

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البلدية
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Électronique
Spécialité Electronique des Systèmes Embarquer

Présenté par

ZAHI Faycal

&

CHIHEB Chams-Eddine

Etude et simulation de l'algorithme NLMS dans l'annulation de l'écho acoustique des salles

Proposé par : Pr DJENDI Mohamed

Année Universitaire 2019-2020

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 toute notre reconnaissance et nos plus vifs remerciements à notre encadreur, Monsieur Mohamed DJENDI, professeur à l'université de Blida 1, pour nous avoir dirigés pendant cette année. C'était un honneur de travailler avec une précieuse assistance, disponibilité et soutien durant toute la période du déroulement de ce projet. Nous espérons avoir encore l'occasion de travailler avec lui dans le futur. Qu'il trouve ici l'expression de notre sincère gratitude.

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 tenons à exprimer notre reconnaissance à tous les enseignants de la faculté de technologie plus particulièrement le département d'électronique qui nous ont attribués.

Dédicace

*Avec un énorme plaisir, un cœur ouvert et une joie immense, je dédie
ce modeste travail tout d'abord :*

*À mes parents pour leur amour, leur sacrifice et leur encouragement,
À ma femme pour son amour et son soutien et mes très belles filles
Nourhane et Asmahane pour leur existence. À mes frères et mes sœurs
avec qui je partage les moments de joies et de peines.*

*À tous mes enseignants, qui ont contribué à ma formation tout au
long de mes années d'études. À tous mes collègues de promotion que
j'ai eu le plaisir de côtoyer pendant cette période d'études. À tous mes
amis, mes connaissances sans exceptions et à toute personne qui me
connais et me considère comme un ami.*

Chamseddine

Dédicace

*Avec un énorme plaisir, un cœur ouvert et une joie immense, je dédie
ce modeste travail tout d'abord :*

*À mes parents pour leur amour, leur sacrifice et leur encouragement.,
À ma femme pour son amour et son soutien et mes enfants Abd el-
rahman et Kaoutar et la petite Soundous pour leur existence · À mes
frères et mes sœurs avec qui je partage les moments de joies et de
peines, et à mes collègues de travail·*

*À tous mes enseignants, qui ont contribué à ma formation tout au
long de mes années d'études·*

*À tous mes collègues de promotion que j'ai eue plaisir de côtoyer
pendant cette période d'études· À tous mes amis, mes connaissances
sans exceptions et à toute personne qui me connais
et me considère comme un ami·*

fayçal

ملخص: إن وجود صدى صوتي يغير بشكل كبير من جودة الاتصال، في هذه المذكرة نحن مهتمون بمشكلة إلغاء الصدى الصوتي في قاعات المحاضرات، ولهذا قمنا بعمل الدراسة والمحاكاة على خوارزمية التدرج العشوائي NLMS تؤكد النتائج التي تم الحصول عليها من محاكاة هذه الخوارزمية على فعاليتها في مجال إلغاء الصدى الصوتي.

الكلمات الرئيسية: الترشيح التكيفي، الصدى الصوتي، NLMS، إلغاء الصدى الصوتي.

Résumé : La présence d'un écho acoustique altère de façon significative la qualité d'une communication, dans ce mémoire, nous nous intéressons au problème de l'annulation d'écho acoustique dans les salles de conférences, et pour cela en a fait une étude et simulation sur l'algorithme du gradient stochastique NLMS.

Les résultats obtenus de la simulation de cet algorithme confirment son efficacité dans le domaine de l'annulation d'écho acoustique.

Mots clés : filtrage adaptatif, écho acoustique, NLMS, l'annulation d'écho acoustique.

Abstract: The presence of an acoustic echo significantly alters the quality of a communication, in this thesis, we are interested in the problem of acoustic echo cancellation in conference rooms, and for this we have made a study and simulation on the NLMS stochastic gradient algorithm.

The results obtained from the simulation of this algorithm confirm its effectiveness in the field of acoustic echo cancellation.

Keywords: adaptive filtering, acoustic echo, NLMS, acoustic echo cancellation.

Liste des abréviations

- TFD : transformée de fourier Discrète
- AEC :Acoustic Echo Cancellor
- EQM : Erreur Quadratique Moyenne
- EQMM : Erreur Quadratique Moyenne Minimale
- LMS: Least Mean Square
- NLMS: Normalized Least Mean Square
- RLS: Recursif Least Square
- TR : Durée de réverbération
- RI : réponse impulsionnelle
- USASI: United States of American Standard Institute
- MSE: Mean Square Error
- SNR: Signal to Noise Ratio
- SM : System Mismatch
- ERLE : Echo Return Loss Enhancement

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 Généralités sur le traitement numérique du signal	
1.1 Introduction.....	3
1.2 Définitions de base.....	3
1.2.1 Signal.....	3
1.2.2 Bruit.....	4
1.2.3 Rapport signal sur bruit.....	4
1.3 Classification des signaux.....	4
1.3.1 Classification phénoménologique.....	4
1.3.2 Classification énergétique.....	5
1.3.3 Classification morphologique	5
1.4 Le traitement numérique du signal.....	6
1.4.1 Transformée de Fourier.....	6
1.4.2 Transformée de Fourier Discrète.....	6
1.4.3 Convolution	7
1.4.4 Corrélation.....	7
1.4.5 Transformée en Z.....	7
1.4.6 Filtrage numérique.....	8
1.4.7 Modulation numérique.....	9
1.5 La numérisation.....	9
1.5.1 L'opération de l'échantillonnage.....	9

1.5.2 L'opération De Quantification.....	10
1.5.3 La Dynamique De Codage.....	11
1.6 Traitement du signal vocal	12
1.7 Généralité sur la parole et bruit	13
1.7.1 Description du signal de parole.....	13
1.7.2 Production du signal de parole.....	13
1.7.3 Paramètres du signal parole.....	14
1.7.4 Caractéristiques du signal de parole.....	14
1.7.5 Le bruit.....	15
1.7.6 Sources de bruit.....	15
1.7.7 Spectre d'un bruit.....	16
1.7.8 Bruit blanc et bruit coloré.....	16
1.8 Conclusion.....	17

