_0 + \sum_{n \geq 1} a_n \cos(2\pi n f t) + b_n \sin 2\pi n f t \quad (1.1)$$

Les coefficients de Fourier trigonométriques sont définis par les formules :

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} f(t) dt \quad (1.2)$$

$$a_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} f(t) \cos(2\pi nft) dt \quad (1.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} f(t) \sin(2\pi nft) dt \quad (1.4)$$

La 2^{ème} Forme de la série de Fourier est donnée par :

$$\sum_{n \in \mathbb{Z}} c(n) e^{i2\pi nft} \quad (1.5)$$

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} f(t) e^{-i2\pi nft} dt \quad (1.6)$$

I.7.2 Transformée de Fourier (TF)

Elle a pour but de passer à la représentation dans le domaine fréquentiel, qu'on appelle communément spectre du signal. Cette représentation permet de voir le niveau de chaque composante harmonique constituant le signal.

- La transformée de Fourier de la fonction $x(t)$ (fonction continue) est donnée par :

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-i\omega t} dt \quad (1.7)$$

- La transformée inverse de Fourier (**TFI**) est donnée par :

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (1.8)$$

- La transformée de Fourier discret (**TFD**) est donnée par :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-i2\pi \frac{k}{L} n} \quad (1.9)$$

- La TFD inverse est donnée par :

$$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{L-1} X(k) e^{i2\pi \frac{k}{L} n} \quad (1.10)$$

N : Nombre de points temporel.

n : Variation temporel.

k : Variation fréquentielle.

L : Variation fréquentielle

$1/L$: Le pas fréquentielle

I.7.3 Corrélation

La corrélation est une opération mathématique qui permet de mesurer la ressemblance entre deux phénomènes (signaux).

- **Auto corrélation** : elle mesure la ressemblance entre le signal et lui-même

$$R_{XX}(k) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) \cdot x^*(n - k) \quad (1.11)$$

Où $x(n)$ est un signal discret

$$R_{XX}(\tau) = \int_{t=-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot x^*(t - \tau) dt \quad (1.12)$$

Où $x(t)$ est un signal continu

- **Inter-Corrélation** : Elle permet la mesure de la ressemblance entre deux phénomènes différant (2 signaux différant).

$$R_{XY}(k) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) \cdot y^*(n - k) \quad (1.13)$$

Où $x(n)$ et $y(n)$ sont deux signaux discrets.

$$R_{XY}(\tau) = \int_{t=-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot y^*(t - \tau) dt \quad (1.14)$$

Où $x(n)$ et $y(n)$ sont deux signaux continus

I.7.4 Convolution

Le produit de convolution de deux signaux, est donnée par :

1 / $x(n)$ et $y(n)$ deux signaux discrètes

$$Z(n) = x(n) * y(n) = \sum_{\tau=-\infty}^{+\infty} x(\tau) \cdot y(n - \tau) \quad (1.15)$$

2/ $x(t)$ et $y(t)$ deux signaux continu

$$Z(t) = x(t) * y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \cdot y(t - \tau) dt \quad (1.16)$$

I.7.5 Transformée de Laplace

Soit un système régi par des équations différentielles. Il existe un outil qui permet de ramener l'étude de comportement de ce système, à la résolution d'un système algébrique. Cet outil adapté à l'étude des systèmes asservis est la transformation de Laplace.

Soit $f(t)$ une fonction causale et continue par morceaux définie sur \mathbb{R} , la transformée de Laplace de la fonction f est définie par la relation suivante :

$$F(t) \rightarrow F(p) = \int_{n=0}^{+\infty} f(t) e^{-tp} dt \quad (1.17)$$

- $F(p)$ existe si l'intégrale a un sens et converge.

I.7.6 Transformée en Z (TZ)

La TZ est un outil mathématique développé pour le traitement des signaux et le système discret, elle joue le même rôle que la transformée de Laplace dans le cas des signaux continus. On définit la transformée en Z par :

$$Z[x_n](z) = \sum_{n=0}^{+\infty} x_n z^{-n} \quad (1.18)$$

Remarque : La TZ est une série, elle existe si cette série est convergente.

Partie 2 : Généralité sur la parole, bruit et l'écho

La parole est un signal réel, continu, d'énergie finie et non stationnaire. Sa structure est complexe et variable avec le temps.

Deux limitations fondamentales méritent d'être prises en compte : les limitations du système auditif et celles du système vocal chez l'être humain.

Le système auditif humain est surtout sensible dans une gamme de fréquence située entre **800 Hz à 8.000 Hz**, les limites extrêmes sont respectivement **20** et **20.000 Hz**. Par contre, le système vocal est encore plus limité, en résumé, pour des

sons vocaliques à des fréquences au-dessus de **4 kHz**, les hautes fréquences sont plus de 40 dB en dessous du sommet du spectre.

I.8 Définition d'un son

Le son résulte de la vibration des molécules du milieu (gaz, solide ou liquide) ou il se propage. Dans l'air il se traduit par des fluctuations de pression autour de la pression atmosphérique.

Ces variations de pression engendrées par le passage de son sont très faibles, si on les compare à la pression atmosphérique : ainsi, des variations de l'ordre de 10 pascals correspondante déjà a des sons très fort intensité, alors que la pression atmosphérique avoisine les 1000 hPa (100.000 pascals) [2].

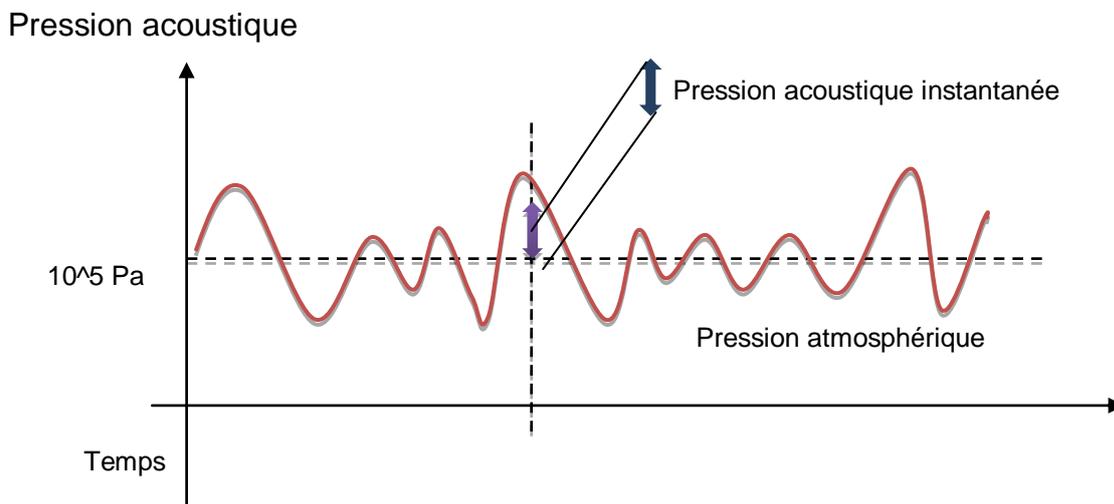


Figure.I.6 Variation de pression acoustique avec le temps.

I.9 Fréquence de son

La plupart des sons sont composés de plusieurs fréquences. En particulier, les sons agréables produits par certains instruments de musique sont composés de fréquences multiples de la fréquence fondamentale. On parle de fréquences harmoniques. Par exemple, un violon de fréquence fondamentale 440 Hz émettra également les fréquences 880 Hz, 1320 Hz, 176 Hz, etc.....

L'oreille humaine ne peut généralement percevoir que les sons de fréquences comprises entre **20 Hz et 20.000 Hz**. Cette perception dépend de l'âge de l'individu

et de son exposition au bruit (notamment sur son lieu de travail). plus la fréquence est basse (élevée), plus le son est grave (aigu).

On appelle la fréquence fondamentale la vibration sinusoïdal la plus lente d'un signal complexe.

On appelle les fréquences harmoniques les vibrations sinusoïdales complémentaires produite simultanément avec la fondamentale.

Lorsque l'on double la fréquence fondamentale d'un son, nous entendons la même note, mais une octave plus haute [2].

I.10 Classification des sons de la parole

La parole se distingue par sa complexité, due à des modes de production variables, Engendrant des signaux fortement non-stationnaires. Cependant, du fait de l'inertie des muscles de l'appareil phonatoire, le signal vocal ne peut être considéré comme quasi-stationnaire que sur des intervalles de temps de durée limitée. Les sons de la parole peuvent être classés, de manière un peu sommaire, en trois catégories [3] :

I.10.1 Sons voisés (ou sons sonores)

Les sons Voisés sont des signaux quasi-périodiques très riches en harmoniques d'une fréquence fondamentale, appelée **pitch**. Ce qui leur donne un caractère assez facilement prévisible. Ils sont de forte énergie, résultent de l'excitation du conduit vocal par des impulsions périodiques de pression liées aux oscillations des cordes Vocales. À chaque impulsion la glotte s'ouvre brusquement et libère la pression accumulée en amont puis elle se referme plus graduellement.

I.10.2 Sons non-voisés (ou sons sourds)

Les sons non-voisés sont des signaux qui ne présentent pas de structure périodique. Ils ont les caractéristiques spectrales d'un bruit légèrement corrélé. Beaucoup moins énergétiques que les sons voisés, résultent quant à eux de l'écoulement libre de l'air par la glotte qui reste ouverte. Le chuchotement est un

mode de phonation particulier car la glotte reste ouverte en permanence, il n'y a donc pas la production de sons voisés pendant le chuchotement.

I.10.3 Silence

Les silences sont tout simplement des intervalles où le signal utile est absent. En pratique il s'agit de bruits, d'origines diverses, d'énergie négligeable devant celle du signal utile.

Il est important de remarquer que le signal vocal n'est pas stationnaire, son évolution suit les déformations du conduit vocal. Ces déformations sont suffisamment lentes pour que le signal vocal puisse être considéré comme stationnaire sur des périodes allant de 20 à 40 ms. On considère donc ce signal comme quasi-stationnaire sur tels intervalles ce qui motive le choix de traitement par trames (de 20 à 40 ms) du signal vocal pour de nombreuses applications, notamment pour la réduction de bruit et le codage de la parole.

I.11 Propriétés statistique du signal de parole

À court terme, le signal vocal peut être considéré comme la réalisation particulière d'un processus aléatoire non-stationnaire. Les statistiques moyennes doivent être estimées à long terme (au moins plusieurs secondes) et moyennées pour plusieurs locuteurs afin d'être fiables. Le signal de parole étant quasi-stationnaire on peut aussi définir des statistiques à court terme sur la durée d'une trame. Ces deux types de statistiques sont couramment utilisés dans les techniques de réduction de bruit. La parole est 70 % du temps (pseudo-périodique), le bruit ou silence le reste du temps. On peut avoir un signal de la parole à large bande (il remplit toute la largeur de bande) ou à bande limitée (0-8000 Hz essentiellement).

I.12 Production du signal de parole

Le signal de parole est le résultat de l'excitation du conduit vocal par un train d'impulsions ou un bruit blanc donnant lieu respectivement aux sons voisés et non voisés.

Dans le cas des sons voisés, l'excitation est une vibration périodique des cordes vocales suite à la pression exercée par l'air provenant de l'appareil respiratoire.

Ce mouvement vibratoire correspond à une succession de cycles d'ouverture et de fermeture de la glotte. Le nombre de ces cycles par seconde correspond à la fréquence fondamentale F_0 . Quant aux signaux non-voisés, l'air passe librement à travers la glotte (du moins pas dans tout le conduit vocal) sans provoquer de vibration des cordes vocales [4].

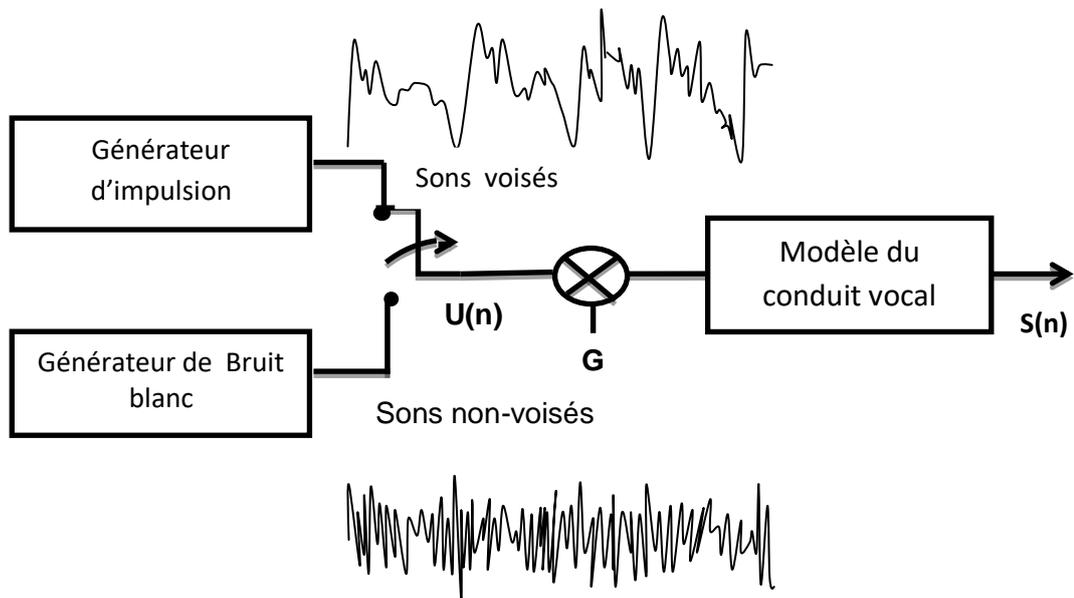


Figure. I.7 Modèle simple de production de parole [5] .

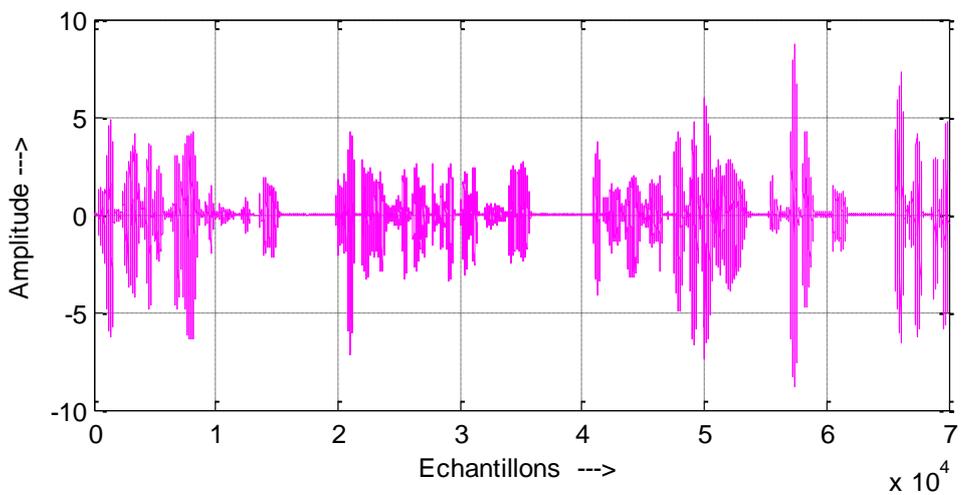


Figure.I.8 Signal parole.

I.13 Perception de la parole

La perception de la parole est le processus par lequel les humains sont capables d'interpréter et de comprendre les sons utilisés dans le langage. L'étude de la perception de la parole est reliée aux champs de la phonétique, de phonologie en linguistique, de psychologie cognitive et de perception en psychologie. Les recherches dans ce domaine essaient de comprendre comment les auditeurs humains reconnaissent les phonèmes (sons de la parole) ou autres sons tels que la syllabe ou les rimes, et utilisent cette information pour comprendre le langage parlé. Ces recherches ont des applications dans la construction de systèmes informatiques qui puissent reconnaître la parole. [4].

I.14 Bruit

Vient du latin populaire *brugere*, braire et rugir, rugir. Se définit comme un ensemble de vibrations très différentes, non harmonique. Il correspond à tout phénomène perturbateur gênant la transmission ou l'interprétation d'un signal. On peut également définir le bruit comme un son indésirable, désagréable. Il peut être de deux origines :

- **Externe au système** : c'est le cas des perturbations électromagnétiques (50Hz phénomène d'antenne, de diaphonie...), il est toujours possible de minimiser leur effet par des blindages appropriés ou des filtrages appropriés.
- **Interne au système** : ce bruit est généré par les composants eux-mêmes. Il ne peut être éliminé.

Les différentes composantes d'un bruit peuvent être groupées par fréquences :

On obtient ainsi le spectre du bruit. Ainsi on peut grouper les fréquences par intervalles de fréquences de même largeur (1 Hz ou 10 Hz, par exemple) ou non (analyse de bruit par octave ou par tiers d'octave). [6].

I.15 Différents types de bruit

I.15.1 Selon l'origine

Les bruits produits dans (et autour) des installations sont classés en fonction de leur principe et production :

I.15.1.1 Bruit aérien

Ce sont dont l'énergie créée est rayonnée directement dans l'aire environnant la source .la conversation, le haut-parleur, les appareils électroménagers et les véhicules sont considérés comme des sources de bruits aériens pour ce qui concerne l'énergie rayonner directement dans l'air.

I.15.1.2 Bruit particulier

Bruit produit par une source sonore générant une gêne dans l'environnement, ou composant de bruit ambiant peuvent être identifiée spécifiquement et que l'on distingue du bruit ambiant.

I.15.1.3 Bruit résiduel

Niveau sonore en l'absence du bruit particulier, le bruit résiduel peut être le niveau sonore mesuré lorsque la machine est à l'arrêt.

I.15.1.4 Bruit ambiant

Le bruit ambiant est la somme du bruit résiduel et du bruit particulier émis par la source. Il est composé de l'ensemble des bruits émis par toutes les sources proches et éloignées [7].

I.15.1.5 Bruit de fond

Le bruit de fond est le bruit total existant en un point pendant une certain durée. Il contient l'ensemble des sons émis par les sources sonores qui influent au point de mesure, conversation, les bruits de ventilation, les bruit de machines Ou d'équipements, les sons provenant des couloirs, des autres pièces ou des bruits de circulation, etc.....

I.15.2 Selon la couleur ou spectre

Si nous referons à la lumière blanche, elle est composée de radiations de toutes longueurs d'onde entre 400 et 800 nm.

Lorsque la lumière contient davantage de radiation d'une certaine longueur d'onde, elle est coloré devient rouge si elle contient des grandes longueurs d'onde (Fréquence basse) ou bleu si elle contient des radiations de longueur d'onde basse (fréquence élevées) [8].

De la même façon et par analogie avec la lumière, lorsque un bruit traverse un filtre, certaines composantes sont atténuées .le spectre n'est donc plus constant en on dit que le bruit est coloré.

- ✓ Si les basses fréquences prédominant, on a un bruit rose.
- ✓ Si les fréquences élevées prédominant, on a un bruit bleu

I.15.2.1 Bruit blanc

Le bruit blanc est tel que la densité spectrale d'énergie est constante sur toute la gamme de fréquences audibles (de 20 à 20 000 Hz), quelques soit f :

$$S_{WW}(f) = \sigma_b^2 \tag{1.19}$$

Ce qui signifie que toutes les fréquences présentes avec la même intensité .ce bruit ressemble à celui qui est produit par une chute d'eau à fort débit.

La fonction d'autocorrélation d'un bruit blanc est une impulsion de Dirac représentée dans la figure (I.9) .En effet, par transformée de Fourier inverse, on a :

$$S_{WW}(f) = \sigma_b^2 \leftrightarrow R_{WW}(\tau) = \sigma_b^2 \delta(\tau) \tag{1.20}$$

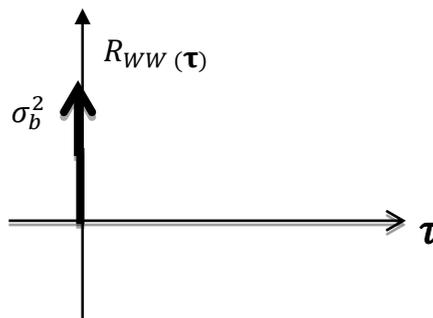
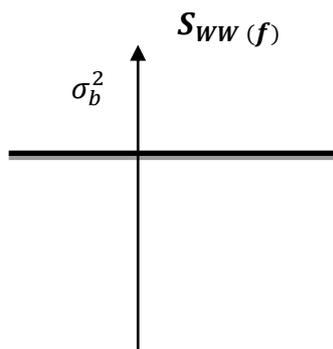


Figure .I.9 La fonction d'auto corrélation d'un bruit blanc.



f

Figure .I.10 La densité spectrale de puissance d'un bruit blanc.

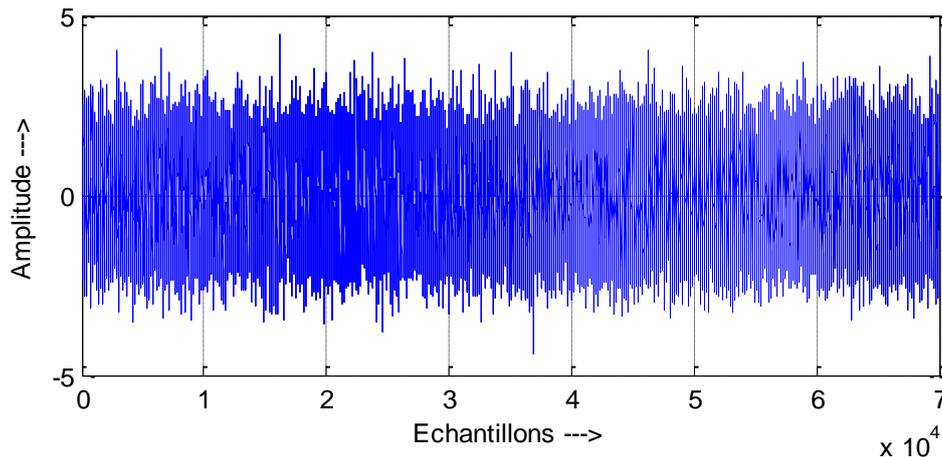


Figure. I.11 Signal bruit.

I.15.3 Bruit musical

Le bruit musical est un bruit résiduel perceptuellement gênant qui apparaît suite au débruitage de la parole par des algorithmes d'atténuation spectrale à court terme tels que la soustraction spectrale ou filtrage de Wiener. Le spectre de bruit musical est d'où le caractère musical. Son énergie moyenne est plus faible que celle de bruit initial [9].

I.16 Rapport signal sur bruit (RSB)

Le rapport signal sur bruit (RSB) mesure la quantité de bruit contenue dans le signal. Il s'exprime par le rapport des puissances du signal (P_s) et de bruit (P_b). Il est souvent donné en décibels (dB).

On mesure la nuisance du bruit qui affecte le canal en évaluant le rapport de signal sur bruit. Considérons le signal $m(t) = s(t) + b(t)$. Si l'on suppose que le bruit $b(t)$ est de valeur moyenne nulle et non corrélé avec le signal $s(t)$, on peut écrire [10] :

$$E [m^2(t)] = E [s^2(t)] + E [b^2(t)] \quad (1.21)$$

Le rapport signal sur bruit est simplement le rapport entre valeur efficace du signal et valeur efficace du bruit exprimé en dB.

$$(RSB) = 10 \log \left(\frac{\text{puissance de signal}}{\text{puissance de bruit}} \right) = 10 \log \left(\frac{E[s^2(t)]}{E[b^2(t)]} \right) \quad (1.22)$$

I.17 L'écho dans les systèmes de télécommunication

L'écho, qu'il soit électrique ou acoustique, a des origines différentes. L'écho peut être caractérisé par la réponse impulsionnelle associée à son trajet entre le point d'émission et d'observation. Cette réponse est très sensible et peut varier rapidement d'un instant à un autre en fonction du type d'écho.

Le phénomène d'écho est la réverbération du signal à l'émission (signal parole). L'écho est la répétition d'un signal dû à la réflexion à partir des points où les caractéristiques du milieu à travers lequel l'onde se propage changent. Il est utilement employé dans les sonar et les radars pour la détection et à des fins d'exploration. Dans le système des télécommunications on trouve deux types d'écho, électrique et acoustique.[11].

I.18 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans une première partie les notions de base du traitement du signal, l'étude théorique nous a conduits à tenir compte des cas possible que peut subir la variation d'un signal. Et dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté la parole, les différents types de bruit, et l'écho dans les systèmes de télécommunication.

Dans le prochain chapitre nous allons présenter l'annulation d'écho acoustique.

Chapitre II

Les principes d'annulation acoustique

II.1 Introduction

Dans les systèmes de communications mains-libres et de conférence (téléconférence, conférence de bureau,...), on a toujours besoin des annuleurs d'écho pour réduire l'écho qui résulte du couplage acoustique entre le haut-parleur et le microphone. L'annulation d'écho acoustique (AEA) améliore grandement la qualité audio.

Ce deuxième chapitre a pour but de donner des notions générales sur l'écho acoustique et sur les techniques pour l'éliminer.

II.2 L'écho dans le système des télécommunications

L'écho, qu'il soit électrique ou acoustique, a des origines différentes qu'il est nécessaire de clarifier et de souligner. Quelles que soient ces origines, l'écho peut être caractérisé par la réponse impulsionnelle associée à son trajet entre le point d'émission et d'observation. Cette réponse est très sensible et peut varier rapidement d'un instant à un autre en fonction du type d'écho. [12].