Chapitre 2 Généralités sur le filtrage et algorithmes adaptatifs

2.1 Introduction.....	18
2.2 Insuffisance du filtrage classique.....	18
2.3 Filtrage Adaptatif.....	19
2.3.1 Définition.....	19
2.3.2 Principe.....	19
2.4 Applications du filtrage adaptatif.....	20
2.4.1 Identification de systèmes.....	20
2.4.2 Prédiction.....	21

2.4.3. Modélisation inverse.....	21
2.4.4. Annulation d'interférences.....	22
2.5 Filtres de Wiener.....	22
2.6 Critères d'évaluation de performance d'un filtre adaptatif.....	25
2.7 Algorithmes des filtres adaptatifs.....	27
2.7.1 Algorithme LMS (Least Mean Squares).....	27
2.7.2 Algorithme NLMS (Normalized LMS).....	29
2.7.3 L'algorithme RLS.....	31
2.8 Conclusion.....	32

Chapitre 3 Annulation d'écho acoustique dans les salles par l'algorithme NLMS

3.1 Introduction.....	33
3.2 Acoustique des salles.....	34
3.3 Propagation du son dans une salle.....	34
3.4 Filtrage adaptatif en annulation d'écho acoustique.....	39
3.5 Etat de l'art sur l'annulation d'écho.....	40
3.6 Filtrage Optimal.....	42
3.6.1 Filtrage par moindres carrés.....	43
3.6.2 Filtrage de Kalman.....	43
3.6.3 Filtrage de Wiener.....	43
3.7 Description des critères d'évaluation.....	43
3.8 Evaluation de l'algorithme NLMS.....	44
3.9 Principe de Réduction du bruit par l'algorithme NLMS.....	45

3.10 conclusion.....	48
----------------------	----

Chapitre 4 Résultats de simulation

4.1 Introduction.....	49
4.2 Description des signaux de test.....	49
4.3 Paramètres de simulations.....	52
4.4 Evaluation des algorithmes de filtrage adaptatif.....	52
4.4.1. La convergence.....	52
4.4.1.1. L'influence du pas d'adaptation sur NLMS.....	52
4.4.1.2. L'influence du rapport signal sur bruit (SNR) sur NLM.....	57
4.4.1.3. L'influence de la longueur du filtre sur NLMS.....	61
4.5. Conclusion.....	66
Conclusion générale.....	67
Bibliographies.....	68

Liste des figures

Chapitre 1 Généralités sur le traitement numérique du signal

Figure 1.1 classification morphologique des signaux.....	5
Figure 1.2 Représentation mathématique du signal échantillonné.....	10
Figure 1.3 opération de la quantification	10
Figure 1.4 erreur de quantification.....	11
Figure 1.5 appareil phonatoire.....	13
Figure 1.6 représentation d'un signal sinusoïdal bruité.....	15

Chapitre 2 Généralités sur le filtrage et les algorithmes adaptatifs

Figure2.1 principe du filtre adaptatif.....	19
Figure2.2 principe de l'identification.....	20
Figure2.3 principe de prédiction.....	21
Figure2.4 : Principe de la modélisation inverse.....	21
Figure2.5 : Principe d'annulation d'interférences.....	22
Figure 2.6 : Schéma principal du filtrage de Wiener.....	23

Chapitre 3 : Annulation d'écho acoustique dans les salles par l'algorithme NLMS

Figure 3.1 absorption d'une onde acoustique par une paroi.....	35
Figure 3.2 loi de la réflexion de Snell-Descartes.....	36
Figure 3.3 exemple d'une durée de réverbération de 1,8 secondes.....	36
Figure 3.4 chemin de la propagation du son.....	37
Figure 3.5 Réponse Impulsionnelle d'une salle.....	38
Figure 3.6 Structure d'annulation adaptative de bruit.....	45

Figure 3.7 Organigramme de l'algorithme NLMS.....	47
--	----

Chapitre 4 Résultats de simulation

Figure 4.1 Le bruit USASI.....	49
Figure 4.2 Le bruit Blanc.....	50
Figure 4.3 Signal de parole d'entrée (du locuteur masculin).....	50
Figure 4.4 Signal de bruit.....	51
Figure 4.5 Réponse impulsionnelle d'une salle de conférence.....	51
Figure 4.6 Comparaison entre réponses impulsionnelles réelle et estimée.....	53
Figure 4.7 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec $\mu=0.01$	53
Figure 4.8 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec $\mu=0.2$	54
Figure 4.9 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec $\mu=0.9$	55
Figure 4.10 Erreur entre la sortie du filtre et le signal désiré avec différentes valeurs de μ	56
Figure 4.11 Comparaison entre réponses impulsionnelles réelle et estimée à la sortie du traitement.....	58
Figure 4.12 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec SNR=20dB.....	58
Figure 4.13 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec SNR=80dB.....	59
Figure 4.14 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec SNR=120dB.....	59
Figure 4.15 Erreur entre la sortie du filtre et le signal désiré avec différent valeurs de SNR..	60
Figure 4.16 Comparaison entre réponses impulsionnelles réelle et estimée en sortie du traitement.....	62
Figure 4.17 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec L=256.....	62
Figure 4.18 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec L=128.....	63

Figure 4.19 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec $L=64$	63
Figure 4.20 Erreur entre la sortie du filtre et le signal désiré avec différentes valeurs de L	64

Liste des tableaux

Tableau 3.1. L'algorithme NLMS	46
Tableau 4.1 Paramètres de simulation de l'algorithme NLMS.....	52
Tableau 4.2 Effet du pas d'adaptation SNR=90, L=256.....	57
Tableau 4.3 Effet du rapport signal bruit SNR, $\mu=0.2$, L=256.....	61
Tableau 4.4 Effet de la longueur du filtre L, $\mu=0.2$, SNR=90dB.....	65