II.2.1 L'écho électrique

Le réseau de télécommunications longue distance, internationale par exemple, est constitué de deux types de liaison téléphonique, liaison téléphonique "à deux fils" et liaison téléphonique "à quatre fils". Le passage d'une liaison deux fils à une liaison quatre fils a pour effet de générer un écho dit électrique. Ceci est dû à la désadaptation entre l'impédance présentée par le combiné téléphonique et l'impédance du canal de transmission. Nous retiendrons en outre que le problème de l'écho électrique est classiquement résolu à l'aide d'un annulateur d'écho utilisant des algorithmes du type gradient stochastique plus spécifiques. [13]

II.2.2 L'écho acoustique

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que l'écho électrique est provoqué par le réseau de télécommunications, ce qui n'est pas le cas pour l'écho acoustique. L'origine de l'écho acoustique provient de l'utilisation de nouveaux systèmes de télécommunications dits "mains libres". Au début des télécommunications, l'utilisateur était obligé de coller son oreille à un combiné pour entendre son interlocuteur distant. Aujourd'hui, les nouveaux systèmes de télécommunications permettent la liberté de mouvement du locuteur en restituant le son de l'interlocuteur sur un haut-parleur figure(**II.1**).

Le couplage acoustique, généré par l'utilisation de tels système de télécommunication mains libres, provoque certains effets indésirables comme le phénomène de l'écho acoustique ou encore l'instabilité de la boucle de communication [14]. D'autre façon L'écho acoustique est provoquée par la transmission du signal émis par le haut-parleur et reçu par le microphone figure (II.1) .

Cette transmission est composée d'un trajet direct et de Multiples réflexions captées par le microphone, et a pour conséquence de renvoyer vers le locuteur qui a prononcé la parole dans une salle distante son propre signal. C'est donc la propagation acoustique d'une onde sonore à l'intérieur d'un volume donné qui provoque l'écho acoustique. Le phénomène de l'écho acoustique présente des complexités du fait que ses propriétés acoustiques sont très variables en fonction de l'environnement correspondant [11]. La réponse impulsionnelle d'un canal acoustique se présente sous la forme d'une onde directe et d'une succession d'ondes réfléchies par les parois d'une salle particulière comme la figure (II.2). Un exemple d'une réponse impulsionnelle mesurée dans une salle est représenté par la figure suivante.

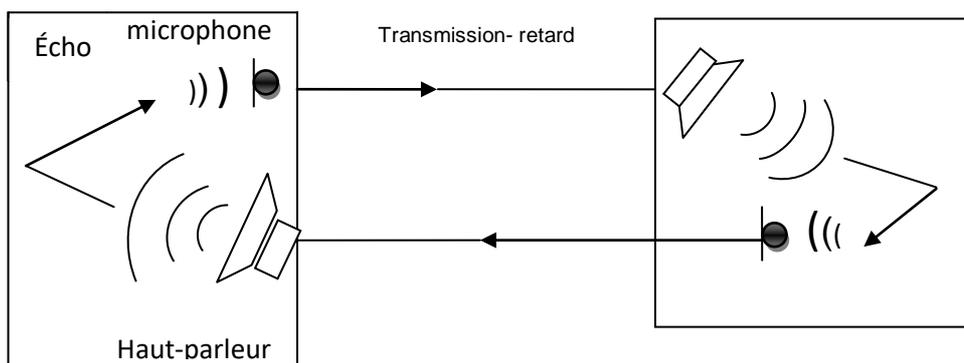


Figure . II .1 Exemple de communication bidirectionnelle avec écho acoustique.

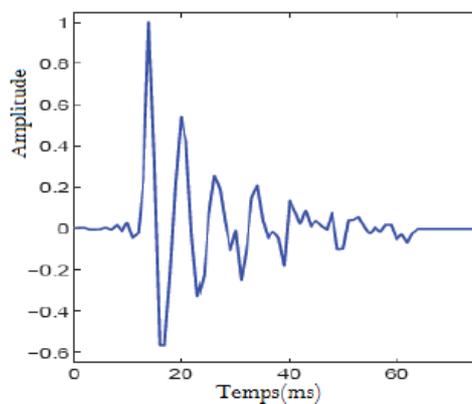


Figure .II.2 Exemple de réponse impulsionnelle du canal acoustique [15].

En réalité, la réponse impulsionnelle de couplage acoustique est de durée infinie mais il est généralement admis que son support temporel significatif est de l'ordre de 50 à 100 ms dans une voiture, et de 250 ms à 300 ms dans une salle de téléconférence. Il est important de comprendre sous quelles conditions l'écho est perçu comme une perturbation gênante. L'écho acoustique est présent de façon gênante pour un délai de transmission global de 30 ms. [13]

II .3 Le traitement acoustique des salles

Ce traitement consiste à obtenir le temps de réverbération optimal en fonction du volume de la salle, de son utilisation et ce d'une façon régulière pour toute la plage des fréquences.

On cherche également à rendre homogène le champ acoustique en modifiant l'architecture de la salle, par exemple en prévoyant [14] :

- des murs non parallèles, si c'est possible.
- des surfaces diffusantes, constituées par des motifs poly cylindriques ou par des calottes sphériques imbriquées.
- des matériaux acoustiques de revêtement alternés ayant un coefficient d'absorption très différent, créant une dispersion due à l'effet de bord.

II .4 Notion de canal acoustique

On peut considérer, sous les hypothèses de variations temporelles faibles de la pression atmosphérique et de la température, que le signal sonore est transmis de l'émetteur au récepteur par un canal acoustique. Le canal acoustique se comporte, en considérant des approximations physiques du premier ordre, comme un système linéaire et invariant dans le temps.

La représentation du canal acoustique par sa réponse impulsionnelle $h(t)$ est telle que:

$$y(t) = \int_{\tau=0}^{+\infty} h(\tau)x(t - \tau) d\tau \quad (2.1)$$

Dans cette expression, $x(t)$ représente la pression à la source émettrice et $y(t)$ la pression au récepteur. $h(t)$ est fonction de la géométrie de la salle, des matériaux des murs et des obstacles, de la position de la source et de son étendue, de son

diagramme de rayonnement (ou sa directivité), de la position et du diagramme de directivité du récepteur.

II .4.1 Exemple de canaux acoustique

Dans le service de téléconférence, chaque salle a ses propres caractéristiques acoustiques, celles-ci dépendent non seulement de la salle, mais aussi du système de prise et de restitution du son qui est installé. Afin de décrire les performances du système complet, salle et système de sonorisation, on distingue trois types de canaux acoustiques et qui sont : l'émission, la réception et le bouclage.

II.4.1.1 L'émission

Le canal acoustique de l'émission décrit la transformation du signal entre son point d'émission, c'est-à-dire la bouche du locuteur et le point sur la ligne juste avant la transmission. Donc, dans une salle il y a autant de canaux acoustiques d'émission qu'il y a de places dans la salle. Pour les mesurer, le locuteur peut être simulé par un petit haut-parleur.

II.4.1.2 La réception

Le canal acoustique de la réception transforme le signal issu du haut-parleur en un signal reçu à l'oreille d'un auditeur, simulé par un microphone.

II.4.1.3 Le bouclage acoustique

Le canal acoustique de bouclage représente la transformation du signal diffusé par le haut- parleur et capté de nouveau par le microphone du système de prise du son, principalement dû aux réflexions de la salle.

II.5 La réverbération

La réverbération tient une place très importante dans la musique elle est utilisée pratiquement tout le temps. Elle permet d'apporter de la profondeur à la musique, mais également de gommer les petits défauts. [16] La qualité de la réverbération est cruciale car ce n'est pas un effet comme les autres : c'est un phénomène qui existe à état naturel. Une bonne réverbération doit donc avant tout être réaliste, puisque tout le monde a comme point de repère sa manifestation naturelle. Tout le monde connaît le son qu'il y a dans une mosquée, dans un hall, dans un appartement vide dans lequel on emménage. La réverbération d'une salle est caractérisée par sa durée de réverbération Cette durée dépend de la quantité des matériaux absorbants présents dans la salle On définira la durée de réverbération d'une salle en fonction de son utilisation.

Lorsqu'on recherche la précision du son, il faut peu de réverbération, et donc un faible temps de réverbération T_r , qui s'obtient grâce à des matériaux absorbants. alors que pour une bonne homogénéité de la salle, il faut plus de résonance, et donc un T_r fort, qui s'obtient grâce à des matériaux réfléchissants. Le T_r optimal est un compromis entre les deux, il est spécifique à chaque salle.

II.5.1 Origine de la réverbération

Lorsqu'un objet produit un son, celui-ci se propage non pas directement de la source à l'auditeur, mais de manière diffuse. Certaines ondes qui n'étaient pas initialement dirigées vers l'auditeur lui parviendront quand même après s'être réfléchies sur les parois de l'environnement (voir figure ci-dessous).

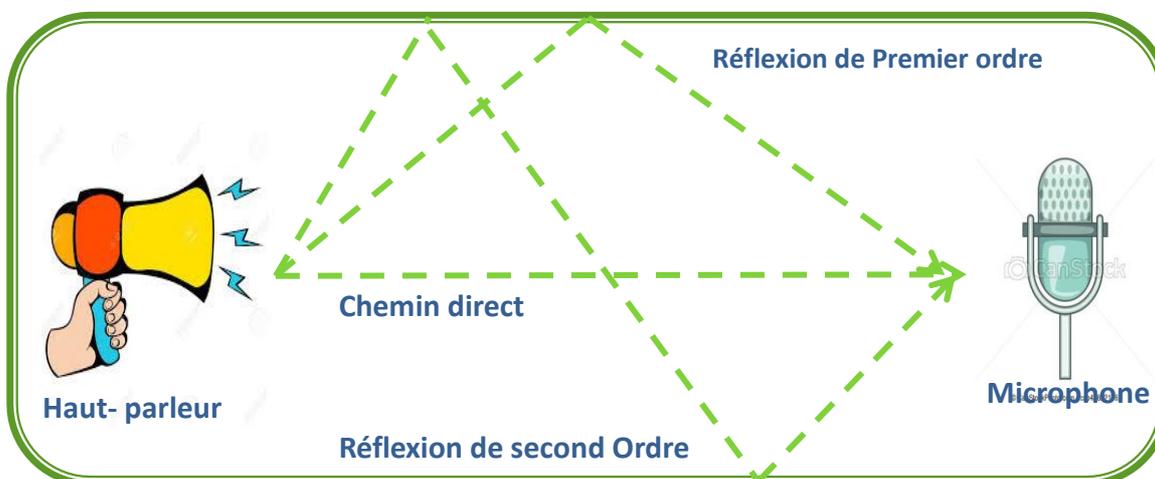


Figure .II.3 Les multiples trajectoires du son entre une source sonore et l'audite.

Puisque certains chemins sont plus longs que d'autres, le même son est reçu plusieurs fois par l'auditeur mais pas simultanément. Chaque chemin provoque un décalage temporel différent. La réception du son s'étend donc sur une période plus longue que la durée du son proprement dit. C'est la caractéristique de la réverbération, elle prolonge le son. La question est: si on reçoit le son plusieurs fois, comment se fait-il qu'on ne l'entende qu'une fois? On répond alors que si la pièce est petite, les décalages temporels entre les ondes sont très faibles, et ils sont si rapprochés que l'oreille ne les distingue pas mais les interprète comme un tout. En revanche, dans une vallée, le son met tellement de temps à revenir que l'oreille distingue chaque arrivée du son. C'est ce qu'un appelle l'écho.

La figure II.4 représente l'écho-gramme type d'une réponse impulsionnelle enregistrée dans une salle ; on y distingue les contributions du son direct et celles de l'effet de salle [12] [16] [17]. On y discerne encore les premières réflexions (ou échos précoces),

temporellement séparables d'un «Continuum » perçu par l'oreille comme une trainée sonore. Cette trainée sonore est appelée réverbération tardive. Elle peut être considérée, sur le plan perceptuel, comme une caractéristique de la salle elle-même, c'est à dire, indépendante des paramètres liés à la source ou au récepteur ceci n'est pas le cas des premières réflexions. Comme le montre la figure 2.4 l'énergie de la réverbération tardive décroît suivant une allure exponentielle (ou linéaire pour une échelle logarithmique). Le temps de réverbération mesure ce taux de décroissance: c'est le temps que met il varie la pression sonore pour décroître de 60 dB. Il varie de 300ms pour une petite salle traitée acoustiquement à quelques secondes pour les grandes salles de spectacle. [16]

Il est intéressant d'examiner la structure temporelle de la réponse impulsionnelle d'un environnement réverbérant, en particulier dans le cas d'un espace clos puisque cela va traduire l'effet de salle. Généralement il est plus simple de l'étudier en examinant un écho-gramme, représentant la puissance instantanée dans la réponse impulsionnelle en fonction du temps. La structure temporelle de la réponse impulsionnelle d'un environnement réverbérant peut être généralement divisée en trois parties, clairement visibles sur l'éthogramme (figure II.4)

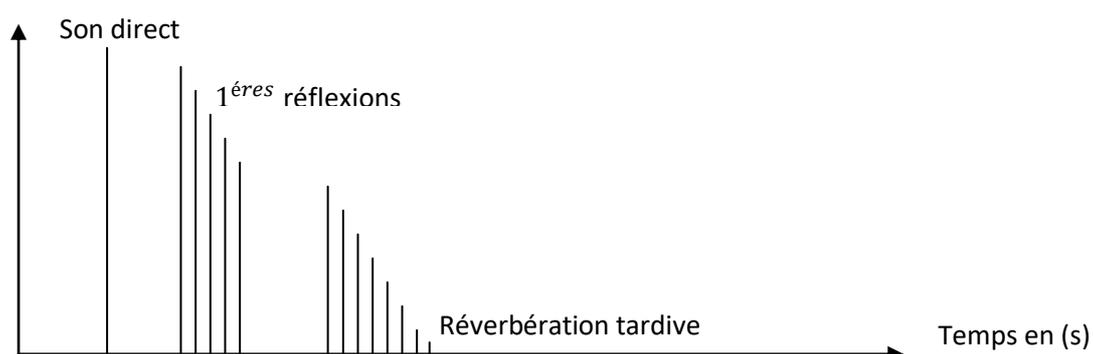


Figure .II.4 Echo gramme type d'une réponse impulsionnelle enregistrée dans une salle.

- le son direct arrivant directement depuis la source jusqu'au récepteur.
- les réflexions précoces, contributions de l'onde sonore ayant subi un faible nombre de réflexions (de l'ordre de 1 'a 5 en moyenne) avant d'arriver au récepteur et qui sont temporellement séparables.

- la réverbération tardive, dans laquelle de très nombreuses réflexions d'ordre élevé se superposent, formant un continuum et ne pouvant plus être individuellement séparées.

II.5.2 Temps de réverbération

Le temps de réverbération (la durée entre la fin du son et la fin de ses réverbérations) donne la sensation d'espace. Plus la réverbération est longue et plus vous avez la sensation d'être dans une grande pièce. Cela s'explique facilement, plus la pièce est grande et plus le son met de temps à rebondir sur ses parois puisque celles-ci sont éloignées; le son s'atténue surtout lorsqu'il heurte les parois. Dans un intervalle de temps donné, le son subira donc moins de réflexions dans une grande pièce que dans une petite, limitant ainsi la perte d'énergie. Ainsi, le son s'éteint moins rapidement dans les grandes pièces que dans les petites.[18]

Un autre facteur influant sur le temps de réverbération, c'est la matière des parois de la pièce. En effet, plus la surface est lisse et dense et moins elle absorbe d'énergie et plus le temps de réverbération est long. Ainsi, les vitres, les briques... Sont des éléments très réverbérant. A l'inverse, les matières souples et rugueuses absorbent le son. Dans cette catégorie, on peut mettre la moquette, les tapis, les tissus et le public.

En effet, plus il y a de spectateurs et plus il y a d'obstacles, qui absorbent particulièrement bien le son. Il faut donc adapter les réglages en fonction du public. Au Japon, les salles récentes sont à géométrie variable, afin de s'adapter au nombre de spectateurs.

II.5.3 La prise du son

Dans une salle de téléconférence, il existe plusieurs sources (locuteur ou haut-parleur), plusieurs récepteurs (systèmes de prise du son) et donc plusieurs « canaux acoustiques ». Sur la figure II.5, nous ne présentons qu'un seul locuteur, un seul récepteur et un seul haut-parleur].

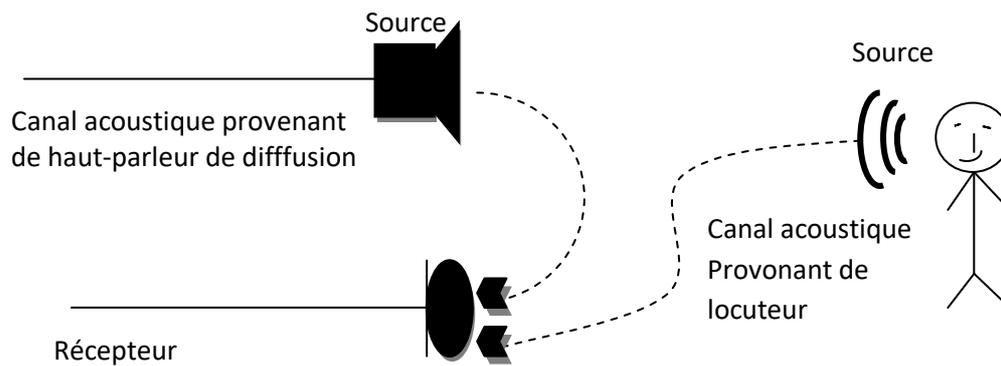


Figure .II.5 Trajets acoustiques entre sources et récepteur.

Il existe principalement deux canaux acoustiques [16] :

Le premier canal acoustique relie le locuteur au système de prise de son. Quel que soit le système de prise de son utilisé, l'effet de la salle est faible, voire inexistant lorsque le locuteur parle très près d'un microphone. Dans ce cas, le message utile (le son direct) constitue presque entièrement le signal transmis. Par contre, pour une prise du son à distance, le signal capté par le récepteur correspond à un mélange de direct provenant de la source utile et des multiples réflexions sur les parois de la salle. Ces réflexions multiples qui forment la réponse de la salle se traduisent, à l'écoute, par une prolongation temporelle des sons. Ceci a un effet positif « d'enrichissement » sur le son. Si les réflexions sont trop tardives (supérieures, par exemple, à 50 ms), l'effet esthétique disparaît et la qualité du signal de parole se dégrade. Le son réfléchi se distingue alors très nettement du son direct. Un écho peut donc apparaître dans les réverbérations tardives. On peut lui appliquer un traitement de réverbération.

Il existe principalement deux canaux acoustiques [16] :

Le premier canal acoustique relie le locuteur au système de prise de son. Quel que soit le système de prise de son utilisé, l'effet de la salle est faible, voire inexistant lorsque le locuteur parle très près d'un microphone. Dans ce cas, le message utile (le son direct) constitue presque entièrement le signal transmis. Par contre, pour une prise du son à distance, le signal capté par le récepteur correspond à un mélange de direct provenant de la source utile et des multiples réflexions sur les parois de la salle. Ces

réflexions multiples qui forment la réponse de la salle se traduisent, à l'écoute, par une prolongation temporelle des sons. Ceci a un effet positif « d'enrichissement » sur le son.

Si les réflexions sont trop tardives (supérieures, par exemple, à 50 ms), l'effet esthétique disparaît et la qualité du signal de parole se dégrade. Le son réfléchi se distingue alors très nettement du son direct. Un écho peut donc apparaître dans les réverbérations tardives. On peut lui appliquer un traitement de réverbération.

Le second canal acoustique se situe entre le haut-parleur et le micro. Avec une prise de son distante (prise de son « mains libres »), un couplage acoustique apparaît entre les haut-parleurs et les micros. Deux salles en communication acoustique. De tels bouclages sont à l'origine du phénomène d'écho acoustique et de l'effet « Larsen ».

Si le retard introduit par cette boucle est supérieur à 30ms, le signal retardé, s'il est peu affaibli est perçu comme un écho. Les locuteurs entendent alors ce qu'ils disent avec un écho induit par les couplages acoustiques des autres salles. L'annulation d'écho consiste à synthétiser une réplique de cet écho en modélisant le canal acoustique de la salle où est diffusé le son. La réplique de l'écho est soustraite au signal d'écho afin d'en atténuer son intensité.

Un bon traitement acoustique d'une salle limite la réverbération et améliore le rapport signal à bruit. La disposition des haut-parleurs dans la zone réjective des micros limite les trajets entre les micros et les haut-parleurs et donc l'écho acoustique. Un bon traitement à la prise du son pour déréverbérer le signal peut être très utile à l'annuleur d'écho. Tous ces phénomènes acoustiques sont liés puisqu'ils dépendent de la prise du son, de la restitution du son et du traitement acoustique de la salle.

II.5.4 La restitution du son

L'objectif est de restituer les informations qui permettent aux auditeurs de localiser les personnes dans la salle distante. Localiser une source, c'est d'abord identifier son azimut et sa hauteur, donc sa direction, puis déterminer la distance à laquelle elle se trouve dans cette direction.

II.6 L'état de l'art

L'essor des télécommunications mains-libres stimule aujourd'hui les efforts de recherche et de développement de systèmes performants. Si ces télécommunications apportent un certain confort d'utilisation. Voire dans certains cas une sécurité, elles doivent assurer la qualité du signal transmis malgré les perturbations. Le haut-parleur émettant le signal du locuteur lointain crée un écho sur le microphone. Un traitement doit donc être effectué sur le signal capté minimisé au mieux l'écho acoustique, sans apporter de distorsion notable sur le signal utile. Les traitements classiques consistent à mettre en cascade chacun des traitements nécessaires un annuleur d'écho.

1. Régine le bouquin Jeanne- **Beghdad Ayad** ; ils ont fait une étude sur l'investigation de deux nouvelles structures combinant annulation d'écho et réduction de bruit. Les solutions de base consistent à placer en cascade les systèmes adaptés à chaque problème. Deux nouvelles méthodes sont ici proposées et comparées dans le cadre de la téléphonie mobile. Lorsque l'annulateur d'écho précède le réducteur de bruit, on obtient une bonne annulation d'écho en mode ST si le réducteur de bruit, on obtient une bonne annulation d'écho en mode ST si le réducteur de bruit est calculé à partir de son entrée (AEC+NR) (**Figure II.6**) tandis que le gain obtenu en mode DT est plus important lorsque le réducteur de bruit est calculé à partir du signal microphone (AEC//NR) (**Figure II.7**)

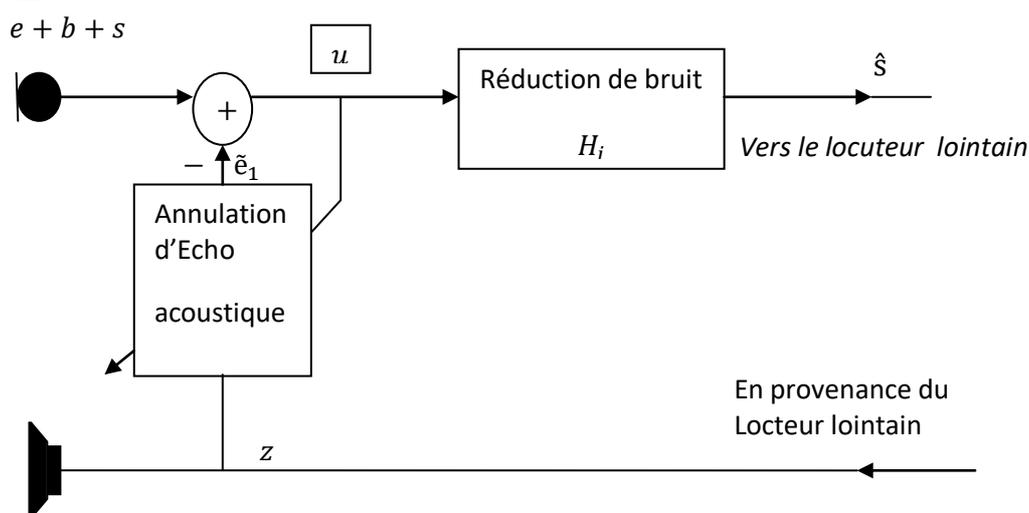


Figure .II.6 Structure de (AEC+NR).

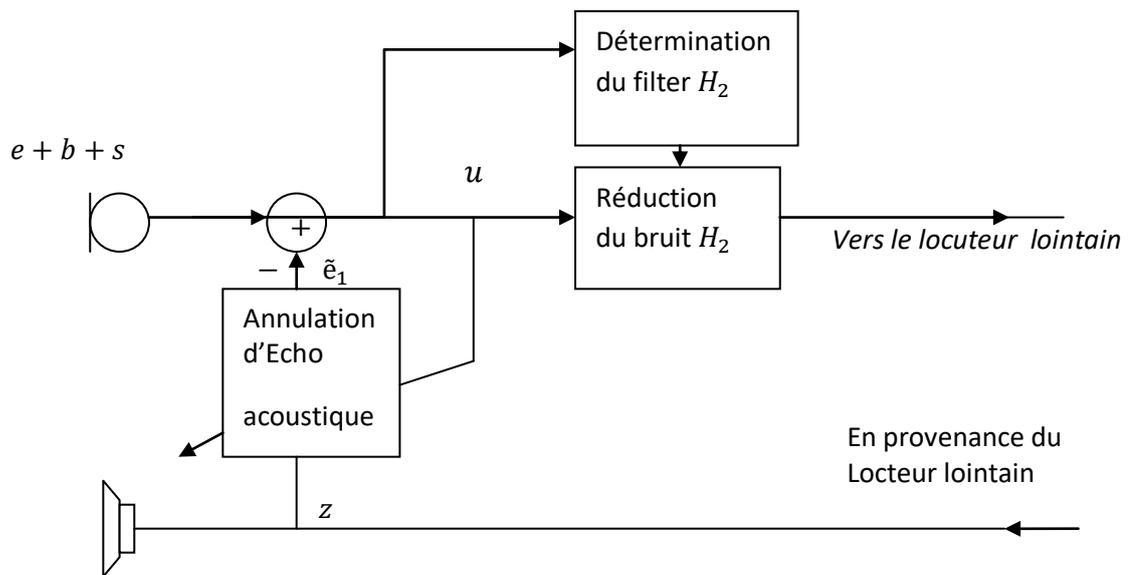


Figure. II.7 Structure de (AEC//NR).

Une étude théorique a été effectuée par Hela DAASSI-GNABA [19] pour démontrer que l'opérateur peut améliorer la qualité de la transmission par l'intégration d'un AEC (Acoustic Echo Canceller) "centralisé" au niveau du MSC (Mobile Switching Center).

- Dans un premier temps, ils ont étudié des techniques d'annulation d'écho acoustique à base de post-filtrage. La structure de départ est le système combiné "AEC/post-filtre" [20]. En nous basant sur cette approche, nous introduisons des propriétés perceptuelles au sein du post-filtre afin de focaliser le traitement de l'écho sur ses composantes fréquentielles. Cette nouvelle approche "AEC/post-filtre perceptuel" permet d'atténuer de façon satisfaisante l'écho résiduel dans le contexte centralisée.
- Dans un second temps, l'idée est d'incorporer une connaissance a priori sur la structure Prédictive d'un codeur/décodeur GSM dans le schéma d'AEC centralisée. Ils montrent que cette nouvelle approche "AEC/prédicteur" est efficace, en terme de réduction d'écho. Pour remédier au problème de distorsion de parole locale, ils développent un traitement adaptatif pour la gestion de la double parole. Ils ont modifié ainsi la structure des deux approches proposées, en intégrant ce traitement dans le calcul des coefficients du post-filtre perceptuel et du prédicteur.

- [1992] J. Bensesty a été effectuée une technique dans le domaine du filtrage adaptatif appliqué à l'annulation d'échos acoustiques. Plus précisément, cette thèse concerne l'amélioration de l'algorithme LMS sous ses aspects charge de calcul d'une part, mais aussi comportement adaptatif (vitesse de convergence et poursuite). Ces résultats sont dérivés à partir d'une nouvelle présentation des algorithmes en blocs: Les algorithmes obtenus sont comparés à des algorithmes classiques tels que le LMS et le FRLS dans une situation réelle: l'identification d'une réponse impulsionnelle acoustique de salle, d'une part en présence d'une non-stationnarité dans le système, et d'autre part avec des signaux non-stationnaires en entrée (parole).
- [1997] une méthode de mesure des réponses impulsionnelles acoustiques été faite par Maamar AHFIR, Ahmed BENALLAL. Ils ont testé et comparé deux méthodes d'identification. La méthode qu'ils ont proposée basée sur l'algorithme d'identification du gradient stochastique à pas décroissant, donne de meilleurs résultats que ceux de la méthode classique basée sur la fonction d'intercorrélation. Ils ont proposé deux méthodes d'identification qui permettent de calculer la réponse impulsionnelle dans un système de mesure d'un canal acoustique. La méthode basée sur l'algorithme NLMS à pas décroissant qu'ils ont proposé s'est avérée efficace et donne de meilleurs résultats, du point de vue rapport signal sur bruit, par rapport à la technique classique basée sur le calcul de la fonction d'intercorrélation. Les résultats de simulation trouvés pour une réponse impulsionnelle d'une salle de visio-conférence ont été confirmés dans le cas de l'identification d'une réponse impulsionnelle de l'habitacle d'une voiture. [21]
- [1999] L'étude de M. Djendi et A. Benallal présente de nouveaux algorithmes de filtrage adaptatif développés ces dernières années dans le but de réaliser efficacement l'identification adaptative de systèmes linéaires à réponse impulsionnelle longue. Deux familles d'algorithmes sont présentées dans cette communication. L'une appelée "Fast Newton" est dérivée des algorithmes des moindres carrés transversaux rapides ; les filtres adaptatifs correspondants possèdent de très bonnes performances adaptatives bien qu'étant de complexité comparable à celle du gradient stochastique. L'autre famille d'algorithme appelée "par blocs " conduit à une importante réduction de la complexité par rapport au gradient stochastique et possède des performances

adaptatives proches de ce dernier. Des résultats expérimentaux sont présentés qui illustrent le bon comportement de ces nouveaux algorithmes dans l'identification des systèmes.[22]

- Afin de pallier le phénomène d'écho au sein des prothèses auditives, Thomas FILLON, Jacques PRADO sont utilisés une version du Block-LMS dans le domaine de la transformée de Hartley est proposée ici. La méthode de filtrage adaptatif repose sur une décomposition à délais multiples du filtre et sur une nouvelle approche dans la gestion du pas d'adaptation. Dans le but de vérifier le bon comportement de l'algorithme dans des conditions réalistes, une plateforme de simulation en temps réel a été mise en place. Dans les deux configurations étudiées, l'algorithme proposé a permis d'apporter une marge de gain supplémentaire importante. Dans les deux cas, le gain critique était donné par la valeur au-delà de laquelle la qualité sonore est gravement corrompue par de brèves divergences du filtre adaptatif sans toutefois qu'un phénomène de Larsen soit observé. La solution adoptée semble donc bien adaptée à la situation particulière de l'annulation d'écho au sein d'une prothèse auditive auquel elle apporte les très bonnes capacités de convergences des algorithmes de type LMS dans un domaine transformée.[23]
- [1999] Une étude a été effectuée par Gérard FAUCON, Régine LE BOUQUIN JEANNES le cadre de l'annulation d'écho acoustique pour les télécommunications mains-libres et a pour objectif de prendre en compte le phénomène de double parole pour maintenir les performances de l'annuleur d'écho à un niveau comparable à celui obtenu en présence d'écho seul. Un détecteur basé sur la cohérence partielle permet de décider de la présence du signal désiré et par là-même de bloquer l'adaptation des coefficients du filtre sur ce type de séquence. Une mise en mémoire de ces coefficients permet de prendre en compte le retard à la détection et donne lieu à deux approches voisines. Celles-ci conduisent à un écho résiduel de puissance très inférieure à celle obtenue en entretenant l'adaptation. La perturbation apportée par le signal provenant du locuteur local est annihilée. [24]
- [2009] Farid YKHLEF, Fayçal YKHLEF, Hocine AITSAADI et Abderrezak GUESSOUM sont proposés l'utilisation d'un algorithme de filtrage adaptatif dans le domaine transformé. En particulier, nous avons opté pour l'algorithme FLMS qui opère dans le domaine fréquentiel et qui nous semble

particulièrement adapté au problème traité. Afin d'améliorer la qualité d'écoute, nous avons proposé d'utiliser un posttraitement à la sortie de l'annuleur d'écho. Ce posttraitement consiste à appliquer un réducteur de bruit travaillant aussi dans le domaine fréquentiel. Les résultats sont donc très satisfaisants et très encourageant. [25]

II.7 La gêne provoquée par l'écho

D'une manière générale, l'écho est ressenti comme une gêne pour des retards supérieurs à quelques dizaines de millisecondes (30 ms). Ce délai est largement dépassé que ce soit dans le cadre de la radiotéléphonie mains libres pour les mobiles, ou ce retard est de l'ordre de 180 ms, ou dans le contexte des téléconférences ou le retard peut-être supérieur, ceci rend l'écho acoustique très perceptible et nuit fortement à la qualité de la conversation. Afin de réduire la gêne induite par ce phénomène, il est donc indispensable de développer des systèmes pour le contrôler. [19]

II.8 Principe de l'annulation d'écho acoustique

L'annulation d'écho acoustique est un des axes d'évolution récents les plus importants dans le domaine des communications. Il s'agit d'une application des techniques d'identification des systèmes, le système à étudier étant le chemin d'écho acoustique. En télécommunications, il est souvent nécessaire d'éliminer des échos gênants.

C'est notamment le cas pour la transmission de données en mode bidirectionnel simultané pour la transmission téléphonique à mains-libres ou vidéoconférence. Une solution simple et commune vient immédiatement à l'esprit. En effet, l'utilisation de filtres adaptatifs pour estimer l'écho est devenue courante dans les applications de téléphonie comme la figure (II.8).

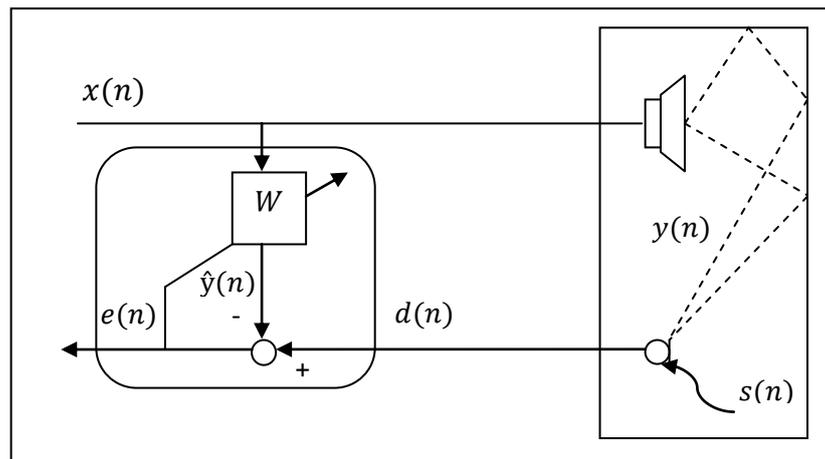


Figure .II.8 Principe de l'annulation d'écho acoustique.

Un exemple simple est donné dans le cas d'une application téléphonique ou de téléconférence dans laquelle le signal éloigné $\{x\}$ provient d'un haut-parleur. Le microphone reçoit un signal $\{d\}$ comportant un écho $\{y\}$ du signal $\{x\}$ et un signal proche $\{s\}$.

Cet écho peut être modélisé comme le passage du signal $\{x\}$ à travers la fonction de transfert du local dans lequel se trouvent le haut-parleur et le micro (figure précédente). L'écho bruité est renvoyé par le microphone. Le chemin d'écho est la matérialisation de toutes les réflexions subies par le signal éloigné avant d'atteindre le microphone. Les dispositifs d'annulation d'écho mettent en oeuvre des filtres adaptatifs dont l'adaptation du très grand nombre de coefficients est généralement réalisée grâce à des algorithmes du gradient stochastique. La rapidité et la précision de cette adaptation sont des points très critiques. En effet, les couplages acoustiques dans une salle sont caractérisés par un spectre rapidement évolutif avec de nombreux creux très prononcés. De plus, les signaux comme la parole ou le son sont fortement non stationnaires, ce qui rend le problème d'annulation d'écho plus difficile à résoudre. L'adaptation du filtre adaptatif, \hat{w} , est classiquement réalisée en l'absence de parole [13].

Lorsqu'une occurrence de double parole (présence à la fois de parole locale et de parole lointaine) est détectée, l'adaptation du filtre est stoppée. Le bon fonctionnement de l'annulateur d'écho repose donc implicitement sur l'emploi d'un détecteur d'activité vocale (DAV), contrôlant à la fois réception et émission. La structure typique d'un contrôle de l'écho acoustique est présentée sur la figure (II.9).

En plus du filtrage réalisé par l'annulateur d'écho, un bloc de détecteur d'activité de voix locale est ajouté pour agir en cas de double parole ou de parole locale seule.

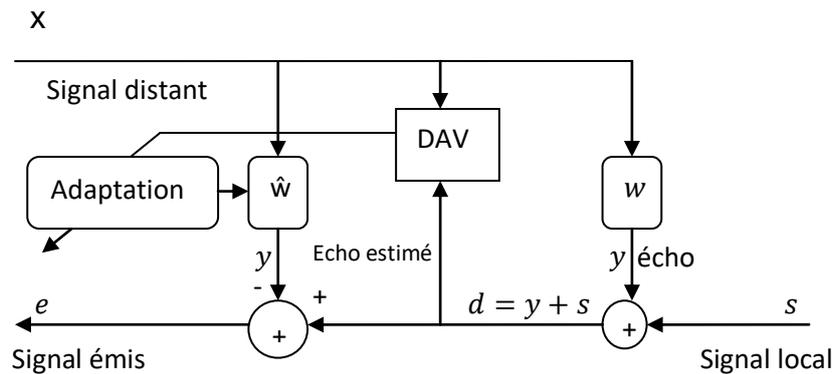


Figure .II.9 Structure complète d'un système d'annulation d'écho.

II.8.1 Annulation d'écho acoustique

La première méthode proposée appelée suppression d'écho, était basée sur la détection d'une voie : lorsque le 1^{er} locuteur se met à parler, une augmentation de gain est observée et la parole est coupée au 2^{ème} locuteur B. La suppression d'écho est simple mais s'avère d'une qualité insuffisante. En effet, cette méthode fait intervenir l'hypothèse très réductrice que les deux locuteurs ne parlent jamais en même temps, assurant ainsi une communication seulement bidirectionnelle et non simultanée [19].

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 (FIR) $h_{L,n}$ de taille L . L'annulation d'écho acoustique est un problème d'identification d'un système linéaire (le canal acoustique) avec entrée connue x_n (la parole qui provient du locuteur distant) et sortie connue bruitée y_n (écho, en plus éventuellement parole locale Z_n) (figure 2.10), suivie d'un traitement correctif approprié.

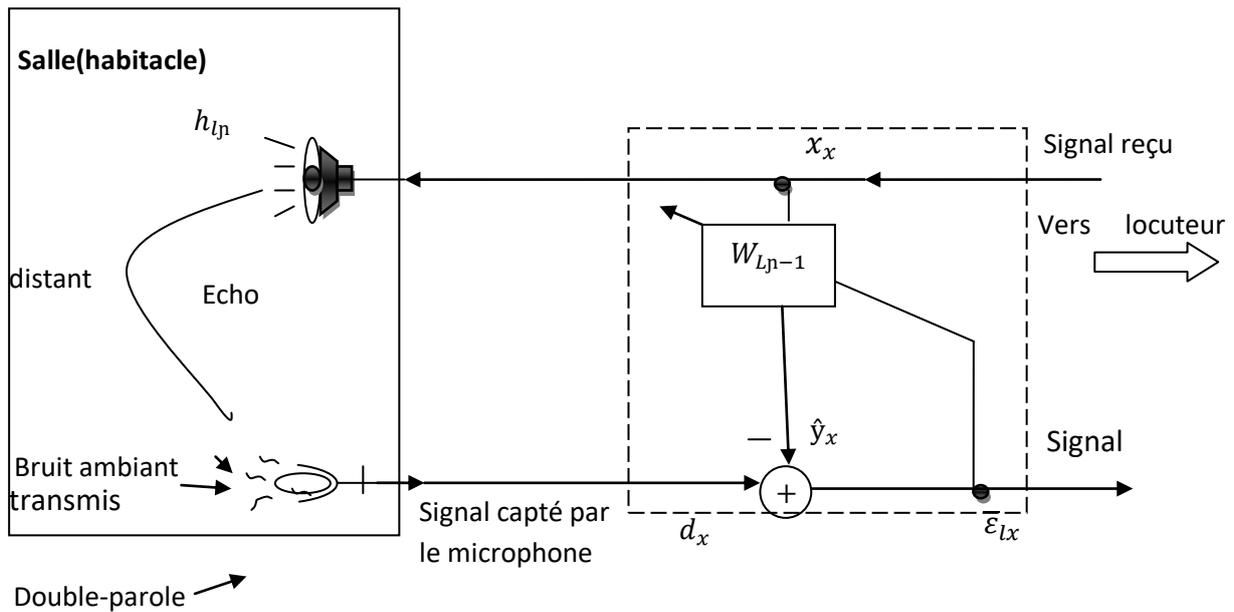


Figure. II.10 Principe de l'annulation d'écho acoustique.

II.8.2 L'annulation de son propre écho acoustique

L'avantage de cette méthode est qu'un utilisateur peut supprimer son propre écho en ajoutant à son dispositif un annuleur d'écho. Dans la figure (2.11), le filtre adaptatif modélise le chemin parcouru par le signal sortant du microphone.

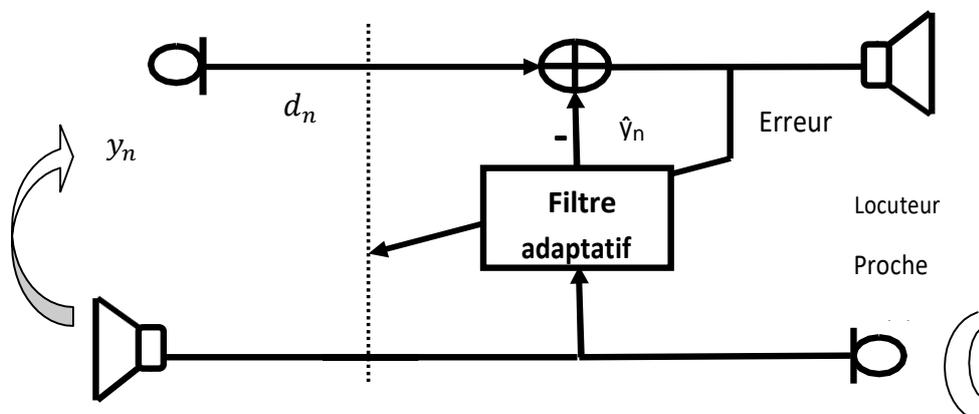


Figure. II.11 Annulation de l'écho du locuteur proche.

Ce chemin peut être très complexe. Les communications de longue distance peuvent introduire des pertes d'informations. Cela peut rendre l'adaptation du filtre impossible. C'est pour cela qu'a été préférée la méthode selon laquelle l'annuleur d'écho du téléphone du locuteur proche annule l'écho du locuteur lointain et inversement.

II.8.3 Annulation de l'écho de son interlocuteur

Le signal du haut-parleur est filtré et soustrait au signal du microphone. Le filtre adaptatif modélise l'acoustique de la salle. Ainsi dans le signal microphone du locuteur proche, on a supprimé l'écho provenant du locuteur lointain.

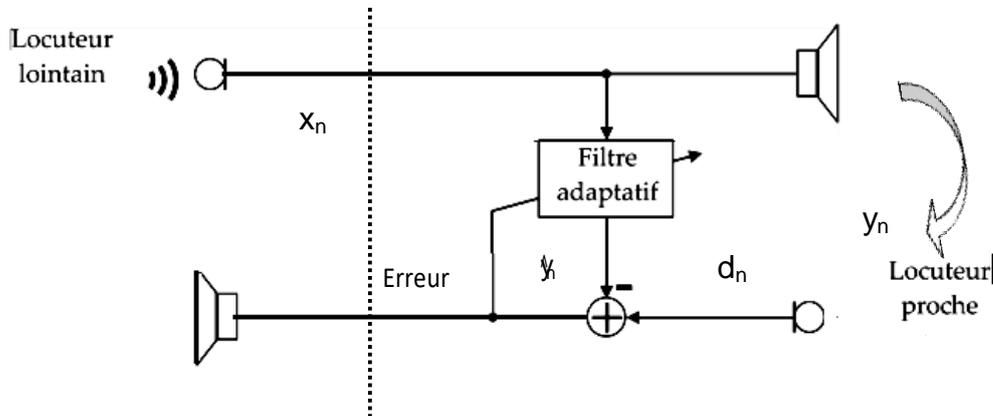


Figure .II.12 Annulation de l'écho du locuteur lointain.

La fonction de transfert d'une salle est très sensible à la moindre modification spatiale. Le filtre doit pouvoir s'adapter aux changements quasi permanents et ce même en présence du bruit ou de la parole du locuteur proche [26].

C'est cette solution qui a été retenue dans toutes les études portant sur l'annulation d'écho acoustique. Tous les annuleurs détaillés ici sont donc construits selon ce schéma.

II.8.4 Annulation adaptative d'écho acoustique

Les dispositifs d'annulation d'écho mettent en œuvre des filtres adaptatifs dont l'adaptation du très grand nombre de coefficients est généralement réalisée grâce à des algorithmes perfectionnés.

La rapidité et la précision de cette adaptation sont des points très critiques. En effet, les couplages acoustiques dans une salle sont caractérisés par un spectre rapidement évolutif avec de nombreux creux très prononcés. De plus, les signaux comme la parole ou le son sont fortement non stationnaires, ce qui rend le problème d'annulation d'écho plus difficile à résoudre [20].

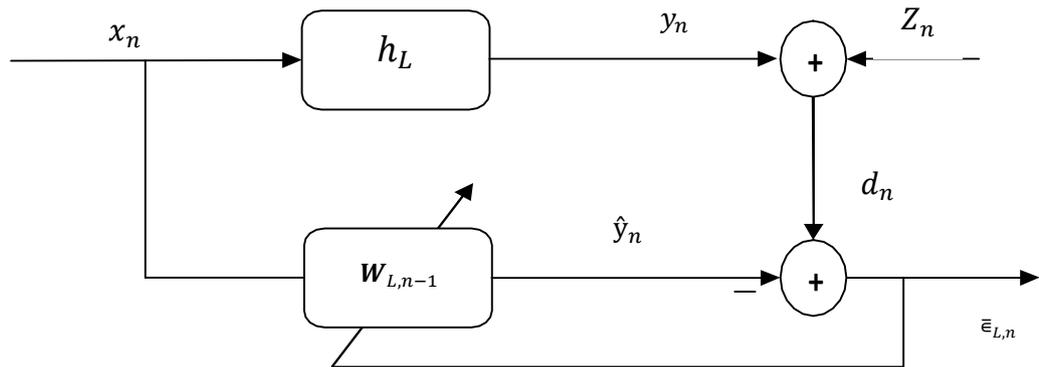


Figure .II.13 Structure générale d'identification d'écho acoustique.

L'aspect non stationnaire du signal d'entrée x_n et la validité limitée de la connaissance a priori des variations du couplage acoustique dans le temps conduisent à l'utilisation de méthodes algorithmiques adaptatives pour identifier le système linéaire h_l .

Un exemple simple est donné dans le cas d'une application téléphonique où de téléconférence dans laquelle le signal éloigné $\{x_n\}$ provient d'un haut parleur. Le microphone reçoit un signal $\{d_n\}$ comportant un écho $\{y_n\}$ du signal $\{x_n\}$ et un signal proche $\{z_n\}$.

$$d_n = z_n + y_n \quad (2.2)$$

Cet écho peut être modélisé comme le passage du signal travers la fonction de transfert du local dans lequel se trouvent le haut-parleur et le micro (figure précédente). L'écho bruité est renvoyé par le microphone. Le chemin d'écho est la matérialisation de toutes les réflexions subies par le signal éloigné avant d'atteindre le 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. L'algorithme d'annulation d'écho permet l'estimation du filtre $h_{L,n}$ par le vecteur $\mathbf{w}_{L,n}$ de taille L , à l'aide d'un critère basé sur l'erreur d'estimation a priori.

$$\bar{\epsilon}_{L,n} = y_n - \mathbf{w}_{L,n-1}^T \mathbf{x}_{l,n} \quad (2.3)$$

Chapitre II Les principes d'annulation acoustique

La mise à jour du filtre à chaque instant est effectuée par une contre réaction de l'erreur d'estimation proportionnellement au gain d'adaptation note $g_{L,n}$ et suivant l'équation :

$$w_{L,n} = w_{L,n-1} + g_{L,n} \bar{\epsilon}_{L,n} \quad (2.4)$$

Les différents algorithmes utilisés pour l'identification du canal acoustique se distinguent par le calcul du gain $g_{L,n}$.

- Les algorithmes issus du gradient stochastique comme LMS, NLMS...
- Les algorithmes des moindres carres récursifs (RLS, FRLS...)

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les notions de base sur l'écho acoustique on conclue que un bon traitement acoustique d'une salle limite la réverbération et améliore le rapport signal sur bruit.

Dans le prochain chapitre nous allons aborder des algorithmes de filtrage adaptatif, et consacrer aussi à réduire la complexité de filtre PNLMS.

CHAPITRE III

Algorithmes et filtrage adaptatif

III.1 Introduction

L'annulation d'écho acoustique est une application typique d'un filtrage adaptatif. Ce dernier est devenu une branche très importante dans le domaine de traitement numérique du signal. La notion de filtrage adaptatif est introduite à la fin des années 1950 par Bernard Widrow et Marcian Hoff de l'Université de Stanford [27]. Un filtre adaptatif est un système auto-ajustable : cette autonomie se réalise par l'association d'un filtre numérique et d'un algorithme de mise-à-jour. Aussi, le filtrage adaptatif adresse plusieurs problèmes dans les télécommunications qui ont pour objectifs : le traitement et le rehaussement de la parole, la modélisation et l'identification des systèmes, etc. Dans ce chapitre nous présentons un rappel théorique sur le filtrage adaptatif en commençant par le principe d'un filtre adaptatif, puis le filtrage de Wiener, et à la fin quelques évaluations de quelques algorithmes de type gradient stochastique.

III.2. Généralité

L'écho dans les systèmes de télécommunications est généralement contrôlé par l'utilisation d'un annuleur d'écho adaptatif, qui construit un écho estimé à soustraire du signal de chemin de retour. L'algorithme d'adaptation normalisé des moindres carrés moyens (NLMS) est couramment utilisé dans les annuleurs d'écho en raison de sa simplicité et de sa stabilité [28]. Cependant, ses performances se dégradent en présence des signaux d'entrées colorées, par exemple, un discours.

Pour améliorer le taux de convergence du NLMS, les classes d'algorithme proportionnel (P-NLMS), proportionnelle améliorée (IP-NLMS) ont été proposées [29] - [30]. Celles-ci utilisent des tailles de pas variables, qui distribuent plus d'énergie de mise à jour aux coefficients de magnitude plus élevés, augmentant le taux de convergence au détriment d'une complexité accrue. Exacerbant le problème est l'utilisation croissante des terminaux mains libres et large bande en téléphonie, où de longs filtres adaptatifs sont nécessaires pour modéliser les chemins d'écho dans des environnements acoustiques (jusqu'à 250 ms ou plus dans la durée), et l'augmentation du taux d'échantillonnage conduit à une augmentation correspondante dans la longueur du filtre. Les algorithmes dits Coefficient M-Max, périodique sont basés sur des blocs de mises à jour qui sont proposées pour réduire la complexité du NLMS [31], [32]. En ce qui concerne P-NLMS, dans [33], il a été

proposé de diviser le filtre adaptatif en blocs et mettre à jour sélectivement des blocs de coefficients.