Introduction générale

Nous avons tous déjà entendu notre voix résonner via l'ordinateur portable et les haut-parleurs de la salle de réunion, ou encore via les écouteurs lors d'une visio-conférence avec des collègues. Apprenez quelle est la cause de cet écho et comment y remédier. Même s'il ne dure que quelques secondes, il est extrêmement perturbant et peut provoquer l'interruption d'une réunion jusqu'à ce que le problème soit résolu. Depuis une vingtaine d'années, la question de la qualité acoustique des salles éveille un intérêt de plus en plus grand dans la communauté des acousticiens et architectes. Le nombre relativement important d'articles dans les revues spécialisées, ou d'interventions dans les congrès traitant de l'acoustique des salles, le démontre clairement, donc il est essentiel se comprendre l'annulation d'écho acoustique afin de la prévenir ou de pouvoir résoudre le problème.

Un traitement spécifique à la prise de son est nécessaire pour faire face à ces problèmes ; déréverbération, débruitage de la parole et annulation d'écho acoustique. Ils peuvent être ramenés à l'identification du canal. L'objectif dans ce cas est d'annuler ou de minimiser la puissance des Signaux perturbateurs tel que l'écho pour un utilisateur sans dégrader le signal utile (parole). Ce traitement, qui consiste en l'annulation de l'écho acoustique, est une application typique du filtrage adaptatif, Le principe de cette application réside en l'identification d'un canal de couplage acoustique d'entrée et de sortie (écho) observables, suivie d'un traitement correctif approprié. L'annulation d'écho acoustique est généralement réalisée de façon locale. La dénomination "locale" vient du fait que l'AEC pour (Acoustic Echo Canceller) est implanté dans le terminal lui-même. Baser sur l'optimisation d'une fonction objective. Par rapport au filtrage classique, le filtrage adaptatif comporte une mise-à jour récursive des coefficients du filtre. L'algorithme adaptatif doit converger vers la solution optimale, et il a une capacité de poursuite pour suivre les variations de la réponse que nous aimerons estimer. Le choix de l'algorithme adaptatif se fera en fonction des critères suivants :

- La rapidité de convergence est le nombre d'itérations nécessaires pour converger vers la solution optimale ;
- La capacité de poursuite (tracking) des variations (non-stationnarités) du système ;

- La stabilité numérique ;
- L'influence de la taille du système à identifier sur les performances des algorithmes
- La robustesse au bruit ;
- La complexité de calcul.

Le présent travail se fixe comme objectif principal l'étude du comportement de l'algorithme NLMS développement d'un programme de simulation, permettant de concevoir un filtre adaptatif appliqué à la réduction d'un bruit additif à un signal audio, en utilisant l'algorithme LMS.

Dans notre travail, nous étudions l'algorithme NLMS (Normalized Least Mean Squares) pour l'annulation d'écho acoustique des salles de conférences par le filtrage adaptatif, pour cela nous présentons ci-après les chapitres de ce mémoire :

- Le premier chapitre est consacré aux rappels et généralités sur le traitement numérique du signal et sur les notions de base de l'acoustique.
- Le second chapitre sera consacré au filtrage adaptatif, en général, avec ses différentes applications, ainsi que les différents algorithmes, à savoir LMS, NLMS et RLS.
- Le troisième chapitre, traite le problème de l'écho acoustique et l'algorithme NLMS utilisé pour l'annulation d'écho acoustique par le filtrage adaptatif.
- Le quatrième chapitre, présente les résultats des simulations de l'algorithme NLMS pour l'annulation de l'écho acoustique sous Matlab.
- Enfin on termine notre mémoire par une conclusion générale.

Chapitre 1 Généralités sur le traitement numérique du signal

1.1 Introduction

Le traitement numérique du signal désigne l'ensemble des opérations, calculs arithmétiques et manipulations de nombres, qui sont effectués sur un signal à traiter, représenté par une suite ou un ensemble de nombres, en vue de fournir une autre suite ou un autre ensemble de nombres, qui représentent le signal traité. Les fonctions les plus variées sont réalisables de cette manière, comme l'analyse spectrale, le filtrage linéaire ou non linéaire, le transcodage, la modulation, la détection, l'estimation et l'extraction de paramètres. Les machines utilisées sont des calculateurs numériques. Les systèmes correspondant à ce traitement obéissent aux lois des systèmes discrets. Les nombres sur lesquels il porte peuvent dans certains cas être issus d'un processus discret. Cependant, ils représentent souvent l'amplitude des échantillons d'un signal continu et dans ce cas, le calculateur prend place derrière un dispositif convertisseur analogique-numérique et éventuellement devant un convertisseur numérique-analogique. Dans la conception de tels systèmes et l'étude de leur fonctionnement, la numérisation du signal revêt une importance fondamentale et les opérations d'échantillonnage et de codage doivent être analysées dans leur principe et leurs conséquences. La théorie des distributions constitue une approche concise, simple et efficace pour cette analyse.

Dans ce chapitre, nous présentons des généralités sur le traitement de signal, pour la bonne compréhension du mémoire, nous introduirons tout d'abord des notions générales concernant le signal, puis nous définirons quelques notions de la parole et le bruit.

1.2 Définition de bases

1.2.1 Signal

Le signal est la représentation physique de l'information qu'il transporte de sa source à son destinataire. Il sert de vecteur à une information. Il constitue la manifestation physique d'une grandeur mesurable (courant, tension, force, température, pression, etc.). Les signaux, considérés sont des grandeurs électriques variant en fonction du temps $s(t)$ obtenues à l'aide

de capteurs. Mais le traitement du signal s'applique à tous les signaux physiques (onde acoustique, signal optique, signal magnétique, signal radioélectrique, etc.).