III.3 Filtrage numérique

On appelle filtre numérique, un système utilisé pour modifier la distribution fréquentielle d'un signal numérique d'entrée en le transformant en un signal numérique désiré en sortie. Les filtres numériques sont caractérisés par leur précision, fiabilité, stabilité, adaptabilité et facilité de commande. Le filtre numérique peut être de type filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR : Finite Impulse Response) ou filtre à réponse impulsionnelle infinie (IIR : Infinite Impulse Response). En principe, il peut utiliser n'importe quelle structure, directe, en cascade, en treillis, en échelle, etc.[34.] [35].

III.4 Filtrage adaptatif

Un filtre adaptatif est un filtre numérique dont les coefficients se modifient eux-mêmes en fonction des signaux extérieurs. Il est utilisé chaque fois qu'un environnement est mal connu ou changeant, ou pour supprimer des perturbations situées dans le domaine des fréquences du signal utile [36].

III.5 Principe d'un filtrage adaptatif

Le principe de filtrage adaptatif appliqué au filtrage d'un système, repose classiquement sur l'hypothèse que le système est modélisé exactement par un filtre à Réponse Impulsionnelle Finie (FIR : Finie Impulse Response) de L coefficients. Le filtre adaptatif, modélisé par un filtre FIR de taille idéalement égale à celle du système inconnu, a pour rôle de fournir une estimée du signal inconnu, l'estimée étant obtenue en réalisant une opération de filtrage du signal par le système.

La technique de filtrage adaptatif se décompose classiquement en deux 2 étapes :

1. une étape de filtrage qui permet d'obtenir une estimée du signal inconnu en convoluant le signal d'entrée avec les coefficients du filtre adaptatif. L'erreur d'estimation est ensuite utilisée dans la partie adaptation pour mettre à jour les coefficients de filtre.
2. Une étape d'adaptation qui permet d'ajuster les coefficients du filtre adaptatif suivant un algorithme donné.

L'algorithme de filtrage adaptatif permet de calculer les coefficients du filtre w de façon à ce que la différence entre le signal $\{d\}$ et l'actuelle sortie du filtre $\{y\}$ soit minimisée au sens d'un critère statistique préalablement défini.

De manière générale, l'algorithme d'adaptation se présente sous la forme vectorielle suivante [37] [38][39][40][41] :

$$\begin{pmatrix} \text{Vecteur de} \\ \text{nouveaux} \\ \text{coefficients} \\ \text{du filtre} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{vecteur des} \\ \text{anciens} \\ \text{coefficients} \\ \text{du filtre} \end{pmatrix} + (\text{pas d'adaptation}) \cdot \begin{pmatrix} \text{échantillons} \\ \text{du signal} \\ \text{d'erreur} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \text{vecteur} \\ \text{du signal} \\ \text{d'entrée} \end{pmatrix}$$

Les différents signaux qui sont utilisés dans le filtre adaptatif qui est représenté à la figure (2.1) sont :

$x(n)$: Est le signal de l'entrée du filtre .

$w(n)$: Sont les coefficients du filtre adaptatif.

$y(n)$:Est le signal de la sortie du filtre adaptatif.

$d(n)$: Est le signal de référence et qui est la sortie du filtre inconnu H .

$e(n)$: Est le signal d'erreur (c'est la différence entre $d(n)$ et $y(n)$).

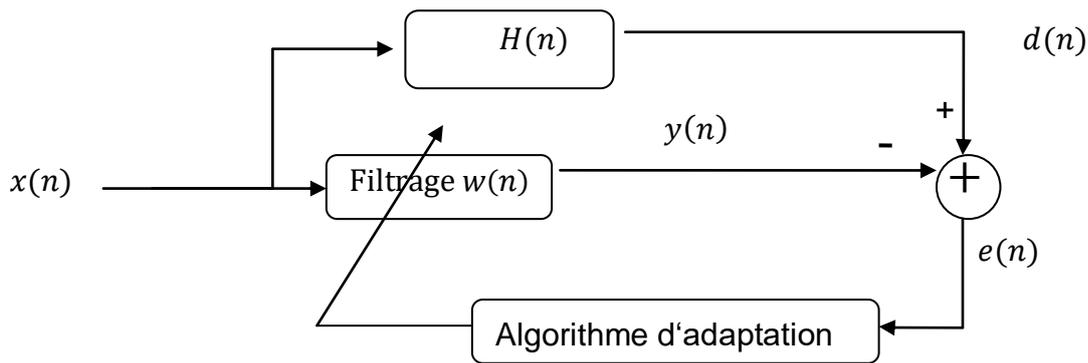


Figure. III.1 Principe d'un filtre adaptatif.

Le cas de l'application annulation d'écho, ces signaux sont représentés dans la figure III.1

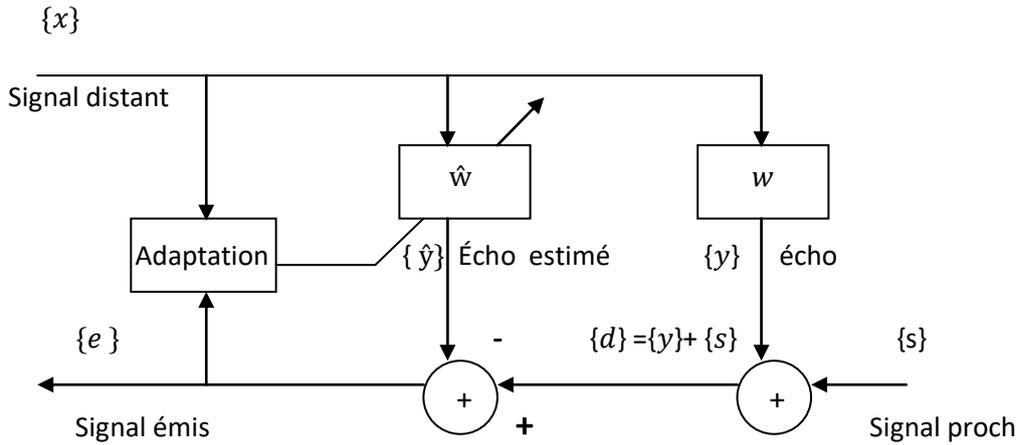


Figure .III.2 Structure complète d'un système d'annulation d'écho.

III.6 Rôle du filtre adaptatif

Le rôle d'un filtre adaptatif est d'ajuster le paramètre w pour un objectif bien défini (minimisation de l'EQM : erreur quadratique moyenne).

III.7 Filtrage de Wiener



Figure. III.3 Schéma général du filtrage Wiener.

Le filtrage de Wiener joue un rôle central dans un large éventail d'applications telles que prédiction linéaire, annulation d'écho, restauration du signal, égalisation de canal et identification de système.

Le filtre de Wiener est le traitement du signal qui produit la moyenne minimale du carré d'estimation entre $d(n)$ et $\hat{d}(n)$. Les deux signaux $x(n)$ et $d(n)$ sont supposés être stationnaires au sens large, avec l'auto-corrélation $R_x(k)$ et l'inter-corrélation r_d connues et $W(n)$ est la réponse à l'impulsion unitaire du filtre de Wiener (réponse impulsionnelle). De manière générale, les filtres sont utilisés dans des applications où on connaît la bande de fréquence utile, ainsi que la fréquence principale. Ces filtres servent à améliorer le rapport signal sur bruit sous l'hypothèse

où la bande de fréquence du bruit est supérieure à celle du signal. Dans ce cas, un filtre passe-bande centré sur la fréquence principale du signal permettra d'extraire le signal. Un filtre adaptatif **FIR** est un filtre dont les coefficients sont modifiés en fonction des signaux extérieurs [42]. Ce filtre permettra, à l'aide d'un algorithme de type des moindres carrés, une modélisation progressive de la réponse. Au début des années 1940, et dans le cadre de très gros efforts de recherche militaires menés par N. Wiener qui s'intéressa au problème de l'estimation d'un signal à partir d'observations bruitées d'un signal corrélé avec le signal estimé. Le filtre de Wiener développé à cette occasion permet de construire une estimation à partir du signal d'entrée.

En particulier, le filtre de Wiener qui est développé à partir de concepts temporels et non fréquentiels est conçu pour minimiser l'erreur quadratique moyenne entre sa sortie et une sortie désirée comme le montre la figure (III.3). [43]

Soit la transformée en Z de filtre $W(z)$ de longueur finie p :

$$w(z) = \sum_{n=0}^{p-1} w(n) z^{-n} \quad (3.1)$$

La sortie $\hat{d}(n)$ du filtre de Wiener est le produit de convolution de $x(n)$ et $w(n)$.

$$\hat{d}(n) = \sum_{i=0}^{p-1} w(i) x(n-i) \quad (3.2)$$

L'exigence du filtre est de trouver des coefficients de filtrage $w(n)$ qui minimisent la moyenne de l'erreur.

$$\mathcal{E} = E\{|e(n)|^2\} = E\{|d(n) - \hat{d}(n)|^2\} \quad (3.3)$$

Maintenant, en prenant la dérivée des deux côtés par rapport à $w^*(k)$.

$$\frac{\partial \mathcal{E}}{\partial w^*(k)} = \frac{\partial}{\partial w^*(k)} E\{e(n)e^*(n)\} = E\left\{e(n) \frac{\partial e^*(n)}{\partial w^*(k)}\right\} = 0 \quad (3.4)$$

Pour $k = 0, 1, \dots, p-1$,

Cette dérivée doit être égale à zéro pour minimiser \mathcal{E} pour un ensemble de coefficients de filtre, et l'erreur est :

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) = d(n) - \sum_{i=0}^{p-1} w(i) x(n-i) \quad (3.5)$$

Si nous supposons que:

$$\frac{\partial e^*(n)}{\partial w^*(k)} = -\mathbf{x}^*(n - k) \quad (3.6)$$

Alors l'équation ci-dessus devient :

$$E\{e(n)\mathbf{x}^*(n - k)\} = 0 \quad (3.7)$$

Pour $k = 0, 1, \dots, p - 1$

Cette équation est connue sous le nom de principe orthogonal ou théorème de projection.

En substituant $e(n)$ de l'équation (3.5) dans l'équation (3.7), nous obtenons :

$$E\{d(n)\mathbf{x}^*(n - k)\} - \sum_{i=0}^{p-1} \mathbf{w}(i)E\{\mathbf{x}(n - I)\mathbf{x}^*(n - k)\} = 0 \quad (3.8)$$

On a déjà supposé que $x(n)$ et $d(n)$ sont conjointement stationnaire au sens large, alors :

$$E\{\mathbf{x}(n - I)\mathbf{x}^*(n - k)\} = r_x(k - I) \quad (3.9)$$

$$E\{d(n)\mathbf{x}^*(n - k)\} = r_{dx}(k) \quad (3.10)$$

D'après les équations (3.9) et (3.10), l'équation (3.8) devient :

$$\sum_{i=0}^{p-1} \mathbf{w}(i) r_x(k - i) = r_{dx}(k) \quad (3.11)$$

Pour $k = 0, 1, \dots, p - 1$

Cette équation est connue sous le nom d'équation de Wiener-Hopf et nous pouvons écrire cette équation sous une forme généralisée comme suit :

$$\mathbf{R}_x \mathbf{w} = \mathbf{r}_{dx} \quad (3.12)$$

\mathbf{R}_x : est la matrice d'auto-corrélation Hermitien Toeplitz de dimensions $p \times p$.

\mathbf{W} : est le vecteur de coefficients de filtre.

\mathbf{r}_{dx} : Est le vecteur d'inter-corrélation entre $d(n)$ et $x(n)$.

Plus $e(n)$ est faible, plus l'estimation sera bonne. On cherche donc un filtre qui minimisera l'erreur quadratique moyenne. Il est plus pratique de minimiser $\{e(n)\}^2$ directement car c'est une fonction quadratique facilement dérivable.

Par ailleurs, étant donné que les signaux qui nous intéressent sont aléatoires, la fonction coût qui permettra de minimiser l'erreur quadratique moyenne (MSE en anglais : Mean Square Error) est définie par :

$$\mathcal{E} = E\{|e(n)|^2\} = E\{e(n)[d(n) - \sum_{i=0}^{p-1} \mathbf{w}(i)\mathbf{x}(n-i)]\} \quad (3.13)$$

$$\mathcal{E} = E\{e(n)d^*(n)\} - \sum_{i=0}^{p-1} \mathbf{w}^*(i)E\{e(n)\mathbf{x}^*(n-i)\} \quad (3.14)$$

En suivant l'équation (3.7) où $\{e(n)\mathbf{x}^*(n-k)\} = 0$, le deuxième terme de l'équation ci-dessus est égal à zéro. Nous atteignons donc :

$$\mathcal{E}_{\min} = E\{e(n)d^*(n)\} \quad (3.15)$$

En remplaçant $e(n)$ par ça a valeur

$$e(n) = d(n) - \sum_{i=0}^{p-1} \mathbf{w}(i)\mathbf{x}(n-i) \quad (3.16)$$

Alors \mathcal{E}_{\min} devient :

$$\mathcal{E}_{\min} = E\{e(n)d^*(n)\} = E\{[d(n) - \sum_{i=0}^{p-1} \mathbf{w}(i)\mathbf{x}(n-i)]d^*(n)\} \quad (3.17)$$

Enfin, en prenant les valeurs attendues, nous obtenons :

$$\mathcal{E}_{\min} = r_d(0) - \sum_{i=0}^{p-1} \mathbf{w}(i)r_{dx}^*(i) \quad (3.18)$$

Sous forme vectorielle, nous avons de l'équation (3.19) et de l'équation (3.20).

$$\mathcal{E}_{\min} = r_d(0) - \mathbf{r}_{dx}^H \mathbf{w} \quad (3.19)$$

$$\mathcal{E}_{\min} = r_d(0) - \mathbf{r}_{dx}^H \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{r}_{dx} \quad (3.20)$$

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{r}_{dx} \quad (3.21)$$

Un filtre adaptatif est donc un système avec un filtre linéaire qui possède une fonction de transfert commandée par des paramètres variables et un moyen pour ajuster ces paramètres selon un algorithme d'optimisation. En raison de la complexité des algorithmes d'optimisation, presque tous les filtres adaptatifs sont des

filtres numériques. Le filtre adaptatif en boucle fermée utilise une rétroaction sous la forme d'un signal d'erreur pour affiner sa fonction de transfert.

D'une manière générale, le processus adaptatif en boucle fermée implique l'utilisation d'une fonction de coût, qui est un critère pour une performance optimale du filtre, pour alimenter un algorithme qui détermine comment modifier la fonction de transfert de filtre afin de minimiser le coût sur la prochaine itération. La fonction de coût la plus courante est le carré moyen du signal d'erreur. [44]

La mise en œuvre d'un filtre optimal de Wiener demande la connaissance des caractéristiques du signal, du bruit et de la fonction de transfert de canal. Cela implique également que ces caractéristiques soient connues au cours du temps, ce qui n'est pas le cas en pratique

III.8 Définition d'un algorithme

La notion d'algorithme est souvent associée à l'informatique, pourtant le terme algorithme vient du nom du mathématicien perse du 9^e siècle Muhammad Ibn Mūsā al-Khwarizmī. La notion d'algorithme est donc très antérieure à la création du premier ordinateur.

Un algorithme est un énoncé d'une suite d'opération permettant de donner la réponse à un problème. Un algorithme est une spécification d'un schéma de calcul sous forme d'une suite finie d'opération élémentaire obéissant à un enchaînement déterminé. [45]

III.9 Le choix de l'algorithme

Le choix de l'algorithme se fera en fonction des critères suivant [46] :

- La rapidité de convergence qui sera le nombre d'itérations nécessaires pour converger « assez près » de la solution optimale de Wiener dans les cas stationnaire,
- La mesure de la proximité entre cette solution optimale et la solution obtenue,
- La capacité de poursuite (tracking) des variations (non stationnarité) du processus on examinera quels sont les algorithmes vraiment adaptatifs.
- La robustesse au bruit ou mauvais conditionnement des données.

- La complexité ou le nombre d'opérations par itération + place mémoire nécessaire (mémoire de données).
- La structure ou aspect hardware, complexité de l'implantation matérielle.
- Les propriétés numériques (stabilité -précision) dans le cas d'une précision limitée sur les données et les coefficients.

III.10 Algorithme du moindre carré moyen LMS

On 1959, Widrow et Hoff ont obtenu un algorithme dont le nom était Least Mean Square « **LMS** » et jusqu'à présent, il est l'un des meilleurs algorithmes de filtrage adaptatif. Cet algorithme est utilisé largement pour différentes applications telles que l'égalisation des canaux, annulation d'écho, suppression du bruit...etc.

Le **LMS** ajuste les coefficients de $w(n)$ d'un filtre pour réduire l'erreur quadratique moyenne entre le signal souhaité et la sortie du filtre. Le **LMS** est essentiellement le type de filtre adaptatif car pour converger vers la solution optimale de Wiener, il utilise le vecteur de gradient de filtre. L'algorithme est également utilisé en raison de sa simplicité de calcul.

L'équation ci-dessous est l'algorithme LMS pour la mise à jour des poids du filtre adaptatif pour chaque itération.

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e(n) \mathbf{x}^*(n) \quad (3.22)$$

$\mathbf{x}(n)$: Vecteur des valeurs d'entrée temporisées ;

$\mathbf{W}(n)$: Poids du vecteur au temps n ;

μ C'est un paramètre qui contrôle le changement immédiat du facteur de mise à jour. Ce paramètre induit un grand impact sur la performance de l'algorithme LMS afin de changer sa valeur. Si la valeur de μ est trop petite, le filtre adaptatif prend beaucoup de temps à converger vers la solution optimale et en cas de grande valeur le filtre adaptatif sera divergent et devient instable.

III.11 Dérivation et l'algorithme LMS

La dérivation de l'algorithme LMS est le développement de la méthode de la plus grande pente et s'inspire de la solution optimale de Wiener. Cet algorithme

utilise fondamentalement les formules qui met à jour les coefficients du filtre en utilisant les vecteurs poids \mathbf{w} et également mettre à jour le gradient de la fonction de coût en fonction du coefficient de pondération du filtre $\varepsilon(n)$.

L'algorithme LMS est très simple, il nécessite seulement $(2L + 1)$ multiplications et $2L$ additions par itération, ou L est le nombre de coefficients du filtre.

$$\mathbf{W}(n + 1) = \mathbf{w}(n) - \mu \nabla \varepsilon(n) \quad (3.23)$$

Avec

$$\nabla \varepsilon(n) = \nabla E\{|e(n)|^2\} = E\{\nabla |e(n)|^2\} = E\{e(n) \nabla e^*(n)\} \quad (3.24)$$

On a :

$$\nabla e^*(n) = -\mathbf{x}^*(n) \quad (3.25)$$

Ainsi on obtient :

$$\nabla \varepsilon(n) = -\nabla E\{e(n) \mathbf{x}^*(n)\} \quad (3.26)$$

En pratique, la valeur de l'espérance $E\{e(n) \mathbf{x}^*(n)\}$ est normalement inconnue. Donc nous avons besoin d'introduire l'approximation ou estimée comme la moyenne de l'échantillon.

$$\hat{E}\{e(n) \mathbf{x}^*(n)\} = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} e(n-i) \mathbf{x}^*(n-i) \quad (3.27)$$

Avec cette estimation, on obtient le vecteur poids de mise à jour comme suit :

$$\mathbf{W}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\mu}{L} \sum_{i=0}^{L-1} e(n-i) \mathbf{x}^*(n-i) \quad (3.28)$$

Si nous utilisons une moyenne d'échantillon ponctuel ($L=1$) alors

$$\hat{E}\{e(n) \mathbf{x}^*(n)\} = e(n) \mathbf{x}^*(n) \quad (3.29)$$

Et enfin, l'équation de mise à jour μ vectrice de poids devient la forme simple :

$$\mathbf{W}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \mu e(n) \mathbf{x}^*(n) \quad (3.30)$$

$$0 < \mu < \frac{1}{\text{trac}(R)}$$

III.12 Algorithme de moindres carrés normalisés (NLMS)

En utilisant le paramètre μ de taille normalisé dans le LMS, nous retrouvons face à un autre cas d'algorithme connu sous le nom du LMS normalisé (NLMS). La mesure pour calculer le vecteur de pondération de mise à jour est :

$$\mu(n) = \frac{\beta}{c + \|x(n)\|^2} \quad (3.31)$$

Ou :

$\mu(n)$: Est le paramètre de taille d'étape à l'échantillon n .

β : Le pas d'adaptation normalisé ($0 < \beta < 2$).

c : Est une constante pour éviter la division par zéro lorsque la norme du vecteur $x(n)$ est nulle.

III.13 Dérivation de l'algorithme NLMS

Le LMS normalisé (NLMS) est l'ajustement du LMS. La nécessité de dériver le NLMS est que la puissance du signal d'entrée change dans le temps et en raison de ce changement le pas entre deux coefficients adjacents du filtre change également et affecte le taux de convergence. Lors de petits signaux ce taux de convergence va ralentir et lors de hauts signaux ce taux de convergence va augmenter et induire plus grande erreur.

Pour contourner ce problème, on va essayer d'ajuster ce pas μ en permanence en fonction de l'énergie instantanée du signal d'entrée. Par conséquent, ce paramètre est dit normalisé.

On peut montrer que l'algorithme est stable si :

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad \text{Et} \quad 0 < \mu < \frac{2}{\text{trace}(R_x)} \quad (3.32)$$

λ_{max} est le maximum des valeurs propres de la matrice d'autocorrélation de vecteur $x(n)$.

Cependant, l'auto-corrélation R_x est généralement inconnue, pour cette raison, le maximum λ_{max} et R_x sont estimées pour utiliser les bornes. Pour résoudre ce problème, on introduit une nouvelle estimation de trace (R_x) comme :

$$trace(R_x) = (p + 1)E \{|x(n)|^2\} \quad (3.33)$$

Pour $p = 0, 1, \dots$

$E \{|x(n)|^2\}$: est la puissance du signal d'entrée. Il peut être estimé par l'estimateur :

$$\hat{E} \{|x(n)|^2\} = \frac{1}{p+1} \sum_{k=0}^p |x(n-k)|^2 \quad (3.34)$$

Par conséquent, les limites du paramètre deviendront :

$$0 < \mu < \frac{2}{(p+1) E \{|x(n)|^2\}} \quad (3.35)$$

Par substitution l'équation (3.37) dans l'équation (3.38), on obtient le paramètre μ comme suit :

$$0 < \mu < \frac{2}{x^*(n)x(n)} \quad (3.36)$$

Pour les processus complexes variables dans le temps, on calcule le paramètre de taille de l'échelon dans le temps (échantillon n) :

$$\mu = \frac{2}{x^H(n)x(n)} = \frac{\beta}{\|x(n)\|^2} \quad (3.37)$$

β : Le pas d'adaptation normalisé ($0 < \beta < 2$).

En remplaçant μ par $\mu(n)$ dans l'équation (3.30) pour mettre à jour le vecteur de poids dans l'algorithme LMS, nous atteignons un nouvel algorithme qui est le NLMS. La mise à jour du vecteur de poids est maintenant :

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\beta}{\|x(n)\|^2} e(n) \mathbf{x}^*(n) \quad (3.38)$$

Dans l'algorithme LMS, comme le vecteur de poids $\mathbf{w}(n)$ varie en fonction du signal d'entrée $x(n)$, alors lorsque $x(n)$ est très petit le calcul de poids de l'équation de mise à jour du vecteur sera très grand ce qui constitue un problème. Pour cette raison, on met en œuvre la constante « c » qui est un paramètre de régularisation.

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\beta}{c + \|\mathbf{x}(n)\|^2} e(n) \mathbf{x}^*(n) \quad (3.39)$$

$\mu(n)$ Est le gain d'adaptation.

L'algorithme NLMS est résumé comme suit :

ALGORITHME NLMS
Entrée
Initialisation du vecteur $\mathbf{W}(n) = 0$;
Vecteur d'entrée $\mathbf{x}(n)$;
Signal mesuré $d(n)$;
Le pas d'adaptation initial β ;
Constant $c = 0.000006$;
Longueur du filtre L ;
Sortie
Sortie u filtre $\hat{d}(n)$;
Coefficients optimaux $\mathbf{W}(n)$;
Procédure
$\hat{d}(n) = \mathbf{W}^T \cdot d(n) = \mathbf{x}^T(n) \cdot \mathbf{w}(n)$
$e(n) = d(n) - \hat{d}(n)$
$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\beta}{c + \ \mathbf{x}(n)\ ^2} e(n) \mathbf{x}^*(n)$

III.14 Algorithmes NLMS proportionnel

L'annulation de l'écho est un domaine de recherche actif depuis plusieurs décennies. Récemment, ce problème est confronté à plus de défis en raison du développement d'applications grand écran centrées sur le réseau telles que la voix sur IP (VOIP). L'augmentation du délai de transmission du réseau et la complexité des programmes d'application introduisent plus de retard dans le chemin vocal, ce qui se traduit par un temps de retour d'écho plus long. Pour annuler l'écho efficacement, nous devons utiliser des filtres adaptatifs plus longs pour modéliser le chemin d'écho réel, ce qui augmentera la complexité de calcul et diminuera considérablement la vitesse de convergence des algorithmes adaptatifs. La plupart des algorithmes adaptatifs populaires pour traiter ce problème sont des algorithmes Normalized Least Mean Square (NLMS) en raison de leur simplicité et leur robustesse. Étant donné que l'algorithme NLMS a une vitesse de convergence lente pour les entrées couleur et que les longs filtres adaptatifs peut avoir une grande erreur de réglage, une faible vitesse de convergence et une demande de calcul

élevée, plusieurs variantes de cet algorithme a été proposé pour améliorer ses performances [47]-[48].

L'algorithme de mise à jour partielle [31]-[32] est un moyen efficace de réduire la complexité du calcul en ne mettant à jour que certains coefficients à chaque période d'échantillonnage. Une caractéristique très importante de la trajectoire d'écho dont nous voulons profiter pour augmenter les performances de l'algorithme de filtrage adaptatif est la parcimonie. Si nous pouvons localiser les grands coefficients et seulement mettre à jour ces coefficients, nous adaptons en fait un filtre beaucoup plus court, augmentant ainsi la vitesse de convergence et diminuant la complexité de calcul. Malheureusement, en général, nous n'avons pas cette information a priori, alors nous devons chercher les gros coefficients. Les algorithmes bien connus qui tirent parti de la rareté du chemin d'écho sont le NLMS proportionnel (PNLMS) [29] .

- **III.14.1 Algorithme PNLMS**

L'algorithme PNLMS a été proposé pour la première fois en introduisant une matrice diagonale de commande pas à pas $G(n)$ pour associer un paramètre pas à chaque coefficient. Cette technique consiste à adapter chaque étape à une valeur désirée avec un taux de convergence qui varie d'une étape d'adaptation à l'autre. Cet algorithme exploite la faible densité des réponses impulsionnelle pour réaliser une adaptation sensiblement plus rapide que celle réalisée par l'algorithme conventionnel NLMS. L'algorithme PNLMS nécessite plus d'opérations que l'algorithme NLMS mais il présente l'avantage de converger plus rapidement que ce dernier. Une version normalisée peut être obtenue en normalisant l'équation de mise à jour avec la norme euclidienne du vecteur d'entrée afin d'éliminer l'influence de la puissance du signal d'entrée [49] .Avantage du PNLMS est qu'il nécessite moins d'informations a priori sur le chemin d'écho, puisque la mise à jour ne dépend que des estimations de filtre actuelles l'algorithme PNLMS est donné par :

$$\gamma_{min}(n) = \rho \max \{ \delta_p, |w_0(n)|, |w_1(n)|, \dots \dots |w_{L-1}(n)| \} \quad (3.40)$$

$$\gamma_l(n) = \max \{ \gamma_{min}(n), |w_l(n)| \}, \quad 0 \leq l < L \quad (3.41)$$

$$g_l(n) = \frac{\gamma_l(n)}{(1/L) \sum_{i=0}^{L-1} \gamma_i(n)} \quad 0 \leq l < L \quad (3.42)$$

$$G(n) = \text{diag} [g_0(n) \dots \dots g_{L-1}(n)] \quad (3.43)$$

$$w(n+1) = w_i(n) + \frac{uG(n)x(n-i)e(n)}{x^T(n)G(n)x(n) + \delta_{PNLMS}} \quad , 0 \leq i \leq N-1 \quad (3.44)$$

$$-1 < \delta_p < 1$$

Où δ_{PNLMS} est la constante de régularisation, L est la longueur du filtre adaptatif et $\text{diag}\{g_0(n) \dots \dots g_{L-1}(n)\}$ une matrice diagonale avec les éléments $\{g_0(n) \dots \dots g_{L-1}(n)\}$

Les valeurs typiques des constantes d'algorithme sont données comme suit $\delta_{PNLMS} = 0.01$ et $\rho = 5/L$

- **III.14.2 Algorithme PNLMS amélioré (IPNLMS)**

Les algorithmes adaptatifs proportionnels ont été initialement conçus pour une réponse impulsionnelle sparse. Pour une réponse impulsionnelle non clairsemée (non-sparse), la vitesse de convergence de l'algorithme PNLMS se dégrade considérablement, même pire que l'algorithme NLMS. Le PNLMS amélioré (IPNLMS) est proposé pour éviter la dégradation dans le cas où l'impulsion sous-jacente la réponse est non-sparse. La raison pour laquelle l'algorithme PNLMS converge plus lentement que l'algorithme NLMS pour réponse impulsionnelle dispersive est en raison du choix brutal, l'opérateur maximum. Au lieu de ce choix brutal, la moyenne des coefficients actuels est adoptée pour éliminer partiellement les effets négatifs d'une estimation inexacte de $w(n)$. Par conséquent, l'algorithme IPNLMS converge aussi rapidement comme l'algorithme PNLMS pour la réponse impulsionnelle sparse et sa performance n'est pas pire que l'algorithme NLMS pour un dispersive . [50]

III.15 Les deux types de complexité

On distinguera deux sortes de complexité, selon que l'on s'intéresse au temps d'exécution ou à l'espace mémoire occupé. [51]

- ❖ **Complexité en temps**

Réaliser un calcul de complexité en temps revient à décompter le nombre d'opérations élémentaires (affectation, calcul arithmétique ou logique, comparaison...) effectuées par l'algorithme. Pour rendre ce calcul réalisable, on émettra l'hypothèse que toutes les opérations élémentaires sont à égalité de coût. En pratique ce n'est pas tout à fait exact mais cette approximation est cependant raisonnable. On pourra donc estimer que le temps d'exécution de l'algorithme est proportionnel au nombre d'opérations élémentaires.

❖ **Complexité en espace**

La complexité en espace est quand à elle la taille de la mémoire nécessaire pour stocker les différentes structures de données utilisées lors de l'exécution de l'algorithme.

III.16 Structure d'annulateur d'écho

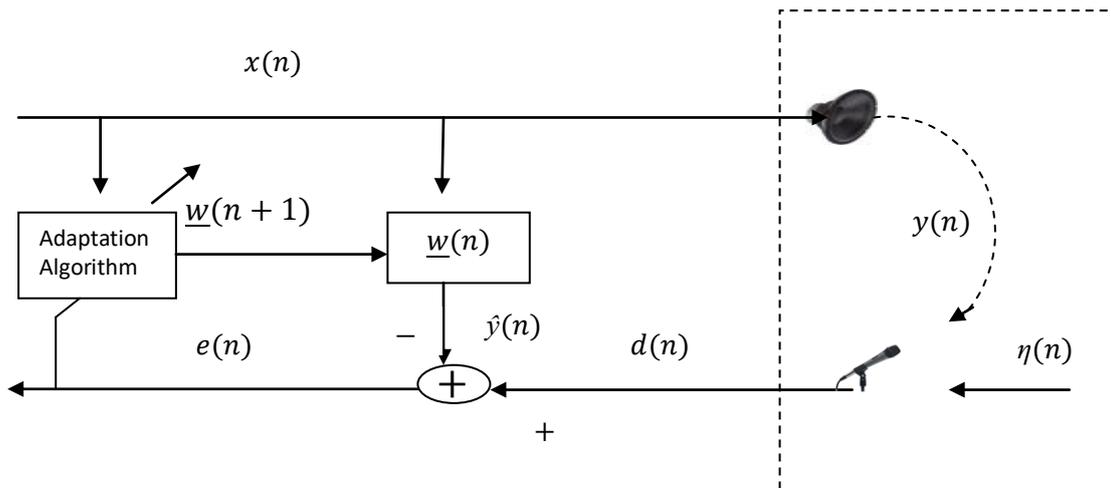


Figure .(III.4) Schéma fonctionnel d'un annuleur adaptatif d'écho acoustique [52].

Un diagramme d'un annuleur d'écho dans un téléphone mains libres est affiché encore une fois dans sur la figure (III.4). Le signal d'entrée $x(n)$ est lu sur un haut-parleur, et le signal du microphone $d(n)$ se compose de l'écho $y(n)$ et du fond bruit $\eta(n)$. Une estimation d'écho est soustraite de $d(n)$ en utilisant un filtre adaptatif qui modélise le chemin d'écho comme une réponse impulsionnelle finie des échantillons de longueur N:

$$e(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n) = d(n) - \sum_{i=0}^{N-1} x(n-i)w_i(n) \quad (3.45)$$

Où $x(n)$ et $\mathbf{w}(n)$ sont le signal d'entrée $N \times 1$ et le vecteur de coefficient de filtre adaptatif, respectivement, à l'instant n . Un mécanisme de contrôle est supposé arrêter l'adaptation pendant les périodes de silence. Le plus petit carré moyen normalisé (NLMS) met à jour les coefficients de filtre utilisant l'estimation du gradient instantané normalisé par la puissance du signal d'entrée à l'instant n [34]. Le NLMS proportionnel (P-NLMS) incorpore une matrice diagonale à pas variable $G(n)$ qui est construit proportionnellement à l'amplitude des coefficients de filtre adaptatif [29] - [30]. La variante améliorée IP-NLMS (improved P-NLMS) intègre un facteur constant dans $G(n)$ pour améliorer les performances en environnements pseudo-clairsemé tels que l'annulation d'écho acoustique dans les environnements mobiles [54] :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}_i(n) + \frac{ug_i(n)x(n-i)e(n)}{\mathbf{x}^T(n)G(n)\mathbf{x}(n) + \delta_{IPNLMS}} \quad , 0 \leq i \leq N-1 \quad (3.46)$$

Où δ_{PNLMS} est un paramètre de régulation ($\delta_{PNLMS} = \frac{\delta_{NLMS}}{L}$)

Et $G(n) = \text{diag} [g_0(n) \dots \dots g_{L-1}(n)]$ est la matrice diagonale ($L \times L$)

La définition originale de l'élément diagonal de la matrice $G(n)$ dans l'algorithme PNLMS est décrite comme suit:

$$g_i(n) = \frac{1-\beta}{2} \frac{\text{abs}\{w_i(n)\}}{\sum_{j=0}^{N-1} \text{abs}\{w_j(n)\}} + \frac{\beta}{2N} \quad , \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (3.47)$$

Avec $i=0,1,\dots,N-1$

Où $0 < \mu < 2$, μ est la taille globale de pas

$0 \leq \beta \leq 1$ Contrôle la proportionnalité des $G(n)$

NLMS nécessite approximativement $2N$ opérations de multiplication et d'addition par échantillon, tandis que l'IP-NLMS double à peu près la complexité avec au moins $2N$ multiplications et d'aditions supplémentaires par échantillon.

III.17 Critère optimal sélectif de mise à jour des coefficients

Supposons que nous voulons réduire la complexité d' IP-NLMS par la mise à jour d'un sous-ensemble de $M < N$ coefficients à chaque période d'échantillonnage,

ainsi éliminant au moins $N - M$ opérations de multiplication et d'addition. En suivant l'approche de [31], nous définissons d'abord l'erreur a posteriori $\varepsilon(n)$ comme étant l'erreur produite après que la mise à jour de (3.46) est appliquée:

$$\varepsilon(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n+1) = d(n) - \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{x}(n-1)\mathbf{w}_i(n+1) \quad (3.48)$$

En substituant (3.46) dans (3.48), l'erreur quadratique à-posteriori peut être écrite en fonction de l'erreur à-priori $e(n)$ et d'une somme de termes correspondant à chaque mise à jour du coefficient de filtre adaptatif comme suit:

$$\varepsilon^2(n) = e^2(n) \left[1 - \frac{\mu \sum_{i=0}^{N-1} g_i(n)x^2(n-1)}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{G}(n)\mathbf{x}(n) + \delta_{NLMS}} \right]^2 \quad (3.49)$$

Si un seul sous-ensemble de coefficients est mis à jour, ils doivent être choisis de telle sorte que (3.49) soit minimisé. Comme les tailles de pas $g_i(n)$ sont positives, (3.49) est minimisé si les coefficients correspondent aux M maxima de $g_i(n)x^2(n-1)$, pour $0 \leq i \leq N-1$. Formellement, sois I un ensemble ordonné d'indices ij correspondant aux échantillons pondérés d'entrée classés par ordre décroissant de grandeur, et soit I_M le sous-ensemble des premiers M indices de l'ensemble I :

$$I = \left\{ i_j \mid \begin{array}{l} g_{i_j}(n)x^2(n-i_j) \geq g_{i_{j+1}}(n)x^2(n-i_{j+1}) \\ \text{pour } 0 \leq i_j \leq N-1 \text{ et } 1 \leq j \leq N \end{array} \right\} \quad (3.50)$$

$$I_M = I: \{i_1, i_2, \dots, i_M\} \quad (3.51)$$

La mise à jour sélective des coefficients qui minimise l'erreur à-posteriori est obtenue en appliquant (3.46) uniquement pour les indices M dans I_M :

$$\mathbf{w}_i(n+1) = \begin{cases} \mathbf{w}_i(n) + \Delta\mathbf{w}_i(n), & i \in I_M \\ \mathbf{w}_i(n), & \text{autrement} \end{cases} \quad (3.52)$$

$$\Delta\mathbf{w}_i(n) = \frac{\mu g_i(n)x(n-i)e(n)}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{G}(n)\mathbf{x}(n) + \delta_{IPNLMS}} \quad (3.53)$$

Chaque échantillon d'entrée est pondéré par un paramètre de pas unique variant dans le temps. Par conséquent, l'obtention d'une sélection optimale à l'aide de (3.50) – (3.51) entraîne l'utilisation d'algorithmes de classement efficaces comme SORTLINE [31]. En revanche, trouver les M maxima implique de calculer un tri nécessitant des opérations $\min \{MN, N \log_2 N\}$, beaucoup plus que les économies 000approche sous-optimale doit être utilisée pour sélectionner les coefficients. Dans

[33], il a été proposé de diviser le filtre adaptatif en blocs et de mettre à jour un sous-ensemble de blocs contenant un maximum de puissance pondérée du signal d'entrée. [53] les coefficients à mettre à jour sont choisis comme étant les seuls M maxima du vecteur de signal d'entrée uniquement, en ignorant $g_i(n)$.

III.18 Algorithme de mise à jour du coefficient sélectif proposé

Notre objectif est de combiner des algorithmes de pondération proportionnelle et de classement rapide dans le processus de sélection des coefficients tout en évitant un tri du vecteur de signal d'entrée pondéré. Ceci est réalisé en divisant d'abord les vecteurs du signal d'entrée et des coefficients du filtre adaptatif en $B = N / L$ Blocs de longueur égale L :

$$\underline{x}(n) = [\underline{x}_1^T(n) \quad \underline{x}_2^T(n) \quad \dots \quad \underline{x}_B^T(n)]^T \quad (3.54)$$

$$\underline{w}(n) = [\underline{w}_1^T(n) \quad \underline{w}_2^T(n) \quad \dots \quad \underline{w}_B^T(n)]^T \quad (3.55)$$

Où

$$\underline{x}_k(n) = [x(n - (k - 1)L) \quad \dots \quad x(n - kL + 1)]^T \quad (3.56)$$

Et/

$$\underline{w}_k(n) = [w_{(k-1)L}(n) \quad \dots \quad w_{kL-1}(n)]^T \quad (3.57)$$

Pour chaque bloc $w_k(n)$, $M_k \leq L$ les coefficients M_k sont mis à jour à chaque période d'échantillonnage et choisis comme les M_k maxima du bloc de signal d'entrée $x_k(n)$. Plus formellement, soit I_k l'ensemble ordonné d'indices i_j dans le bloc d'entrée k correspondant à un classement des L échantillons par ordre décroissant d'amplitude. Les coefficients de filtre adaptatif sont mis à jour à l'aide de (3.52) – (3.53), où les indices sont obtenus en sélectionnant les premiers indices M_k de chaque ensemble I_k afin que le nombre total de mise à jour soit égal à M :

$$I_k = \left\{ i_j \left| \begin{array}{l} abs\{x(n - i_j)\} \geq abs\{x(n - i_{j+1})\}, \\ for(k - 1)L \leq i_j \leq kL + 1 \text{ et } 1 \leq j \leq L \end{array} \right. \right\} \quad (3.58)$$

$$I_M = \cup_{k=1}^B I_k : \{i_1, \dots, i_{M_k}\} \text{ Tel que } \sum_{k=1}^B M_k = M \quad (3.59)$$

* M_k représente nombres de coefficients à adapter dans chaque bloc k

Durant la période de convergence, il est logique de distribuer les mises à jour en proportion des pas d'étape $g_i(n)$ pour que les paramètres ayant le plus d'énergie soient favorisés. Après cette étape initiale, on peut utiliser une mise à jour uniforme (M/B paramètres par bloc). L'allocation est réalisée en maximisant la somme pondérée des mises à jour allouées à chaque bloc, sous la contrainte que le nombre total des mises à jours soit M et que les nombres de mises à jours par bloc M_k soient limités :

$$\max_{M_k(n)} \sum_{k=1}^B p_k(n) M_k(n) \quad (3.60)$$

$$\sum_{k=1}^B M_k(n) = M \quad \text{et} \quad M_{Min,k}(n) \leq M_k(n) \leq M_{Max,k}(n) \quad (3.61)$$

Où les bornes $M_{Min,k}(n)$ et $M_{Max,k}(n)$ sont automatiquement variées en fonction de l'estimation des variances $\sigma_k(n)$ des coefficients du filtre adaptatif de chaque bloc comme suit :

$$\sigma_k(n) = \frac{\Delta \mathbf{w}_k^T(n) \Delta \mathbf{w}_k(n)}{\mathbf{w}_k^T(n) \mathbf{w}_k(n)}, \quad \Delta \mathbf{w}_k(n) = \mathbf{w}_k(n) - \mathbf{w}_k(n-1) \quad (3.62)$$

$$M_{Min,k}(n) = \left[\frac{M}{B} - \sigma_k(n) \left(\frac{M}{B} - 1 \right) \right] \quad (3.63)$$

$$M_{Max,k}(n) = \left[\frac{M}{B} + \sigma_k(n) \left(L - \frac{M}{B} \right) \right] \quad (3.64)$$

Cet algorithme proposé dans la référence [52] exige la résolution de l'algorithme de programmation linéaire donné par les équations (3.59), (3.60), (3.61), (3.62) et (3.63) qui consomme beaucoup d'opérations et de temps de calcul. Dans ce qui suit nous développons un nouvel algorithme, proposé par notre promoteur Pr A. Guessoum et qui sera prochainement publié.

Cette proposition est basée sur l'observation qu'en général la première partie des réponses acoustiques est plus importante que la queue de cette réponse. On peut, en première approximation, estimer que l'amplitude des coefficients de la réponse acoustique diminue de manière linéaire.

Ainsi :

$$M_k(n) = a x + b \quad \text{tel que} \quad b = M \quad \text{et} \quad \sum_{k=1}^B M_k(n) = M \quad (3.65)$$

Où k représente le numéro du bloc et $0 \leq x \leq B$.

La résolution de cette équation donne la solution :

$$M_k(n) = - \frac{2 M}{Blocs^2} (x - B) \text{ avec } x = k-(1/2) \text{ et } k = 1,2, \dots B. \quad (3.66)$$

Ainsi les valeurs de M_k sont pré-calculées sans programmation linéaire, ce qui apporte un gain important en temps de calcul.

Puisqu'au départ de l'algorithme, les valeurs des coefficients sont aléatoires, il est judicieux de démarrer avec des valeurs M_k uniformes ($M_k = M/B$) puis rapidement passer aux valeurs données par (3.66).

Voici un tableau qui résume la complexité algorithmique tir de la référence [50]:

Algorithme	NLMS	PNLMS	IPNLMS	IP-NLMS by updating a subset
Addition	2L+1	3N+1	4N+2	4M+2
multiplication	3L+1	6N+1	6N+4	6M+4
Division	1	2	2	2

Tableau. (III. 1) Complexité algorithmique.

III.19 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté le principe et le rôle d'un filtrage adaptatif, puis nous avons détaillé quelques algorithmes de gradient stochastique pour l'annulation d'écho acoustique, ces algorithmes ont été NLMS, PNLMS, IPNLMS et une nouvelle proposition, cette dernière est caractérisée par une meilleure rapidité de convergence et une complexité plus réduite.

Dans le prochain chapitre nous allons montrer les performances de l'algorithme proposé par des résultats de la simulation sur des réponses impulsionnelles synthétiques puis sur des réponses impulsionnelles réelles.

Chapitre IV

Simulations et résultats

IV .1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les résultats de simulation de l'annulation d'écho en utilisant les algorithmes étudiés NLMS, IPNLMS, IPNLMS avec sélection optimale des coefficients et l'algorithme proposé.

Nous commençons ce chapitre par la présentation des différents signaux (une source d'écho et une source de parole) qui sont utilisés dans les simulations à l'aide du logiciel MATLAB. Par la suite, nous passerons à la présentation des résultats de simulation de l'algorithme proposé en comparaison avec ceux des autres algorithmes précités. Dans cette comparaison, nous utilisons certains critères d'évaluation objectifs de performance à savoir le critère du Seg MSE et du SM.

IV .2 Les signaux utilisés

Dans ces simulations on a besoin de 2 sources de la parole :

- 1) Le signal d'entrée $x(n)$ qui lut sur un haut-parleur, ce signal est un signal parole prononcé par un locuteur masculin, échantillonné avec une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz et d'environ 18 secondes de longueur, la figure. IV.1. Cela représente la phrase : « Un loup s'est jeté immédiatement sur la petite chèvre ».

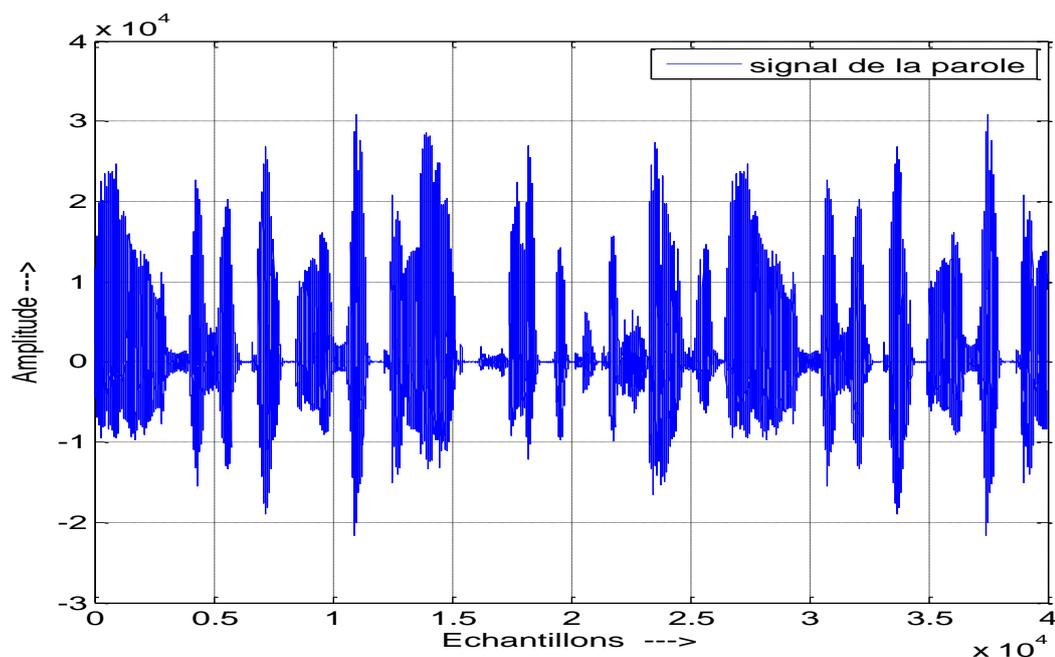


Figure .IV .1 Signal de parole avec son spectrogramme .

2) La parole proche $\eta(n)$ qui lu sur un microphone

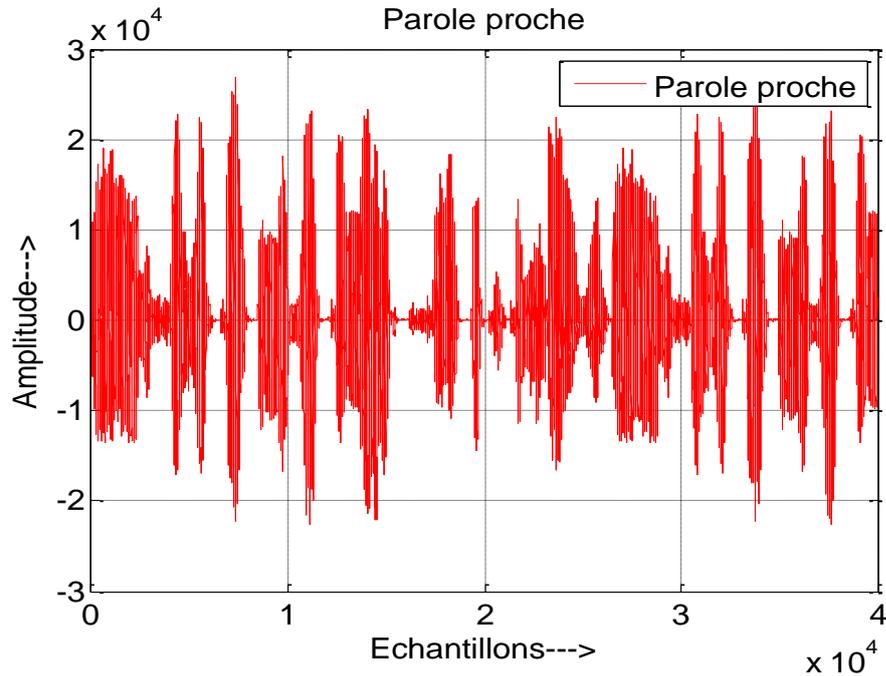


Figure.IV .2 Parole proche.

La figure suivante représente la réponse impulsionnelle de milieu (une réponse impulsionnelle clairsemée).

Dans les réponses impulsionnelles clairsemées, les grands coefficients sont une petite partie du nombre total des coefficients. Par conséquent, le nombre d'itérations nécessaires à la convergence dépend principalement des grands coefficients. Dans ce PFE nous avons utilisé une réponse impulsionnelle clairsemée.