1.2.2 Bruit

Un bruit correspond à tout phénomène perturbateur gênant la transmission ou l'interprétation d'un signal [1].

1.2.3 Rapport signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit mesure la quantité de bruit contenue dans le signal. Il s'exprime par le rapport des puissances du signal (PS) et du bruit (PN). Il est souvent donné en décibels (dB) [1].

$$(S/N) \text{ dB} = 10 \log (PS/PN) \quad (1.1)$$

1.3 Classification des signaux

On peut envisager plusieurs modes de classification pour les signaux suivant leurs propriétés.

1.3.1 classification phénoménologique

On considère la nature de l'évolution du signal en fonction du temps. Il apparaît deux types de signaux :

- **Les signaux déterministes** ou signaux certains, leur évolution en fonction du temps peut être parfaitement modélisé par une fonction mathématique. On retrouve dans cette classe les signaux périodiques, les signaux transitoires, les signaux pseudo-aléatoires, etc...
- **Les signaux aléatoires** Leur comportement temporel est imprévisible. Il faut faire appel à leurs propriétés statistiques pour les décrire. Si leurs propriétés statistiques sont invariantes dans le temps, on dit qu'ils sont stationnaires.

1.3.2 Classification énergétique

On considère l'énergie des signaux. On distingue :

- Les signaux à énergie finie : Il possède une puissance moyenne nulle et une énergie finie.
- Les signaux aléatoires : Leur comportement temporel est imprévisible. Il faut faire appel à leurs propriétés statistiques pour les décrire. Si leurs propriétés statistiques sont invariantes dans le temps, on dit qu'ils sont stationnaires. [1].

1.3.3 Classification morphologique

On distingue les signaux à variable continue des signaux à variable discrète ainsi que ceux dont l'amplitude est discrète ou continue [1].

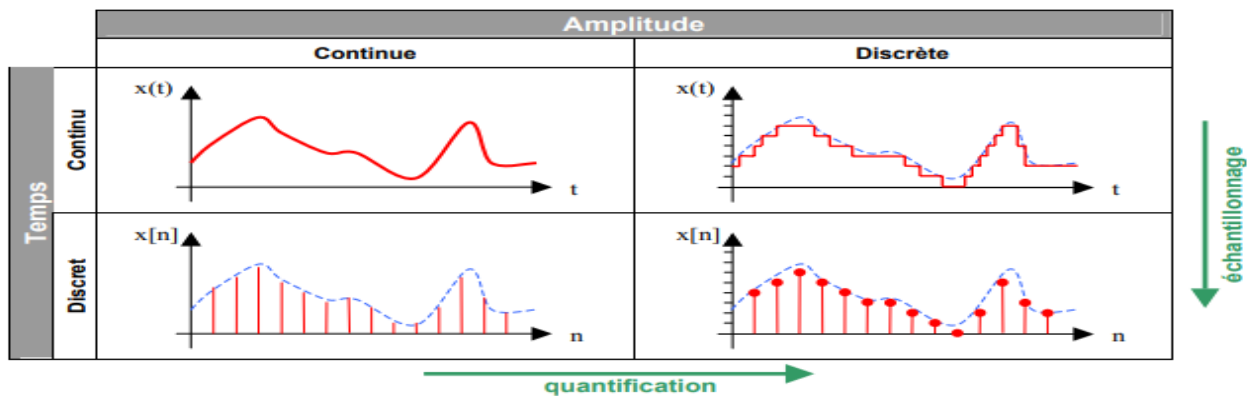


Figure 1.1 Classification morphologique des signaux.

On obtient donc 4 classes de signaux :

- Les signaux analogiques dont l'amplitude et le temps sont continus.
- Les signaux quantifiés dont l'amplitude est discrète et le temps continu.
- Les signaux échantillonnés dont l'amplitude est continue et le temps discret.
- Les signaux numériques dont l'amplitude et le temps sont discrets.

1.4 Le traitement numérique du signal

Le traitement numérique du signal étudie les techniques de traitement (filtrage, compression, etc.), d'analyse et d'interprétation des signaux numérisés. À la différence du traitement des signaux analogiques qui est réalisé par des dispositifs en électronique analogique, le traitement des signaux numériques est réalisé par des machines numériques (des ordinateurs ou des circuits dédiés). Ces machines numériques donnent accès à des algorithmes puissants, tel le calcul de la transformée de Fourier. Les signaux naturels n'étant généralement pas numériques, il faut les numériser par un convertisseur analogique-numérique [2].

1.4.1 Transformée de Fourier

La représentation temporelle peut être suffisante dans les cas où la forme du signal et la nature du traitement restent simples. Dans la réalité, les signaux n'ont pas toujours une forme simple soit en raison de la nature de l'information qu'ils portent, soit en raison du traitement qu'ils doivent subir. L'unique représentation du signal en fonction du temps s'avère insuffisante, elle ne permet plus d'interpréter correctement l'information. Dans de tels cas, la représentation du signal en fonction de la fréquence est très utile. La transformée de Fourier est un outil mathématique qui permet d'établir une dualité entre deux représentations différentes d'un signal mais complémentaire au niveau de l'interprétation des résultats. Elle effectue le passage du domaine temporel au domaine spectral (fréquentiel).

Soit $s(t)$ un signal déterministe sa transformée de Fourier est une fonction généralement complexe de la variable f et définie par :

$$S(f) = TF[s(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (1.2)$$

1.4.2 Transformée de Fourier Discrète

La TFD est utilisée, lorsque l'on travaille avec des suites numériques sans lien avec un signal physique, pour définir une représentation de la suite sur une base de fonctions fréquentielles.