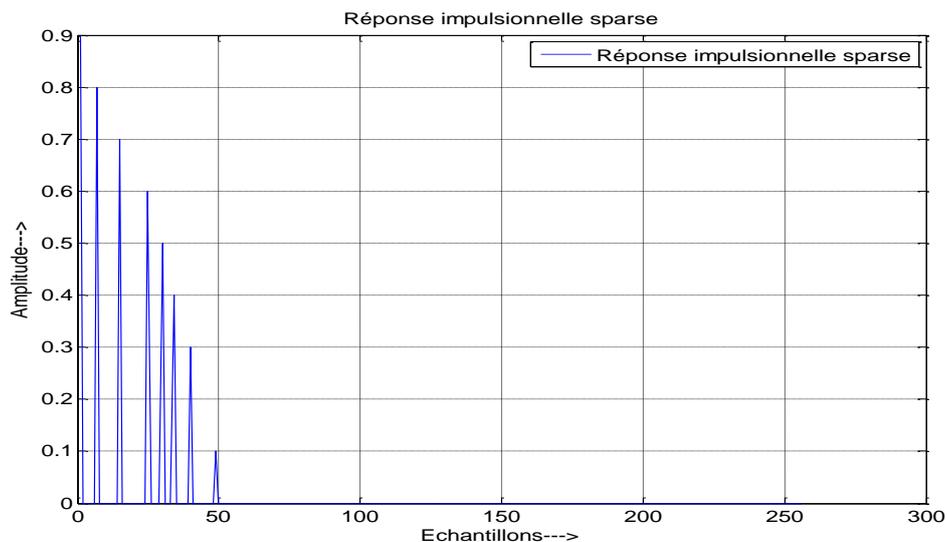


Figure. IV .3 Repense impulsionnelle clairsemée.

3) Signal mélange (signal parole + écho)

Le signal de la sortie de canal est présenté par la figure suivante :

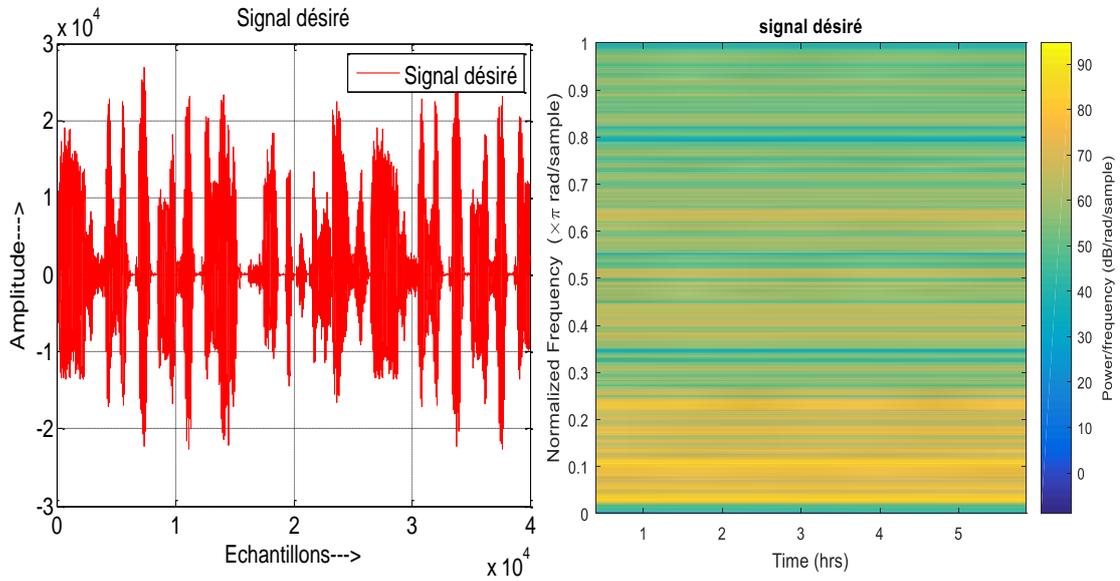


Figure. IV .4 Signal désiré et son spectrogramme.

Constations : D'après la figure IV .4, On constate que le signale est partiellement perturbé.

La figure suivante représente l'identification entre le signal désiré et le signal parole.

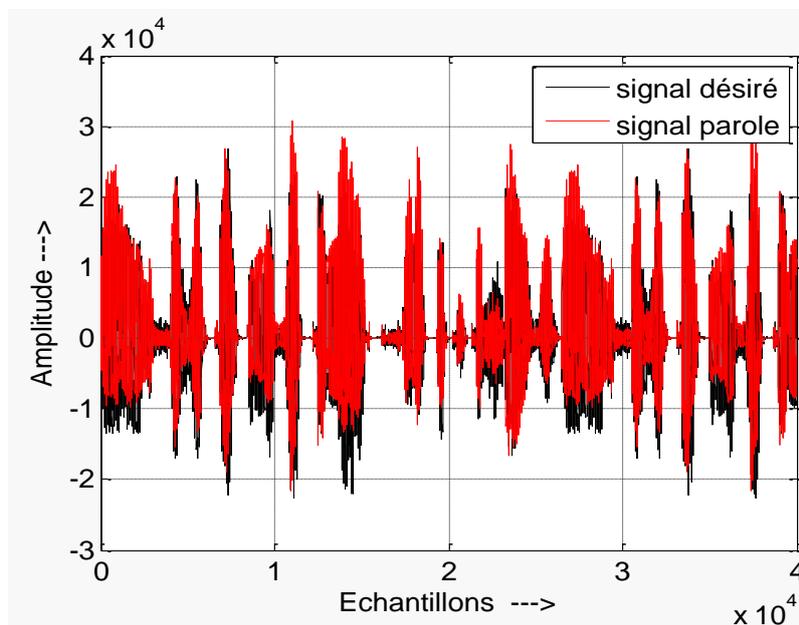


Figure .IV .5 Identification entre le signal désiré et le signal parole .

Constataion : D'après la figure précédente, on remarque que le signale de parole est perturbé à cause de l'écho.

IV .3 Paramètres utilisé dans les simulations

Les paramètres que nous avons sélectionnés pour la simulation sont représentés dans le tableau IV.1 suivant :

Paramètre	Signification	Valeur
$iter$	Nombre d'itération	40000
N	Longueur du filtre	256
$nmax$	Longueur du signal parole en échantillons	50000
μ	Paramètre de convergence	0.9
M	les M meilleurs coefficients	16
$\delta IPNLMS$	Paramètre de régularisation Paramètre de sécurité (pour éviter la division par zéro)	0.1
B	Beta c'est un paramètre qui control la proportionnalité de $G(n)$	0.1

Tableau. IV.1 Paramètres de simulations de l'algorithme proposé et NLMS classique.

IV .4 Détection d'activité vocale (DAV)

Principe du DAV on définit détection d'activité vocale comme le processus qui consiste, à différencier les portions qui contiennent de la voix à celles qui n'en contiennent pas (silence ou bruit). Par convention, la sortie d'un DAV est '1' si on a activité de voix, où '0' si on n'a pas d'activité de voix .En littérature, on parle parfois

de région active (région qui contient de la voix) et région inactive (région sans voix), [50].

La figure IV .6 représente le signal de parole qu'on a utilisé dans ce travail avec sa DAV

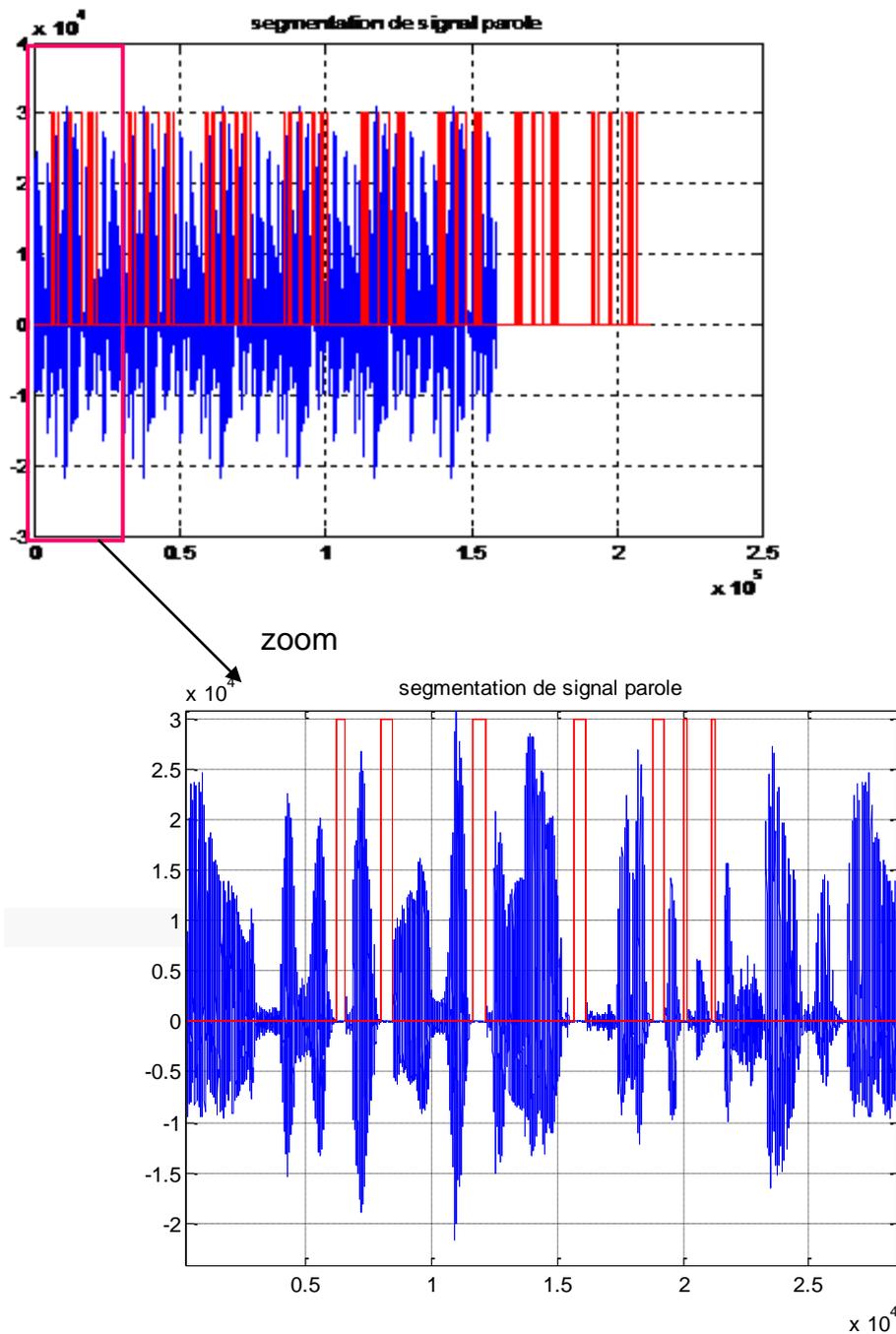


Figure .IV .6 Segmentation du signal de parole.

IV .5 Description des critères de performance

- **Erreur quadratique moyenne**

Pour comparer les performances des algorithmes entre eux, un critère utilisé est EQM (MSE) donnée par :

$$MSE(dB) = 10 \log_{10} e^2(n) \quad (4.1)$$

Où $e^2(n)$ représente l'erreur de filtrage a priori calculé avant la mise à jour du filtre.

- **Système mismatch**

Le critère du désajustement est un critère robuste dans l'évolution des performances des algorithmes adaptatifs. Ce critère se calcule à partir de la distance euclidienne entre les coefficients des réponses impulsionnelles réelles et mesurée (estimées). Ce critère, noté **SM** pour « **System Mismatch** », est défini par l'expression suivante :

$$SM_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{\|w-h\|^2}{\|h\|^2} \right) \quad (4.2)$$

Avec

h : représente les coefficients du filtre réel et w représente les Coefficients de filtre adaptatif.

- **ERLE (Echo Return Loss Enhancement)**

L'ERLE est défini comme le rapport entre la puissance d'émission P_d et la puissance d'un signal d'erreur résiduel immédiatement après l'annulation P_e , et il est mesuré en dB. L'ERLE mesure la quantité de perte introduite seulement par le filtre adaptatif.

ERLE dépend de la taille du filtre adaptatif et la conception de l'algorithme. Plus la valeur d'ERLE est élevée, plus l'annulation d'écho est meilleure. ERLE est une mesure de suppression d'écho est donnée par :

$$ERLE = 10 \log_{10} \frac{P_d}{P_e} \quad (4.3)$$

IV.6 La simulation par l'algorithme NLMS

Nous avons commencé les simulations par l'algorithme NLMS avec $N=256$ (nombre des coefficients du filtre adaptatif).

La figure suivante représente la comparaison entre la réponse impulsionnelle et les coefficients du filtre obtenu par l'algorithme NLMS avec un pas d'adaptation = 0.9 et une taille du filtre = 256

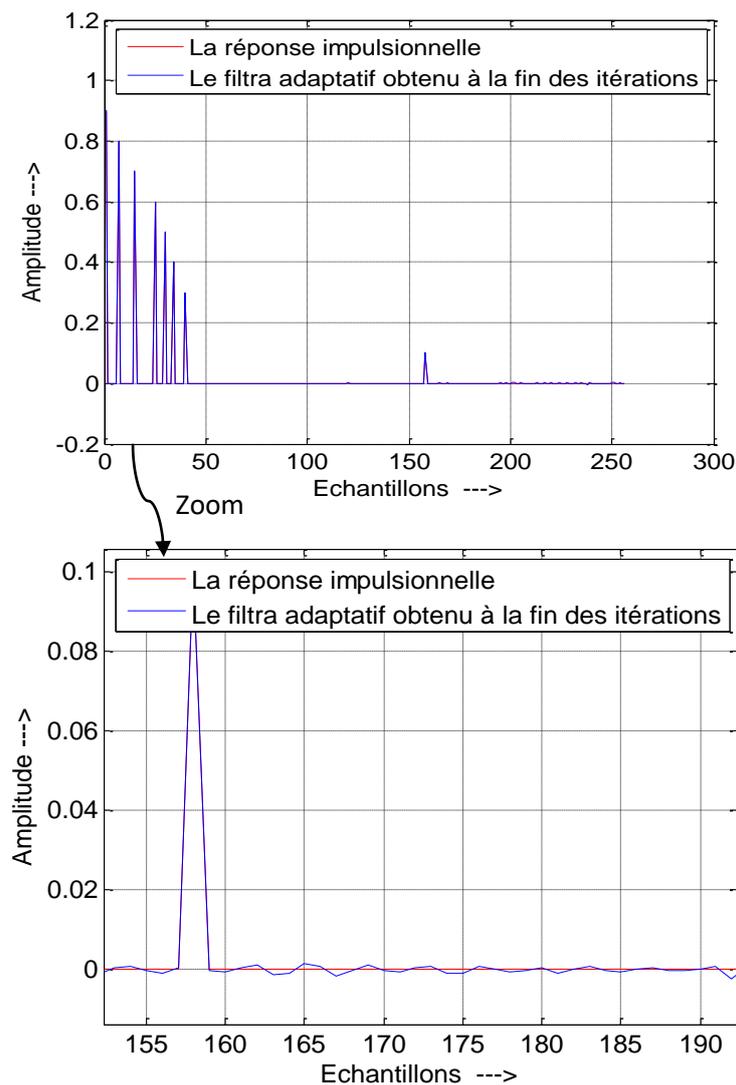


Figure.IV.7 Identification entre le vrai filtre de la salle et les coefficients du filtre NLMS.

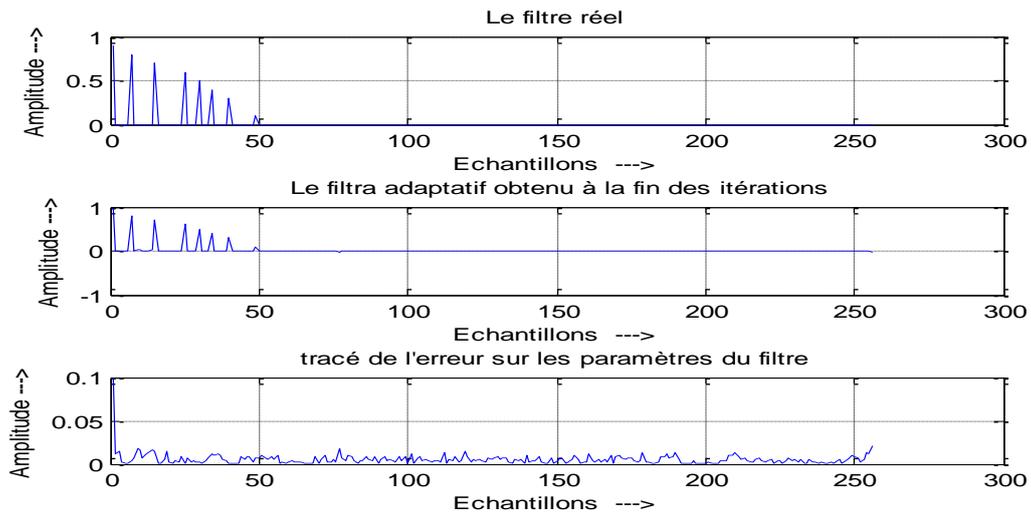


Figure .IV .8 comparaison entre le vrai filtre de la salle et les coefficients du filtre NLMS.

La figure suivante représente l'erreur quadratique moyenne par l'algorithme NLMS

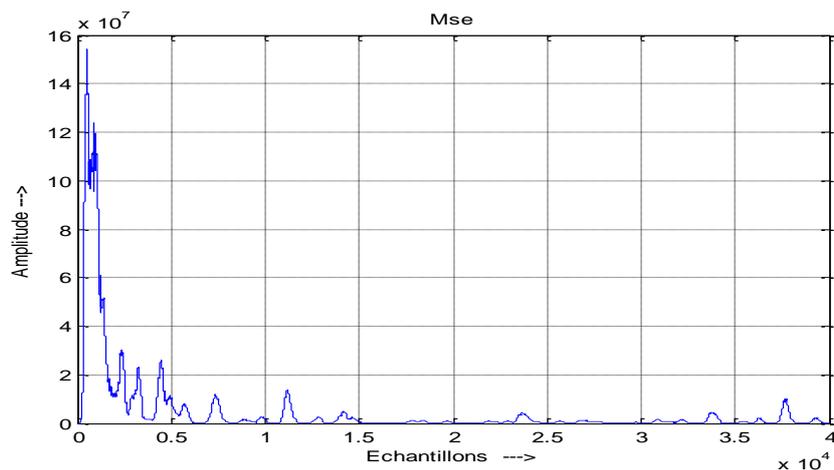


Figure. IV .9 Erreur quadratique moyenne d'algorithme NLMS.

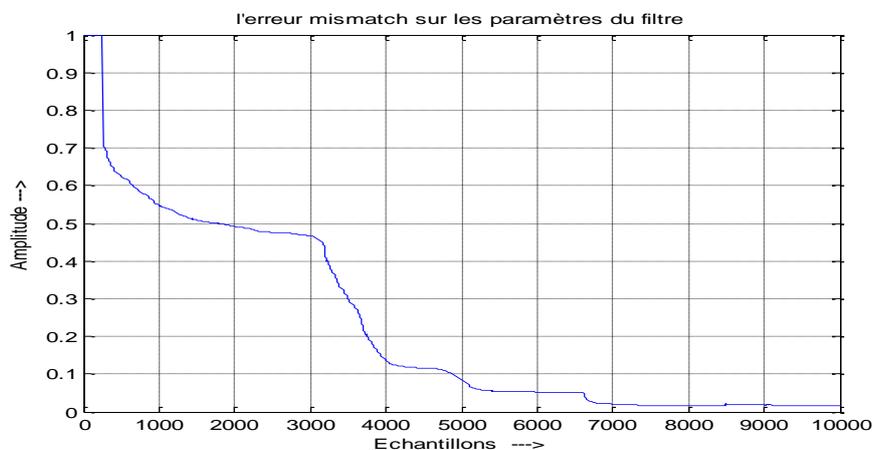


Figure. IV .10 L'erreur mismatch sur les paramètres du filtre NLMS.

Constatation : D'après les résultats des simulations de l'algorithme NLMS pour l'annulation d'écho acoustique présentées dans les figures **Figure IV .8,IV .9 etIV .10**,on constate que l'erreur sur les paramètres de filtre est très faible et que l'algorithme converge mais assez lentement.

IV .7 La simulation par l'algorithme IPNLMS

Les résultats de simulation par l'algorithme IPNLMS avec une taille de filtre $N=256$, sont présentés dans les figures suivantes :

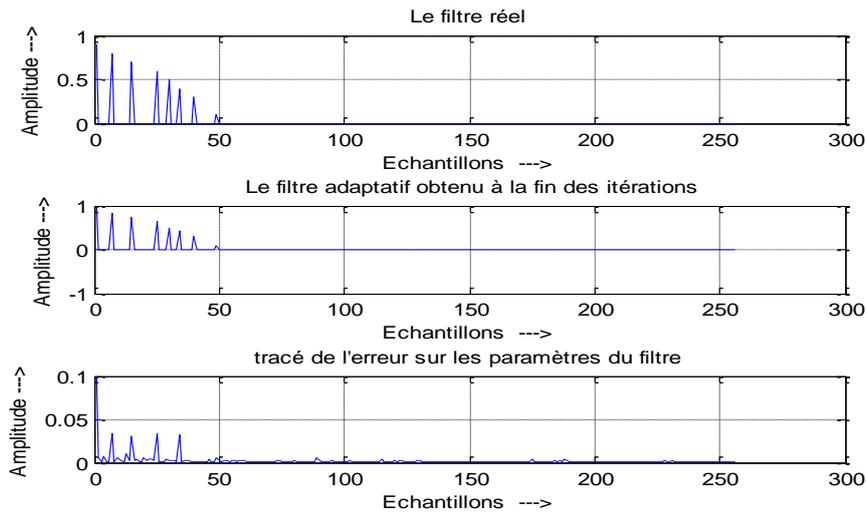


Figure .IV .11 Comparaison entre le vrai filtre de la salle et les coefficients du filtre **IPNLMS**

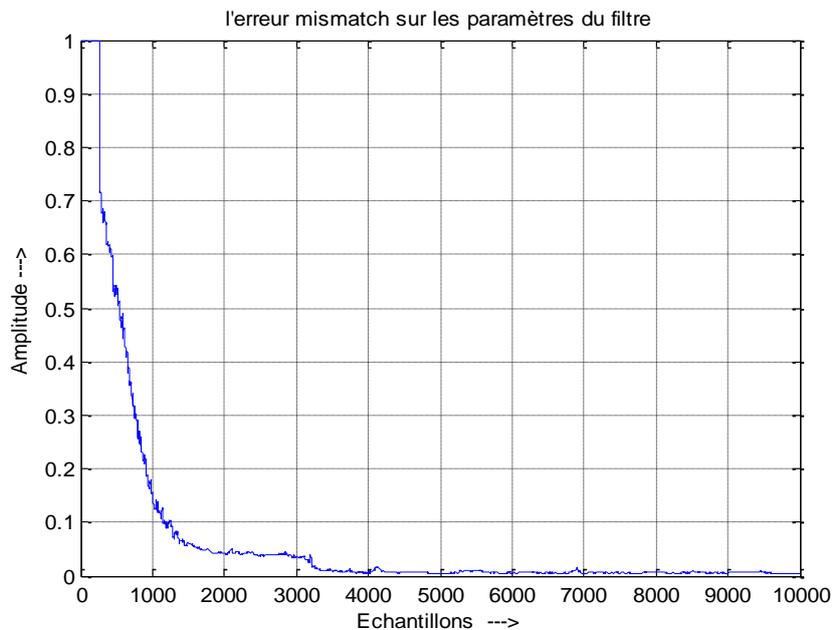


Figure. IV .12 L'erreur mismatch sur les paramètres du filtre IPNLMS.

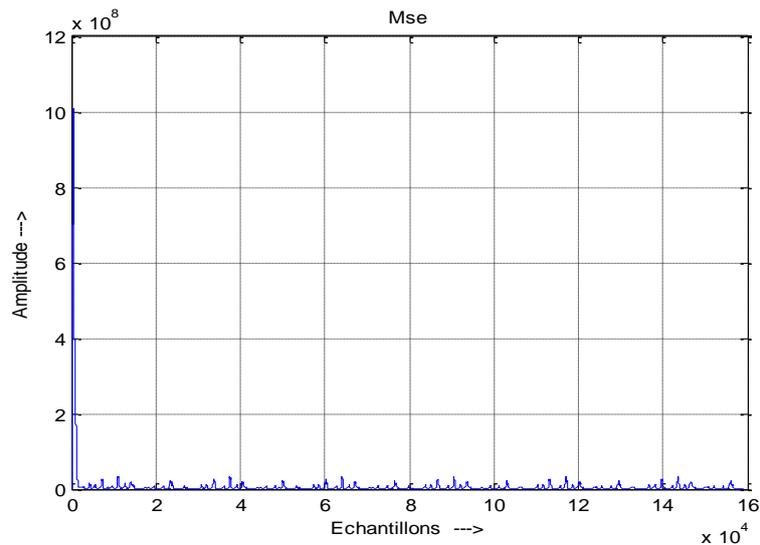


Figure. IV .13 Erreur Quadratique Moyenne d'algorithme IPNLMS.

Constatation: D'après les résultats des simulations d'algorithme IPNLMS pour l'annulation d'écho acoustique présentées dans les figures **Figure IV .11 ,IV .12et IV .13**, ces résultats sont obtenus à une taille de filtre =256 . On constate que l'erreur sur les paramètres de filtre est très faible et l'MSE diminué au cours de temps. ces résultats sont meilleurs par rapport à celle de NLMS.

IV .8 Critère de sélection optimale de mise à jour des coefficients d'IPNLMS

Les résultats de la simulation obtenue par l'algorithme IPNLMS avec sélection optimale des coefficients sont représentés dans les figures suivantes avec $N=256$ et $M=16$:

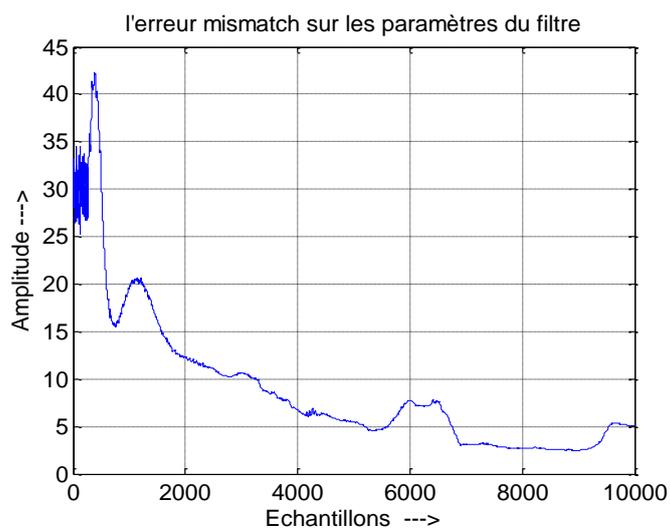


Figure. IV .14 L'erreur mismatch sur les paramètres du filtre IPNLMS avec sélection optimale des coefficients.

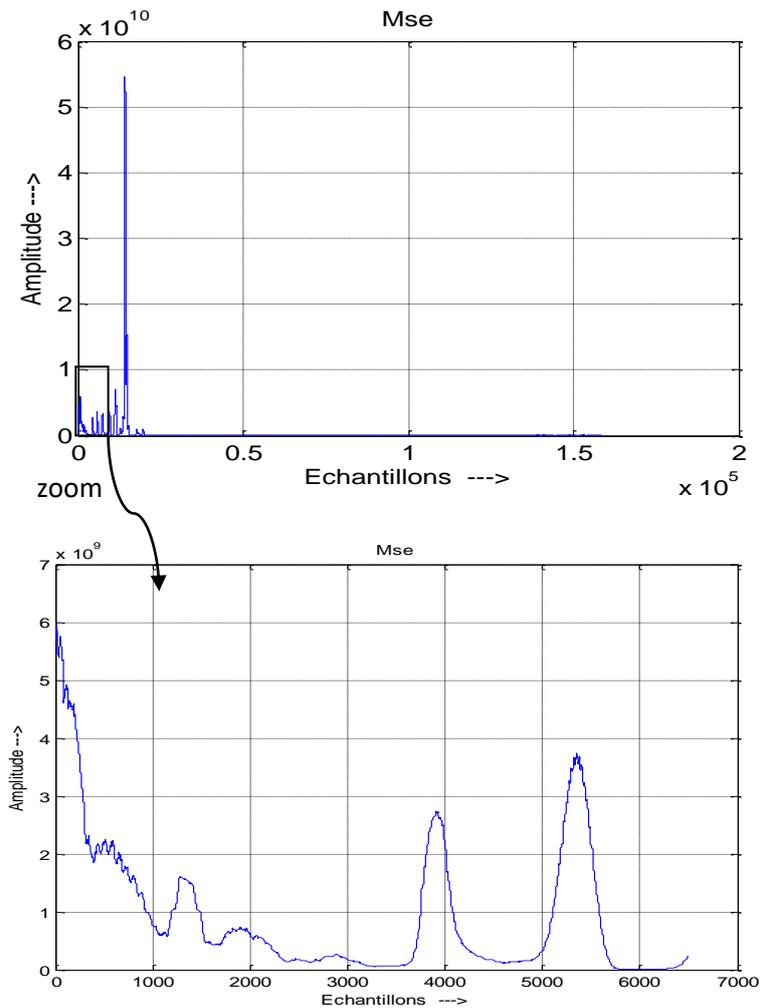


Figure .IV .15 Erreur quadratique moyenne d’algorithme IPNLMS avec sélection optimale des coefficients

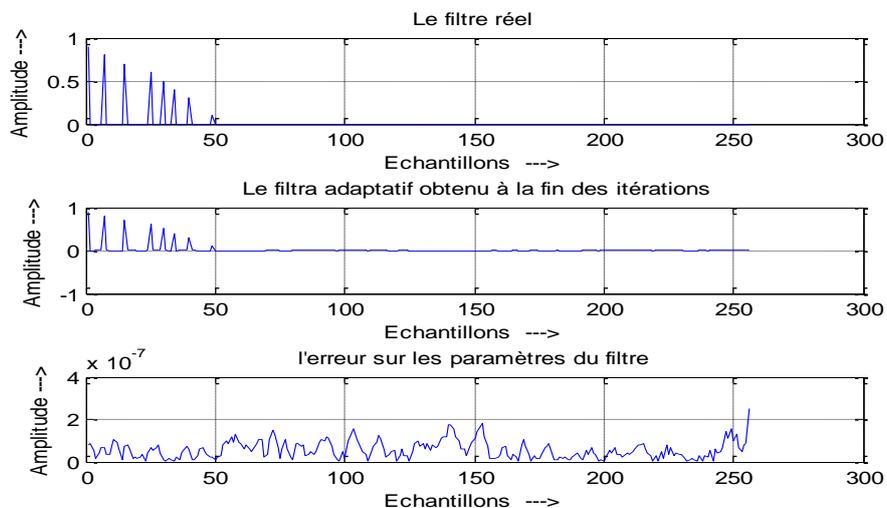


Figure. IV .16 Comparaison entre les valeurs exactes du filtre de la salle et les coefficients du filtre estimé par l’algorithme IPNLMS avec sélection optimale des coefficients.

Constatation :D'après les résultats des simulations d'algorithme IPNLMS avec une sélection optimale des coefficients pour l'annulation d'écho acoustique présentées dans les figures **Figure IV .14 ,IV .15 et IV .16**, ces résultats sont obtenu à une taille de filtre $N=256$. On constate que les résultats sont mauvaise par rapport à celle de NLMS et IPNLMS.

IV .9 Les résultats de la simulation par le nouvel algorithme

Les résultats de la simulation par le nouvel algorithme proposé sont présenté dans les figures suivantes :

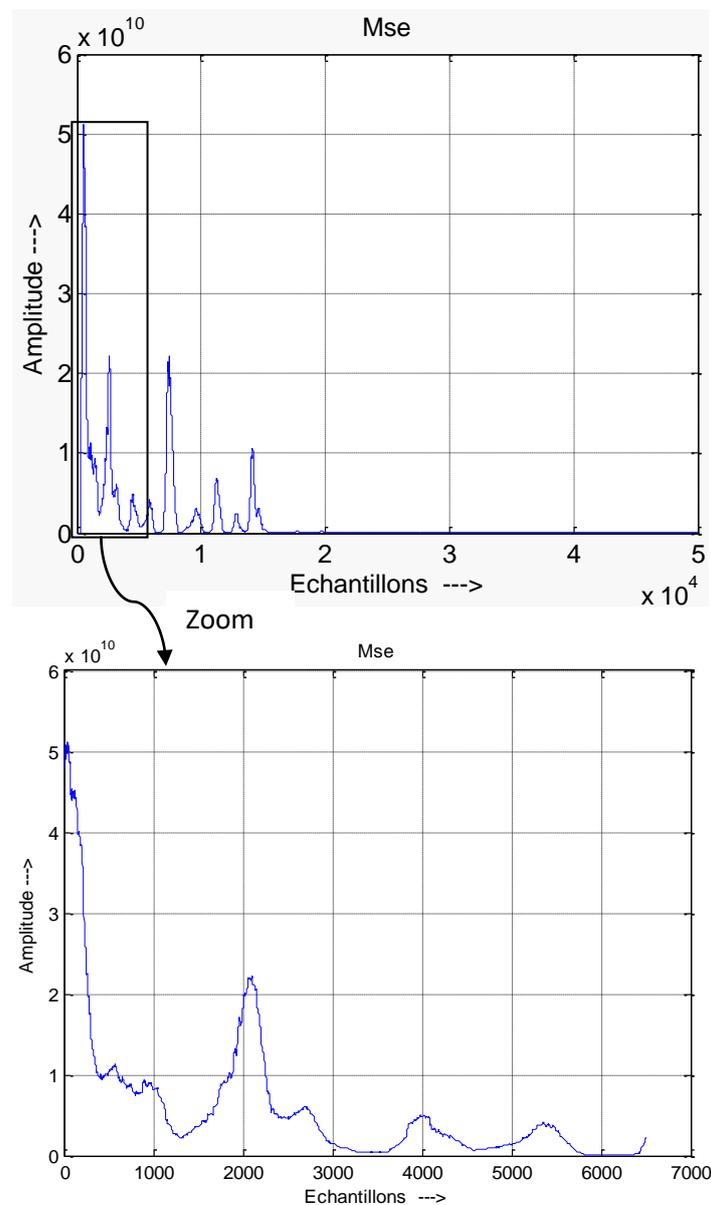


Figure IV .17 Erreur Quadratique Moyenne d'algorithme proposé

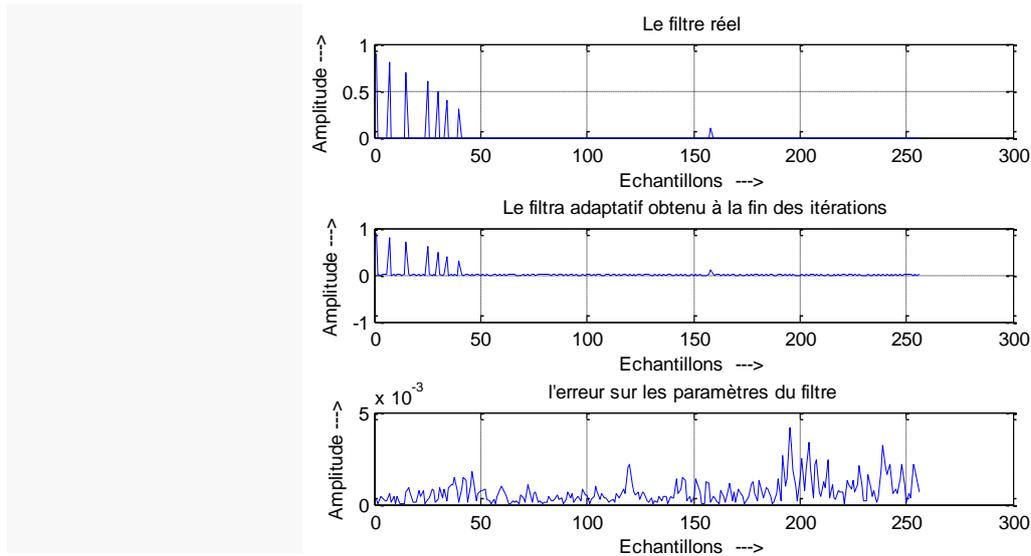


Figure IV .18 Comparaison entre le vrai filtre de la salle et les coefficients du filtre proposé.

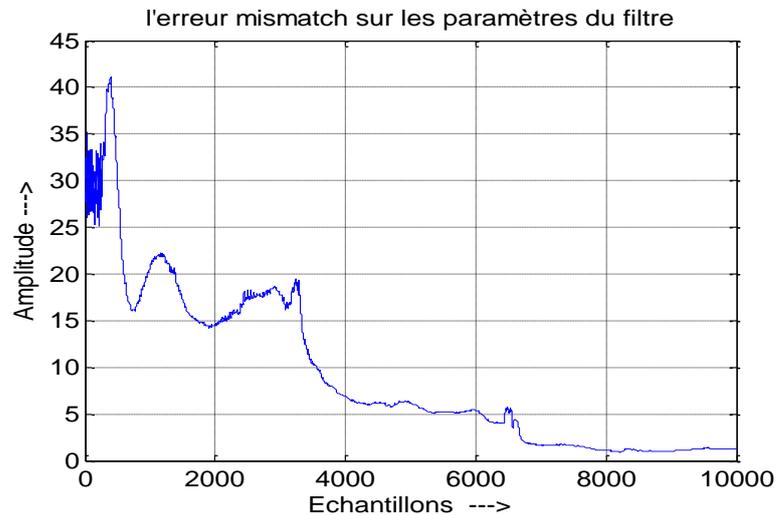


Figure .IV .19 L'erreur mismatch sur les paramètres du filtre proposé.

Constatation : d'après les résultats de la simulation, on constate que le nouvel algorithme converge plus rapide que l'algorithme de test IPNLMS avec encore moins de complexité. Ce filtre est intéressant pour une réalisation avec FPGA et/ou microprocesseur.

Pour clairsemé bien les résultats de la simulation nous avons tracé les résultats dans une seule figure , N=256 et M=16.

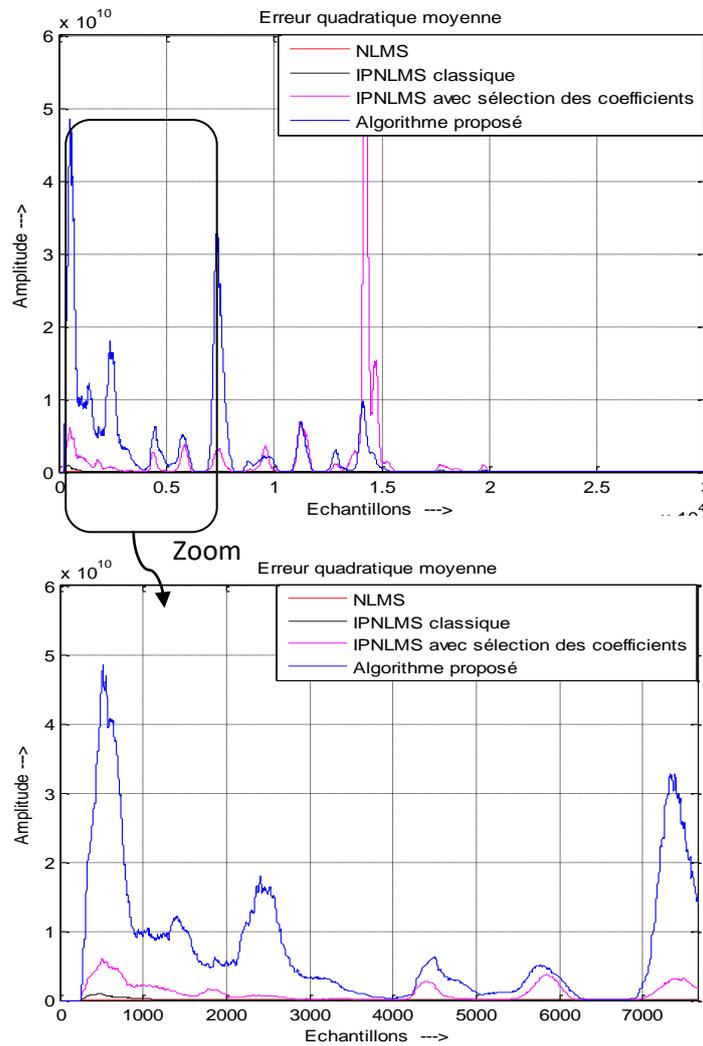


Figure .IV .20 Comparaison de l'erreur quadratique moyenne de quatre algorithmes NLMS, IPNLMS , IPNLMS avec sélection optimale des coefficients et le proposé .

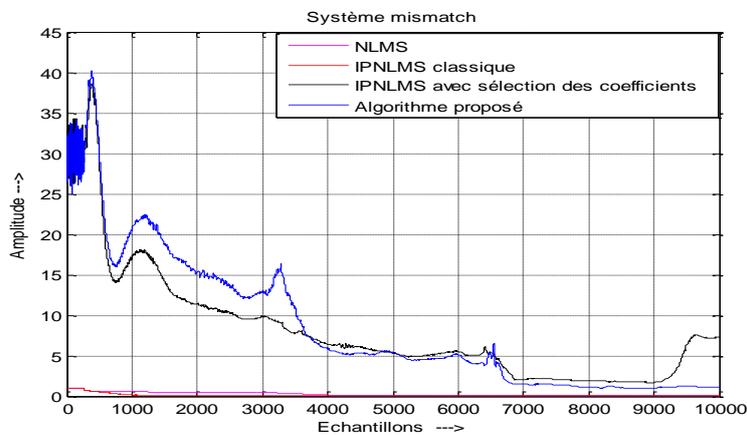


Figure .IV .21 Comparaison de l'erreur mismatch sur les paramètres du filtre de quatre algorithmes NLMS , IPNLMS , IPNLMS avec sélection optimale des coefficients et le proposé

Pour qu'on approche plus à la réalité on refaire les simulations par deux réponse impulsionnelle réel l'une est clairsemée et l'autre dispersive et aussi on doit utiliser un bruit usasi avec différents valeur de SNR.

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation par une réponse impulsionnelle clairsemée et dispersive

- Pour une réponse impulsionnelle clairsemé

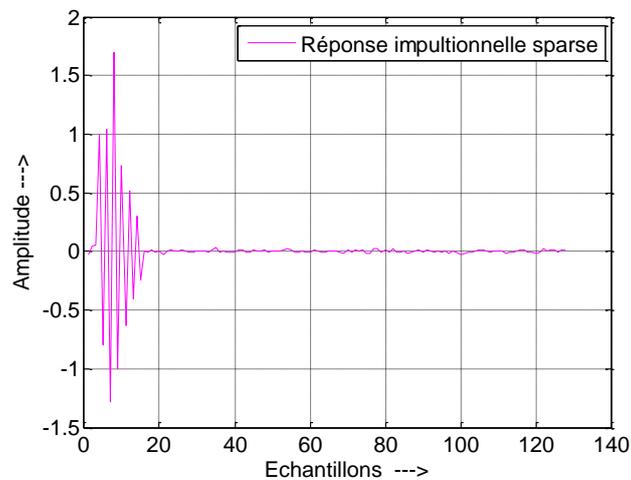


Figure .IV .22 Réponse impulsionnelle clairsemé.

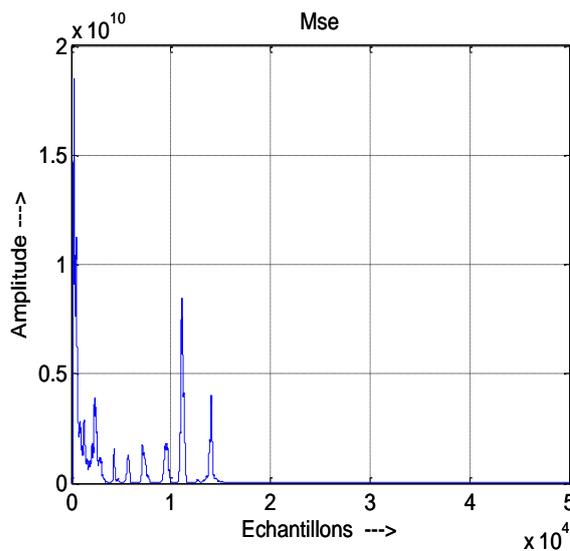


Figure .IV .23 Erreur Quadratique Moyenne .

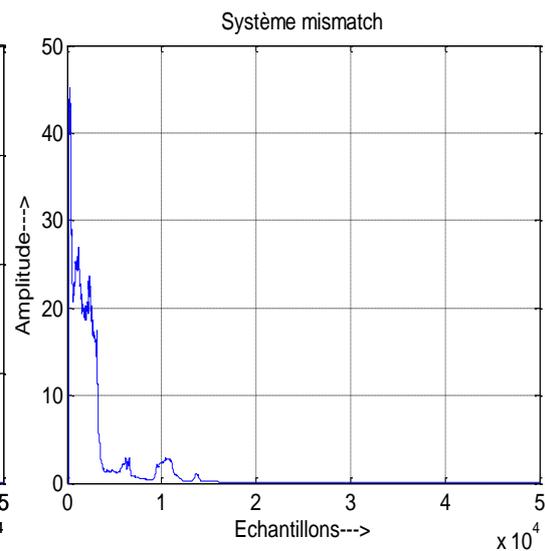


Figure .IV .24 Système Mismatch .

- Pour une réponse impulsionnelle dispersive

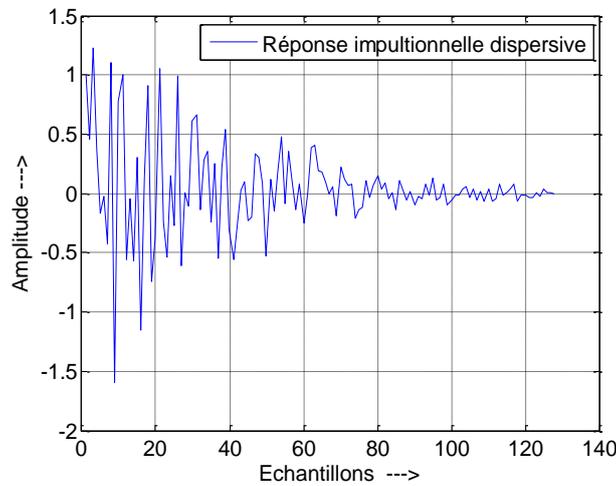


Figure. IV .25 Réponse impulsionnelle dispersive.

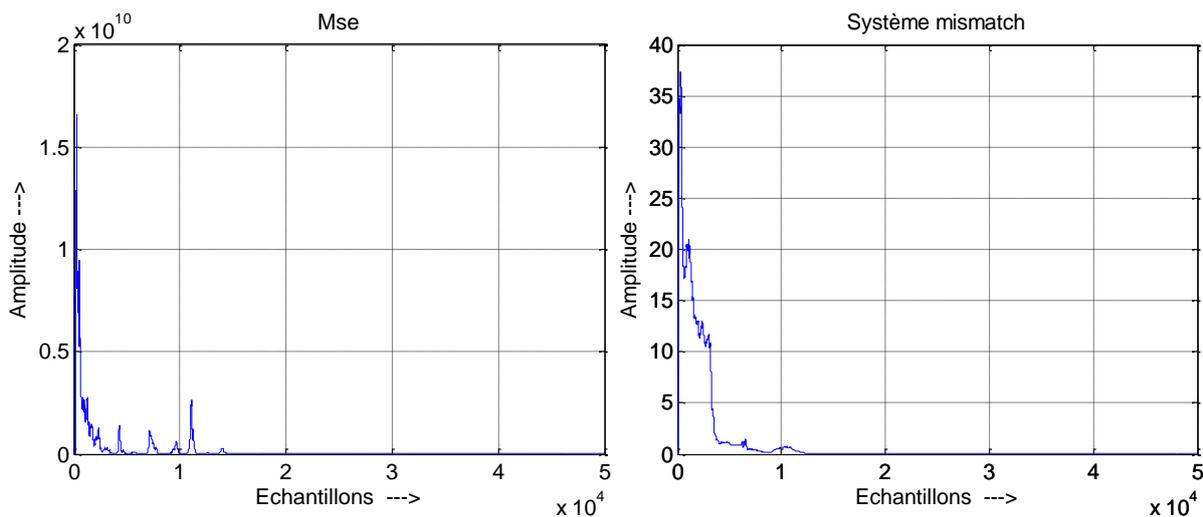


Figure.IV .26 Erreur Quadratique Moyenne.

Figure IV .27 Système Mismatch.

Constataion

D’après les résultats de la simulation on constate que l’algorithme ça marche aussi dans le cas d’une réponse impulsionnelle dispersive mais moins performant par rapport a une réponse impulsionnelle sparse.

IV .10 La simulation pour différentes valeur de SNR

Pour se rapprocher plus de la réalité, on ajoute un deuxième locuteur féminin considéré comme une parole proche (double parole) et aussi pour tester l’influence

de bruit sur les résultats, on a ajouté un bruit usasi au mélange avec différentes valeurs de SNR : 5 dB, 25 dB, 45 dB et 90 dB.

La figure suivante représente le bruit usasi utilisé

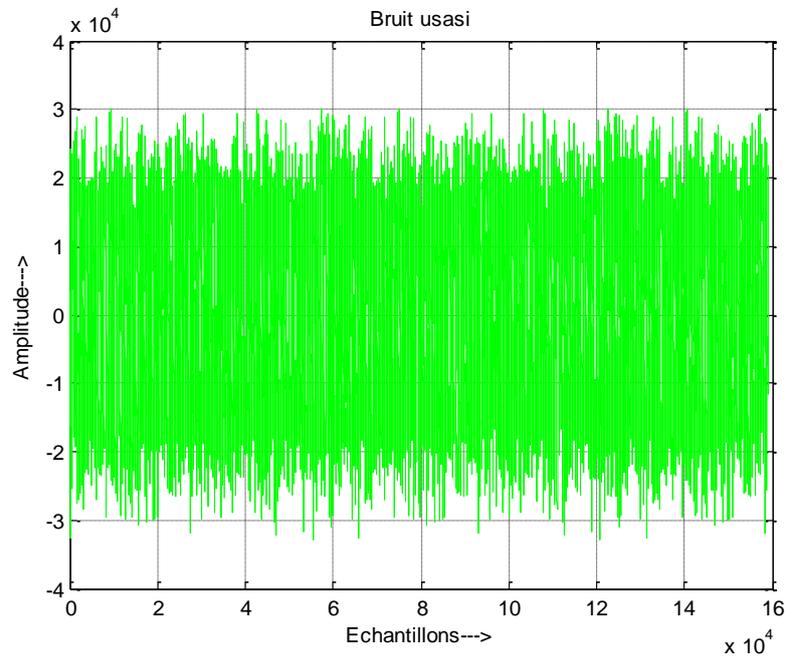


Figure. IV .28 Bruit usasi.