Soit x un signal discret, la Transformée de Fourier Discrète de x est égale à X :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-i2\pi n \frac{k}{N}} \quad (1.3)$$

1.4.3 Convolution

La convolution est le principe fondateur du traitement du signal. Il stipule qu'un signal d'entrée x peut être combiné avec la fonction du système h pour trouver le signal de sortie y . Elle correspond à l'intégrale du produit de deux formes d'onde après que l'une se soit fait inverser et décaler.

$$Y(t) = x(h * t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (1.4)$$

1.4.4 Corrélation

La corrélation est une mesure énergétique de la similitude de forme et de position entre deux signaux $x(n)$ $y(n)$. Elle exprime l'influence d'un signal sur un autre et détermine à partir d'une méthode de comparaison s'il existe une relation entre les deux signaux, le résultat de cette comparaison normalisée est un réel appartenant à l'intervalle $[-1,1]$.

On dit qu'il y a une forte corrélation si le résultat se rapproche de 1.

Pour des signaux réels à énergie finie, on définit l'autocorrélation et l'inter corrélation de la manière suivante :

- Autocorrélation : corrélation entre le signal $x(t)$ et lui-même :

$$C_{XX}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(t) X^*(t - \tau) dt \quad (1.5)$$

- Inter corrélation : corrélation entre le signal $x(t)$ et le signal $y(t)$:

$$C_{XY}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(t) y^*(t - \tau) dt \quad (1.6)$$

1.4.5 Transformée en Z

Dans le cas des signaux analogiques, on dispose de transformées (transformée de Fourier ou transformée de Laplace) permettant d'étudier et de traiter les signaux dans des domaines

plus aisés (respectivement plan fréquentiel ou domaine de Laplace). Dans le cas des signaux discrets, ces transformées sont très limitées, en particulier pour les signaux possédant une infinité d'échantillons [1].

Pour cela, une transformée des signaux discrets a été introduite : la transformée en z . Cette transformée en z , notée $S(z)$, d'un signal $s(t)$ causal, échantillonné à la période T_e , s'exprime à l'aide de la variable complexe z selon la relation suivante :

$$S(z) = \sum_{k=0}^{+\infty} s(kT_e) \cdot z^{-k} = \sum_{k=0}^{+\infty} s_k \cdot z^{-k} \quad (1.7)$$

1.4.6 Filtrage numérique

Le filtrage consiste à atténuer certains signaux et à en laisser "passer" d'autres. On appelle « filtre numérique » un système utilisé pour modifier la distribution fréquentielle d'un signal numérique selon des spécifications données. Un filtre numérique peut être vu comme un procédé de calcul permettant de transformer un signal numérique d'entrée (séquence de nombres) en un signal numérique de sortie (seconde séquence de nombres) pour obtenir la modification voulue du signal.

Le problème du filtrage numérique consiste donc à déterminer l'équation régissant cette transformation des signaux numériques qui d'une part doit représenter la réponse fréquentielle spécifiée et d'autre part peut être effectivement réalisée. La transformation peut être implantée sous forme de logiciel (algorithme) ou matériel (circuits électroniques).

Les filtres numériques sont, pour les signaux échantillonnés, les équivalents des filtres analogiques pour les signaux continus. En raison du développement des circuits intégrés rapides, les filtres numériques deviennent plus intéressants que les filtres analogiques en apportant de nombreux avantages : précision, fiabilité, stabilité, adaptabilité et facilité de commande [1].

1.4.7 Modulation numérique

La modulation consiste à adapter les données ou le signal à émettre au canal de transmission ceci en modifiant les paramètres d'une onde, dite porteuse, centrée sur la bande passante du canal.

Les paramètres qui peuvent être modifiés pour porter les données sont l'amplitude, la phase et la fréquence. On dénombre plusieurs domaines d'application des modulations numériques comme :

- Les modems téléphoniques
- Les faisceaux hertziens
- Les transmissions par satellite
- Les radiocommunications avec les mobiles.

1.5 La numérisation

La conversion d'un signal analogique sous forme numérique implique une double approximation. D'une part, dans l'espace des temps, le signal fonction du temps $s(t)$ est remplacé par ses valeurs $s(nT)$ à des instants multiples entiers d'une durée T ; c'est **l'opération d'échantillonnage**. D'autre part, dans l'espace des amplitudes, chaque valeur $s(nT)$ est approchée par un multiple entier d'une quantité élémentaire q ; c'est **l'opération de quantification**. La valeur approchée ainsi obtenue est ensuite associée à un nombre ; c'est **le codage**, ce terme étant souvent utilisé pour désigner l'ensemble, c'est-à-dire le passage de la valeur $s(nT)$ au nombre qui la représente[3].

1.5.1 L'opération de l'échantillonnage

L'échantillonnage consiste à représenter un signal analogique continu $s(t)$ par un ensemble de valeurs $s(nT_e)$ avec n entier situées à des instants discrets espacés de T_e constante, appelée la période d'échantillonnage. Cette opération est réalisée par un circuit appelé « préleveur ou échantillonneur » symbolisé souvent par un interrupteur.

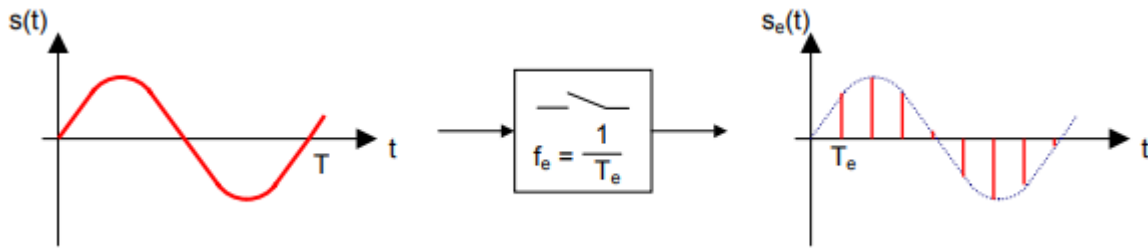


Figure 1.2 Représentation mathématique du signal échantillonné à une cadence T_e

1.5.2 L'opération De Quantification

La quantification est l'approximation de chaque valeur du signal $s(t)$ par un multiple entier d'une quantité élémentaire q , appelée échelon de quantification. Si q est constant quelle que soit l'amplitude du signal, la quantification est dite uniforme. Cette opération revient à faire passer le signal dans un organe qui possède une caractéristique en marche d'escalier, comme le montre la figure ci-dessous pour $q = 1$, et fournit le signal $s_q(t)$. Le circuit électronique, réalisant cette fonction est un convertisseur analogique-numérique.