La figure suivante représente le signale mélange (signal distant+signal proche+bruit)

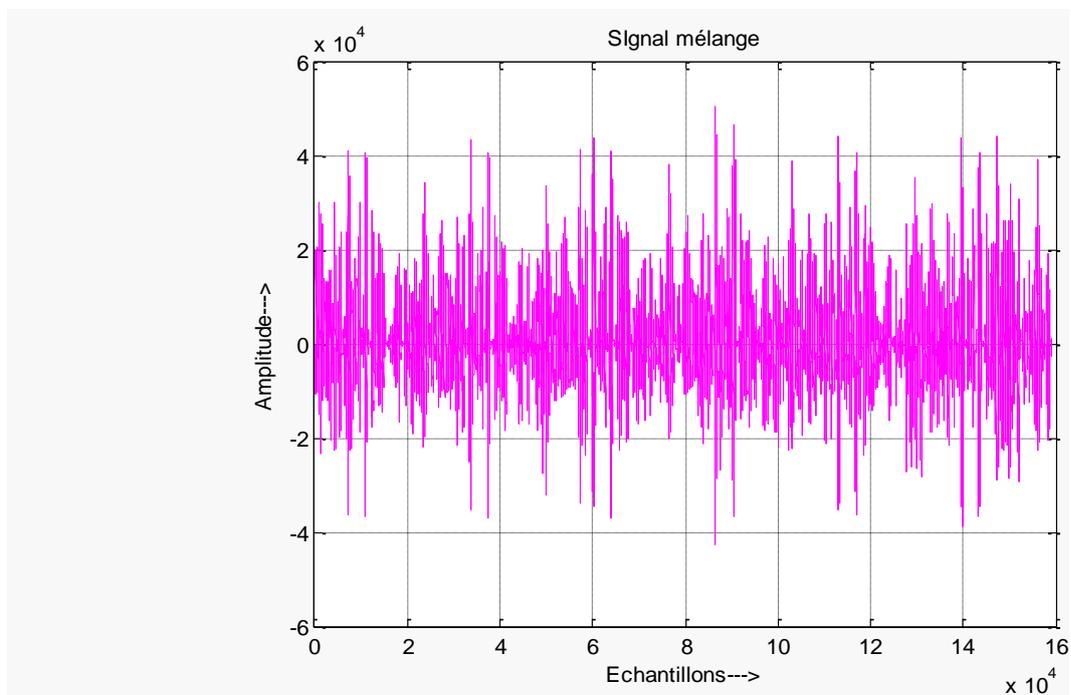


Figure IV .29 Signal mélange.

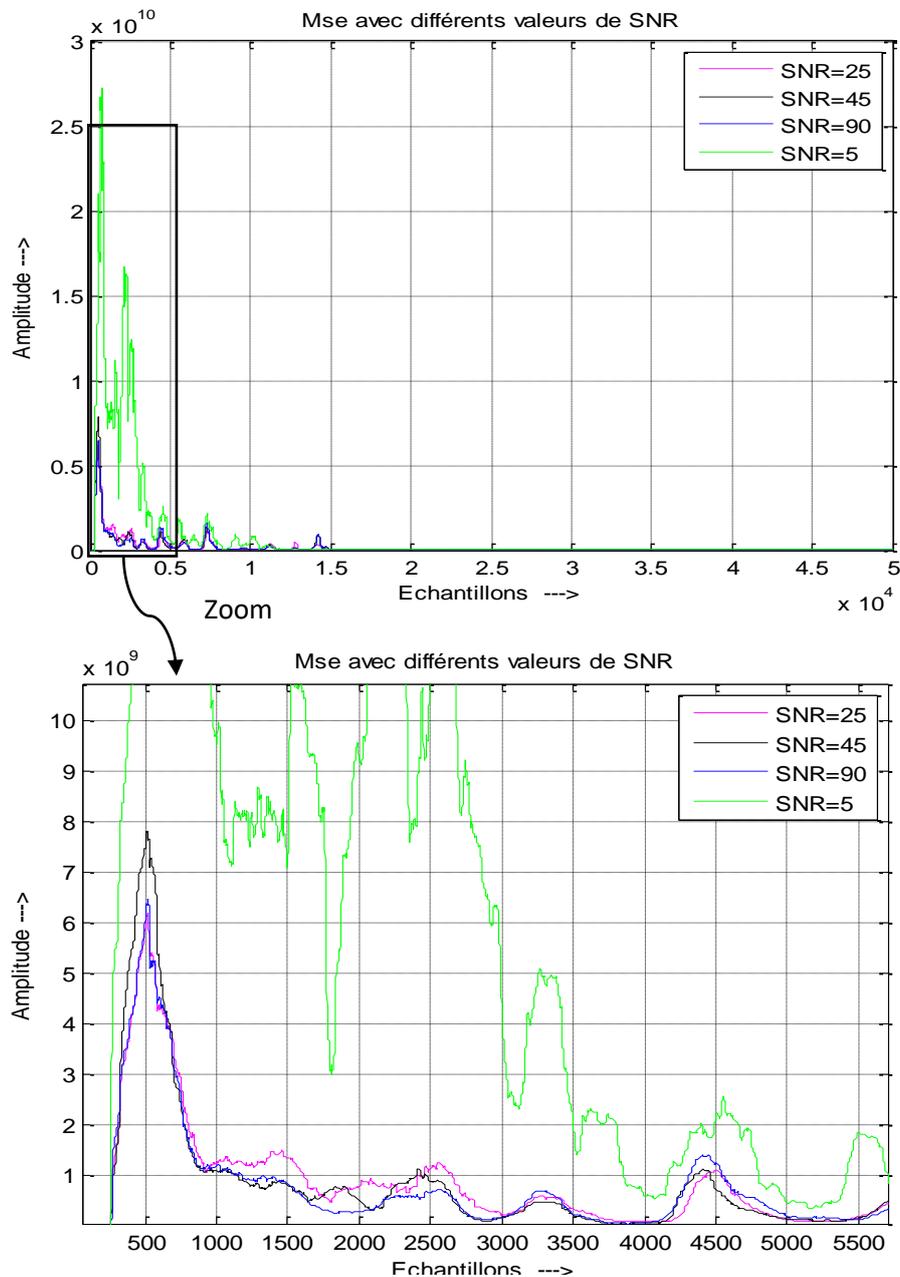


Figure. IV .30 Mse pour différents valeur du SNR.

Constatation

D'après les résultats de simulation on constate que le SNR influence beaucoup sur les résultats de tel sort que plus le SNR est grand plus les résultats sont bonne.

IV .11 Effet de la taille du filtre

La figure suivante représente l'effet de taille du filtre sur la vitesse de convergence, le teste se fait par un SNR=30 dB, M=16 et les tailles 32 ,128 et 256.

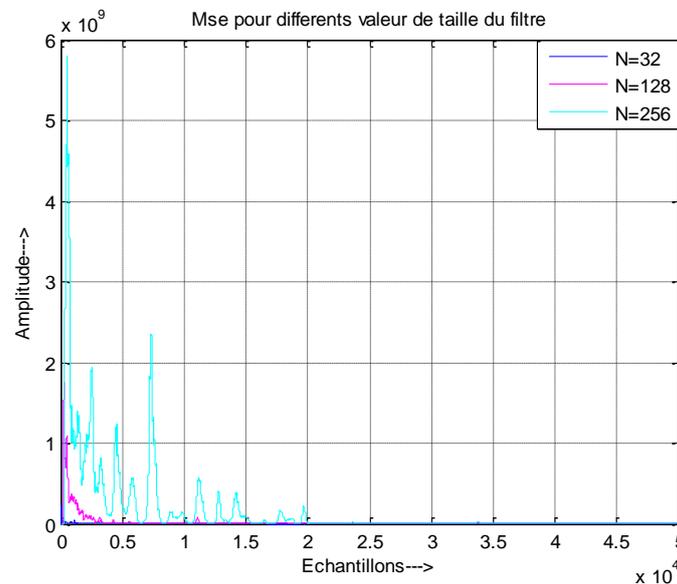


Figure. IV .31 Mse pour différents valeur de taille du filtre.

Constatation : on constate que à chaque fois la taille du filtre augmente la convergence diminue

IV .12 Effet du nombre de blocs

La figure suivante représente l'effet du nombre de blocs sur la vitesse de convergence, le test se fait pour 4 et 8 blocs avec SNR=30 dB et M=16

M représente le nombre de coefficient à adapter.

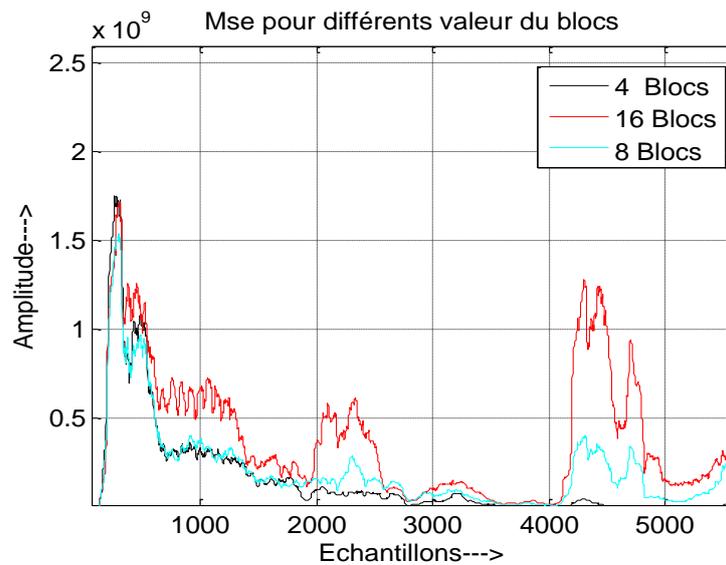


Figure .IV .32 Mse pour différents nombre du bloc .

Constatation : on constate que plus le nombre de blocs augmente et inférieure strictement à M la vitesse de la convergence augmente

IV .13 Détection d'activité vocale

Pour améliorer les résultats de simulation on intègre un détecteur d'activité vocale DAV .Ce dernier joue un rôle important pour l'annulation d'écho acoustique dans les situations de double-parole. Il s'intègre dans l'algorithme de filtrage adaptatif pour le contrôle de l'adaptation des coefficients modélisant le chemin d'écho .De tel sorte que si la parole proche est dans le mode silence l'algorithme marche et adapte les coefficients donc il annule l'écho sinon il n'adapte pas les coefficients car l'énergie du signal proche devient supérieur à l'écho et ainsi l'influence de l'écho devient négligeable (cachée par la double parole).

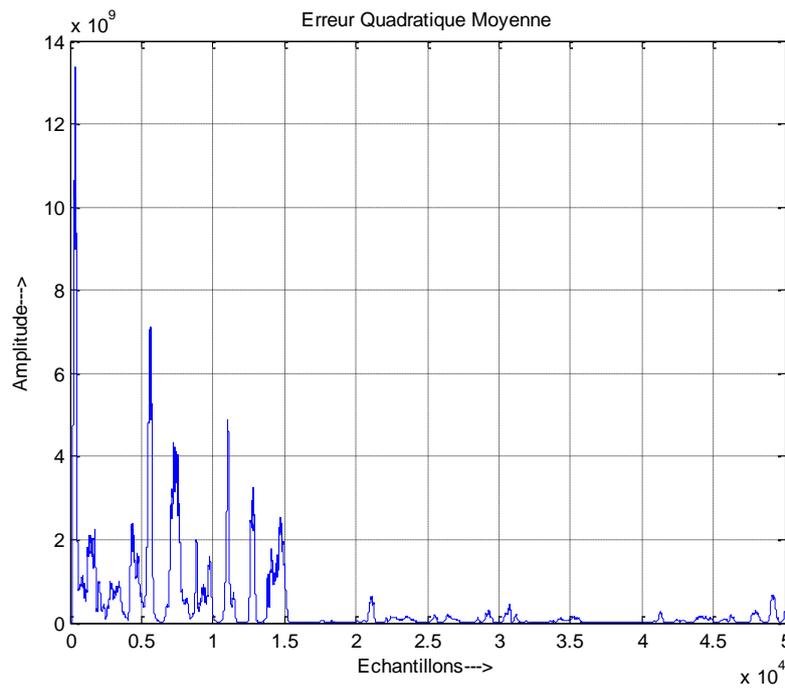


Figure. IV .33 Erreur Quadratique Moyenne avec le DAV et un SNR=30 dB.

On termine les simulation par une figure qui représente le signal après l’annulation d’écho acoustique avec un SNR=30 dB , M=16, et N= 128, et un nombre de blocs=4 .

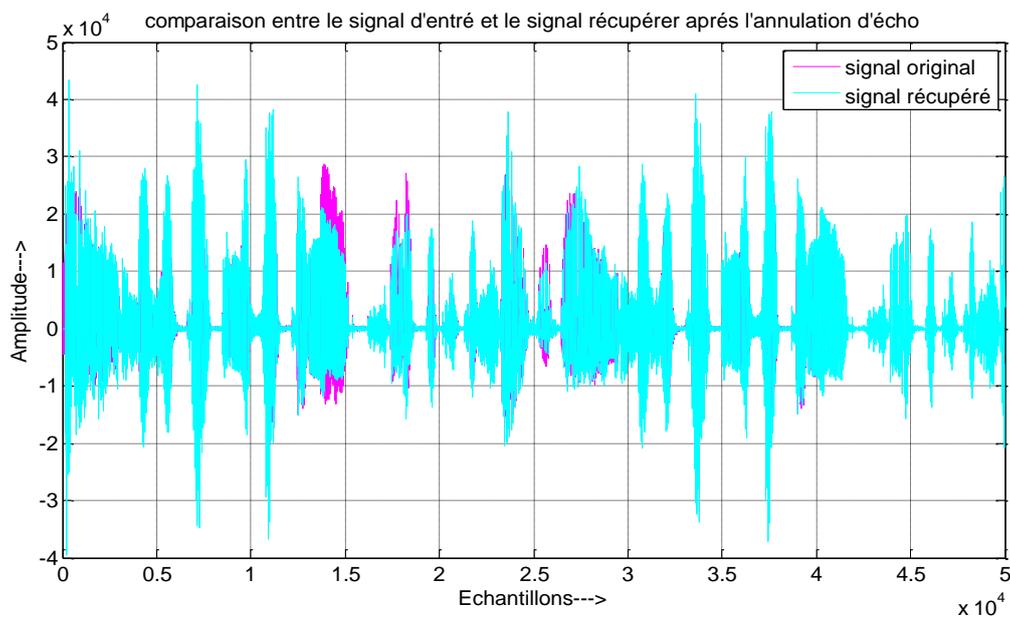


Figure .IV .34 Identification entre le signal d’entrée et le signal récupéré après l’annulation d’écho.

Constatation : on constate que le signal récupéré proche du signal original d'entrée.

IV .14 Conclusion

D'après les résultats de la simulation les performances et la robustesse de l'algorithme proposée sont confirmées, alors que la complexité adiminué d'une façon remarquable .

L'algorithme marche bien dans les conditions suivantes :

- Un bon SNR, supérieur à 10 dB
- Plus la taille du filtre diminue plus l'algorithme converge plus vite.
- Plus le nombre de blocs augmente plus le temps de calcul diminue.

Conclusion générale

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 avec une complexité algorithmique réduite, plus précisément la diminution du temps de calcul. Ceci en vue l'implémentation dans les systèmes embarqués. Pour atteindre notre objectif, nous avons développé un nouvel algorithme qui permet de diminuer la complexité algorithmique.

Ce mémoire comporte quatre chapitres

- Le premier chapitre présente les notions de base sur le traitement du signal et les généralités sur la parole, le bruit et l'écho.
- Le deuxième chapitre traite la gêne de l'écho, les différents types d'écho et le principe d'annulation d'écho.
- Le troisième chapitre est consacré à la notion du filtrage adaptatif, son principe et ses applications, les algorithmes adaptatifs LMS, NLMS, PNLMS, IPNLMS et l'algorithme nouveau proposé.
- Le quatrième chapitre est réservé pour les résultats de simulation de l'algorithme proposé, ainsi que la comparaison de ce dernier avec l'algorithme NLMS classique et IPNLMS. On traite plusieurs critères de performance.

D'après l'étude comparative des performances des algorithmes de test, nous pouvons conclure que la versions algorithmique proposé donne des bons résultats pour la réduction de complexité algorithmique ce qui induira une diminution du temps de calcul ; En perspective, on peut on peut proposer l'implémentation de cet algorithme sur EPGA ou sur DSP.

Bibliographies

BIBLIOGRAPHIE

- [1] F.Cottet « Aide-mémoire traitement du signal » Livre ,Dunod, Paris 2005.
- [2] P.Kroll « Autorité de contrôle des nuisances sonores aéroportuaires en Région wallon »,Livre.
- [3] F.Ykhlef « Etude de la stabilité des algorithmes moindres carrés transversaux rapides avec des signaux parfaitement prédictibles application à la parole » Thèse de Magister, ununiversité Saad Dahlab de Blida,janvier 2002.
- [4] A.Amehraye «Débruitage perceptuel de la parole» Thèse de Doctorat, l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne,2009.
- [5] R. bendoumia« rehaussement du signal de parole par l'algorithme de decorrelationsymetrique »Thèse de Master, université Saad Dahlab de Blida,Juillet 2011.
- [6] P.Loizou, «speech en chasement Theory and practice» Livre , edition,2007.
- [7] B.Boulakdem,Y.R.Hocine « Réduction du bruit acoustique par une approche non quadratique de l'erreur » Mémoire de master, Université Saad Dahleb , Blida , 2017.
- [8] Jean-philippe Miller « le bruit dans le système électronique » article ,version juillet 2002.
- [9] P.Loizou, «speech en chasement Theory and practice» Livre, edition,2007.
- [10] Hervé BOEGLÉN et Laurent MURA,« traitement du signal »,Livre ,2001.
- [11] Jacob Benesty, Senior Member, IEEE, Hernán Rey, Leonardo Rey Vega, and Sara Tressens « A Non parametric VSS NLMS Algorithm, IEEE SIGNAL PROCESSING LETTERS», article ,VOL. 13, NO. 10, OCTOBER 2006.
- [12] J.P.Jullien, A. Gilloire « Mesure des réponses impulsionnelles en acoustiques» »Note technique interne, CNET Lannion, 1984, France.
- [13] H.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, l'université de Bretagne occidentale. 12 Juillet 2007
- [14] R.Besson, « _Son et prise de son »,Livre, 3^{ème} édition DUNOD, Août 2004. _»
- [15] Exemple du réponse impulsionnelle du canal acoustique disponible sur :

https://www.google.com/search?q=exemple+de+r%C3%A9ponse+impulsionnelle+du+canal+acoustique&sxsr=ALeKk01aXBZ1hH4VXo7wXpXq439d1TowRQ:1589733592534&source=Inms&tbn=isch&sa=X&ved=2ahUKEwjwxeQq7vpAhWSx4UKHStfAO0Q_AUoAXoECAwQAaw&biw=1366&bih=657#imgrc=MaG4Pwg-5LhkGM

Bibliographies

- [16] D.Boucherf «Annulation d'écho acoustique par les algorithmes de filtrage adaptatif »Thèse de Magistère, Université DE BLIDA, Juin 2007.
- [17] J.P.Julien, « Acoustique des salles, prise et restitution du son, analysées à partir de la notion de canal acoustique'»Note technique CENT NT/LAATSS/128, Août 1982
- [18] Disponible sur :<https://www.zikinf.com/articles/home-studio/reverb.php>
- [19] Hela.daasi.Gnaba « Annulation d'écho acoustique centralisé dans les réseaux radio-mobiles » thèse de doctorat l'Université René Descartes-Paris5
- [20] Yannick MAHIEUX, André GILLOIRE, Fadi KHALIL «Annulation d'écho en téléconférence stéréophonique » 16septembre 1993-Centre National d'Etudes des télécommunications Route de Trégastel-22300 LANNION
- [21] A. Benallal , M.Ahfir « Amélioration de la Méthode d'Identification dans la Mesure des Réponses Impulsionnelles Acoustiques »,article disponible sur https://www.researchgate.net/publication/291284460_Amelioration_de_la_Methode_d'Identification_dans_la_Mesure_des_Reponses_Impulsionnelles_Acoustiques
- [22] M. Djendi, A. Benallal « Réduction de la complexité des calculs des algorithmes d'identification adaptative » Conférence Maghrébine en Génie Electrique CMGE'99 - 4-6 Dec. 1999 – Constantine – Algeria
- [23] T.Fillon , J Prado « Annulation d'écho acoustique dans les prothèses auditives » conférence en Institut d'Electronique à Université saad dahleb Blida. BP 270 Blida.
- [24] Gérard FAUCON, Régine LE BOUQUIN JEANNES « Optimisation d'un filtre d'annulation d'écho sous contrôle d'un détecteur de parole locale » disponible sur : <https://core.ac.uk/download/pdf/15494439.pdf>
- [25] A. Guessoum, F. Ykhlef, F Ykhlef, et H.Aitsaadi « Annulation d'Echo Acoustique et Suppression de Bruit pour les Communications Mains-libres »,article, université saad dahleb blida
- [26] M. Arezki, A. Benallal, P. Meyrueis, A. Guessoum and D. Berkani « Error Propagation Analysis of Fast Recursive Least Squares Algorithms' », conference Proc. 9th IASTED International Conference on Signal and Image Processing, Honolulu, Hawaii, USA, 20–22, pp.97-101, August 2007
- [27] K. Meghriche, « Filtrage adaptatif utilisant les statistiques d'ordre supérieur » Thèse de Doctorat en Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2006.]
- [28] S. Haykin, « *Adaptive Filter Theory*, »livre, 3 eme edition. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1996.

Bibliographies

- [29] D. L. Duttweiler, «Proportionate normalized least-meansquares adaptation in echo cancellers » ,*IEEE Trans. Speech Audio Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 508 – 518, Sep. 2000.
- [30] O. Hoshuyama, R. A. Goubran and A. Sugiyama, «A generalized proportionate variable step-size algorithm for fastchanging acoustic environments», in *Proc. IEEE ICASSP*, May 2004, vol. 4, pp. 161 – 164.
- [31] T. Aboulnasr and K. Mayyas, «Complexity reduction of the NLMS algorithm via selective coefficient update, » *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 47, no. 5, pp. 1421 – 1424, May 1999.
- [32] S. C. Douglas, «Adaptive filters employing partial updates, » *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, vol. 44, no. 3, pp. 209 – 216, Mar. 1997.
- [33] O. Tanrikulu and K. Dogancay, «Selective-partial-update proportionate normalized least-mean-squares algorithm for network echo cancellation, » in *Proc. IEEE ICASSP*, May 2002, vol. 2, pp. 1889 – 1892.
- [34] S. Haykin, *Adaptive filter theory*, 3 ed. New York: Prentice Hall Inc, 1996
- [35] M. Hamidia, «Rehaussement de la parole par filtrage adaptatif pour les applications en télécommunications, » Mémoire de Magister en Electronique, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, USTHB, 2012
- [36] J. El Mhamdi, F. Regragui & M. Harnafi «Traitement adaptatif appliqué au signal sismique» *Bulletin de l'Institut Scientifique*, Rabat, section Sciences de la Terre, 2008, n°30.
- [37] Saeed V. Vaseghi, «Advanced Signal Processing and Digital Noise Reduction», WileyTeubner, 1996, ISBN 0471958751
- [38] F.A. Westall, S.F.A. IP, «BT Telecommunications Series : Digital Signal Processing in Telecommunication», Chapter 4.3, «Echoes in Telephony», A. Lewis, pp. 114-120, Chapman & Hall, 1993, ISBN 0412477602.
- [39] B. Farhang-Boroujeny, «Adaptive Filters : Theory and Applications», Wiley & Sons, ISBN 978-0-471-98337-8, October 1998.
- [40] Pieter Eykhoff, «System Identification», Wiley & Sons, 1974, ISBN 0471249807.
- [41] Emmanuel C. Ifeakor, Barrie W. Jervis, «Digital Signal Processing : A Pratical Approach», Addison-Wesley, 1993, ISBN 020154413X.
- [42] Jamal EL MHAMDI, Fakhita REGRAGUI et Mimoun HARNAFI « Traitement adaptatif appliqué au signal sismique » , *Bulletin de l'Institut Scientifique*, Rabat, section Sciences de la Terre, 2008, n°30, 13-22.
- [43] Maurice Charbit, " Filtre de Wiener ", livre ,Juin 2002.

Bibliographies

[45] Disponible sur https://pixees.fr/informatiquelycee/n_site/nsi_prem_intro_algo.html

[46] J. Benesty « traitement de signal numérique II, Filtrage de Wiener » <http://externe.inrsemt.quebec.ca/users/benesty/>, 2005.

[47] Simon Haykin, « *Adaptive Filter Theory* », livre, 4^{ème} Edition, Prentice Hall, ISBN 0-13-090126-1

[48] S. Gay, « An Efficient, Fast converging Adaptive Filter for Network Echo Cancellation ». *The Thirty-Second Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers*, Nov. 1998, Vol.1, pp 394-398.

[49] Ligang LIU, « On Improvement of Proportionate Adaptive Algorithms for Sparse Impulse Response » A dissertation submitted to Kochi University of Technology in partial fulfillment

[50] OMARI Medina et ABDAT Soumaya « Nouvelle version proportionnelle de l'algorithme Backward bi-capteurs pour la réduction du bruit acoustique » mémoire master université saad dahleb blida 1 2019.

[51] notion complexité algorithmique disponible sur <https://www.supinfo.com/cours/2ADS/chapitres/01-notion-complexite-algorithmique>

[52] James D. Gordy*, Tyseer Aboulnasr, and Martin Bouchard « reduced-complexity proportionate nlms employing block-based selective coefficient updates » School of Information Technology and Engineering, University of Ottawa

[53] H. Deng and M. Doroslovacki, « New sparse adaptive algorithms using partial update, » in *Proc. IEEE ICASSP*, May 2004, vol. 2, pp. 845 – 848.

[54] J. Benesty and S. L. Gay, « An improved PNLMS algorithm, » in *Proc. IEEE ICASSP*, May 2002, vol. 2, pp. 1881 – 1884.