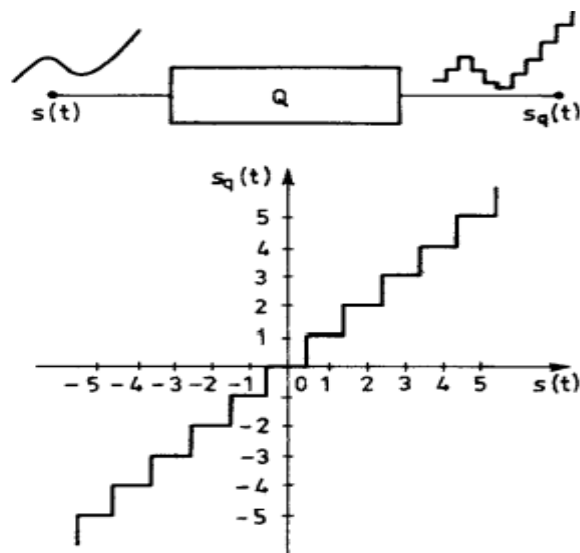


Figure 1.3 Opération de la quantification

La manière dont l'approximation est faite définit le centrage de cette caractéristique. La figure représente le cas, appelé arrondi, où toute valeur du signal comprise entre $(n - 1/2) q$ et $(n + 1/2) q$ est arrondie à nq . C'est l'approximation par défaut, qui est désignée, quand elle porte sur des nombres, par troncature et qui consiste à approcher par nq toute la valeur comprise entre nq et $(n + 1)q$; la caractéristique se déplace alors de $q/2$ vers la droite sur l'axe des abscisses.

L'effet de cette approximation est de superposer au signal d'origine un signal d'erreur $e(t)$ désigné par distorsion de quantification ou plus communément par bruit de quantification il vient :

$$s(t) = s_q(t) + e(t) \quad (1.8)$$

Les amplitudes multiples impaires de $q/2$ sont appelées amplitudes de décision. L'amplitude du signal d'erreur est comprise entre $-q/2$ et $q/2$. Sa puissance mesure la dégradation que subit le signal [3].

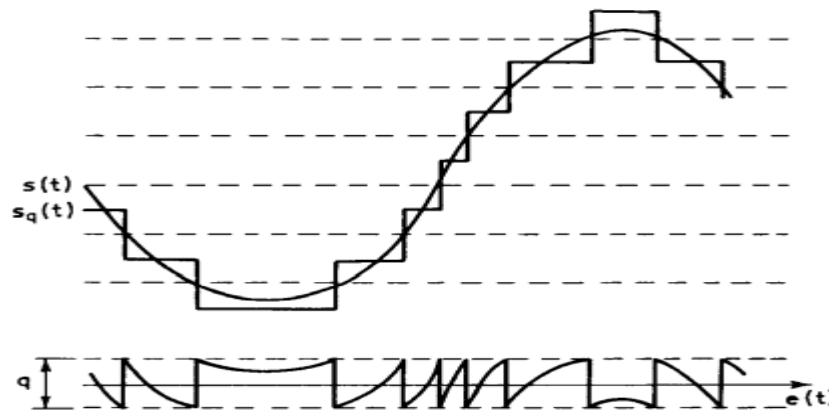


Figure 1.4 Erreur de quantification

1.5.3 La Dynamique De Codage

Le signal échantillonné et quantifié en amplitude est représenté par une suite de nombres presque toujours sous forme binaire. Si chaque nombre compte N bits, le nombre maximum d'amplitudes quantifiées qu'il est possible de distinguer s'élève à 2^N . Alors la

gamme des amplitudes qu'il est possible de coder est soumise à une double limitation vers les faibles valeurs elle se trouve limitée par l'échelon de quantification q et vers les fortes valeurs par $2 N. q$. Toute amplitude qui dépasse cette valeur ne peut être représentée et il y a écrêtage du signal. Il s'en suit une dégradation, par exemple par distorsion harmonique si le signal est sinusoïdal. Les codes les plus connus : le code binaire naturel, code binaire décalé, code complément à 2, code DCB, code Gray [3].

Les filtres numériques sont, pour les signaux échantillonnés, les équivalents des filtres analogiques pour les signaux continus. En raison du développement des circuits intégrés rapides, les filtres numériques deviennent plus intéressants que les filtres analogiques en apportant de nombreux avantages : précision, fiabilité, stabilité, adaptabilité et facilité de commande [1].

1.6 Traitement du signal vocal

Le transport du signal vocal constitue le premier métier de l'opérateur de télécommunications. Les recherches portent sur toute une panoplie de disciplines prise et restitution des sons, codage, compression, synthèse et reconnaissance de la parole.

Le traitement de la parole fait l'objet de recherches dans tous les laboratoires des grands opérateurs de télécommunications, souvent depuis leurs premières années d'existence. Les travaux se sont intensifiés avec l'apparition du traitement numérique du signal. Ce vaste domaine est classiquement découpé en quatre grandes spécialités :

- le traitement du signal à la prise et la restitution du son,
- le codage de la parole,
- la synthèse de la parole,
- la reconnaissance de la parole.

1.7 Généralité sur la parole, bruit et l'écho

1.7.1 Description du signal de parole

La parole est la faculté de communiquer la pensée par un système de sons articulés, c'est le moyen de communication privilégié entre les humains qui sont les seuls êtres vivants à utiliser un tel système. L'information d'un message parlé réside dans les fluctuations de la pression de l'air, engendrées, puis émises par l'appareil phonatoire. Ces fluctuations constituent le signal vocal, elles sont détectées par l'oreille, laquelle procède à une certaine analyse [9].

1.7.2 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 donnant lieu respectivement aux sons voisés et non voisés [10]. 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 [5].

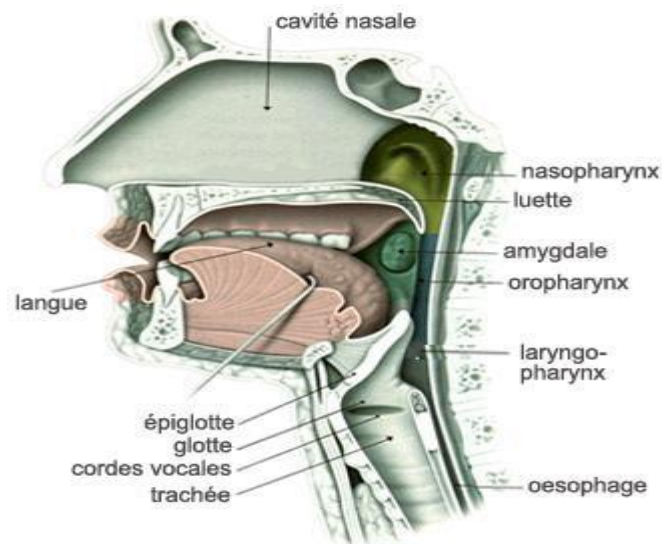


Figure 1.5 Appareil phonatoire

1.7.3 Paramètres du signal parole

➤ **Fréquence fondamentale [6]**

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

De 80Hz à 200Hz pour une voix masculine ;

De 150Hz à 450Hz pour une voix féminine ;

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

➤ **Energie [6]**

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

$$E = \sum_{n=0}^{N-1} S^2(n) \quad (1.9)$$

Avec N : la taille de la trame.

➤ **Spectre**

L'enveloppe spectrale ou spectre représente l'intensité de la voix selon la fréquence, elle est généralement obtenue par une analyse de Fourier à court terme. La quasi-stationnarité du signal de parole permet de mettre en œuvre des méthodes efficaces d'analyse et de modélisation utilisées pour le traitement à court terme du signal vocal sur des fenêtres de durée généralement comprise entre 20ms et 30ms appelées trames, avec un recouvrement entre ces fenêtres qui assure la continuité temporelle des caractéristiques de l'analyse [7].

1.7.4 Caractéristiques du signal de parole

- Le signal de parole est un processus aléatoire non-stationnaire à long terme, mais il est considéré comme stationnaire dans des fenêtres temporelles d'analyse de l'ordre de 20 à 30ms [6].
- La parole est 70 % du temps (pseudo-) périodique (bruit ou silence le reste du temps) [8].

- Nous pouvons avoir un signal de parole à large bande (il remplit toute la largeur de bande) ou à bande limitée (0-8000 Hz essentiellement) [8].

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

1.7.5 Le bruit

On appelle bruit tout signal nuisible qui se superpose au signal utile en un point quelconque d'une chaîne de mesure ou d'un système de transmission. Il constitue donc une gêne dans la compréhension du signal utile, (la parole) [6].

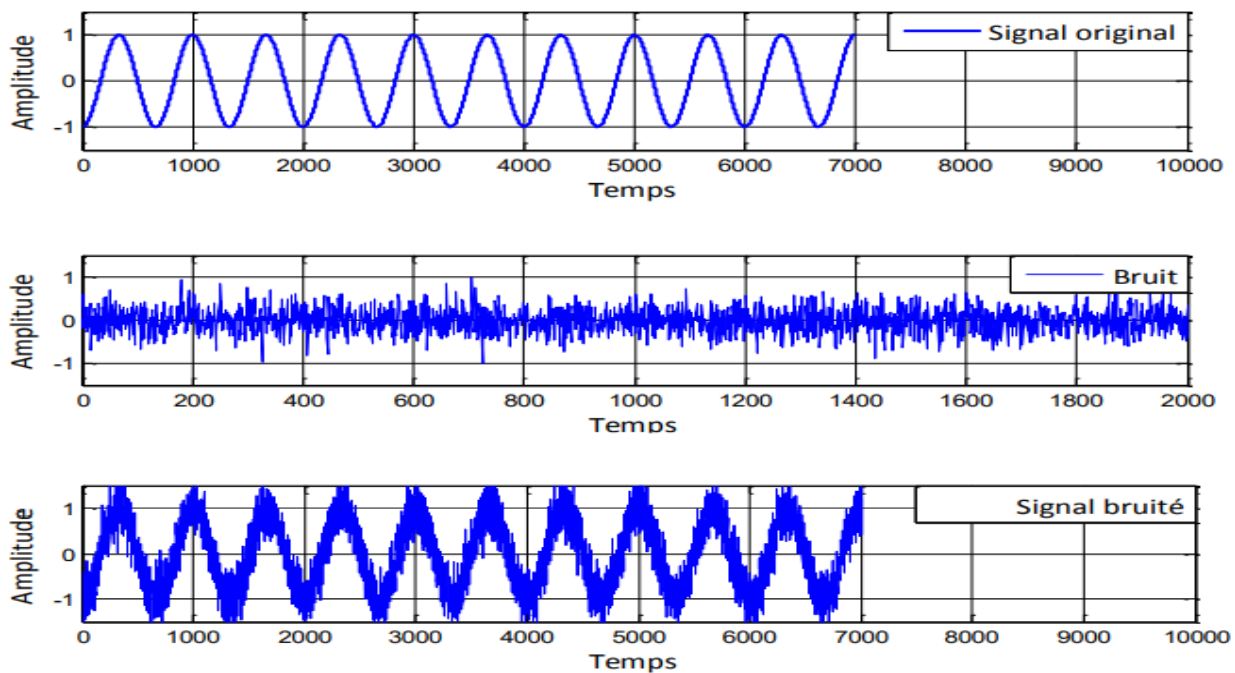


Figure 1.6 représentation d'un signal sinusoïdal bruité

1.7.6 Sources de bruit

Relativement au système considéré (filtre, détecteur, amplificateur, etc.), les sources de bruit sont classables en deux grandes catégories :

- **Bruits externes** : la source de bruit est localisée à l'extérieur du système et agit sur celui-ci par influence. On peut distinguer deux origines :

Les perturbations naturelles (bruits cosmiques, bruits atmosphériques) et les perturbations artificielles (parasites générés par des équipements électriques industriels). L'intensité de ces perturbations varie selon les lieux (zones rurales ou urbaines, logements ou usines, etc.). Ces perturbations peuvent être considérées comme négligeables au-delà d'une fréquence de quelques dizaines de MHz [1].

– **Bruits internes** : les causes des perturbations internes à un système de traitement peuvent se classer en deux groupes : les perturbations impulsionnelles engendrées par des commutations de courants et le bruit de fond généré dans les câbles et les composants électroniques en raison des mécanismes statistiques de la conduction électrique. Deux composantes principales le constituent : bruit thermique (dans les circuits passifs comme les résistances), bruit de grenaille (dans les composants actifs comme les diodes, transistors...). Les perturbations impulsionnelles peuvent être souvent modélisées par des processus de Poisson [1].

1.7.7 Spectre d'un bruit

Le caractère aléatoire du bruit explique que les composantes d'un bruit thermique peuvent avoir toutes les valeurs du continu jusqu'à des fréquences très élevées. Le spectre d'un tel bruit est par conséquent constant et continu sur toute la gamme des fréquences [11]. Un tel bruit est appelé bruit blanc par analogie avec la lumière blanche qui est aussi un mélange de toutes les fréquences.

1.7.8 Bruit blanc et bruit coloré

La lumière blanche est composée de radiations de toutes longueurs d'onde entre 400 et 800 nm. Lorsque la lumière contient davantage de radiations d'une certaine longueur d'onde, elle est colorée devient rouge si elle contient de grandes longueurs d'onde (fréquences basses) ou bleue si elle contient des radiations de longueur d'onde basse (fréquences élevées). De la même façon et par analogie avec la lumière, lorsqu'un bruit traverse un filtre, certaines composantes sont atténuées. Le spectre n'est donc plus constant et on dit que le bruit est coloré [11].

- si les basses fréquences prédominent, on a un bruit rose.
- si les fréquences élevées prédominent, on a un bruit bleu.

1.8 conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté quelque notion de base du traitement du signal numérique, et quelques définitions sur la parole et leurs propriétés. Nous avons étudié les différents types de bruit qui interviennent dans un traitement numérique du signal. Dans le prochain chapitre, nous allons présenter le filtrage et les algorithmes adaptatifs utilisés dans l'annulation d'écho acoustiques.

Chapitre 2 Généralités sur le filtrage et algorithmes adaptatifs

2.1 Introduction

Le filtrage adaptatif représente aujourd'hui une part importante du traitement des signaux aléatoires. L'évolution des processeurs de traitement du signal a rendu sa réalisation aisée, et son permet d'agir sur des signaux rapides, à large spectre. Son principal intérêt consiste à éliminer un bruit dont les caractéristiques évoluent dans le temps, ce qui n'est pas envisageable avec les structures non adaptatives c'est-à-dire pour lesquelles les coefficients sont figés.

2.2 Insuffisance du filtrage classique

Le filtrage a pour mission de permettre d'extraire d'un signal acquis un signal contenant une information qui nous intéresse. Le reste est soit lié à une autre application soit simplement du bruit.

Le signal se décompose en : $x_a(t) = x(t) + r(t)$

Avec : $x_a(t)$: Signal dont nous avons réalisé l'acquisition.

$x(t)$: Signal que nous cherchons à extraire.

$r(t)$: Signal restant.

Le signal $x(t)$ est traité par un système linéaire invariant appelé filtre. Ce système est caractérisé par une fonction de transfert $H(z)$. Nous choisissons le filtre de manière que $H(e^{j\omega T})$ ait un gain voisin de 1 pour les fréquences du signal $x_a(t)$ et voisin de zéro pour celles du signal $r(t)$. Ce système de filtrage ne fonctionne que lorsque les spectres fréquentiels de $x(t)$ et de $r(t)$ sont bien séparés.

Ce n'est malheureusement pas toujours le cas, en particulier lorsque $r(t)$ est un bruit aléatoire. Le filtrage adaptatif a pour but de répondre à ce genre de problème et se généralise à tout problème d'extraction d'une information d'un signal lorsque le filtrage fréquentiel classique se révèle impuissant.

2.3. Filtrage Adaptatif

2.3.1 Définition

Un filtre adaptatif est un filtre dont les coefficients varient dans le temps, en vue de produire un résultat donné. Le calcul des coefficients du filtre peut être fait selon deux approches principales ; l'approche par blocs et l'approche du gradient stochastique.

Le filtrage adaptatif est une technique utilisée pour l'ajustement automatique des paramètres d'un filtre lorsque ces derniers sont difficiles à déterminer où varient dans le temps. Les coefficients sont ajustés selon l'algorithme en vue de minimiser l'erreur associée à l'algorithme du gradient. Cette dernière est le résultat de la différence entre la sortie désiré $d(k)$ et la sortie du filtre $y(k)$. [13]

2.3.2 Principe [14]

Le principe du filtrage adaptatif correspond à une opération effectuée sur un signal d'entrée $x(n)$ pour fournir une sortie $y(n)$ dont la différence avec un signal de référence $d(n)$ soit minimisée. Cette minimisation est obtenue en calculant les coefficients du filtre pour chaque nouvel ensemble de données, référence et signal d'entrée.

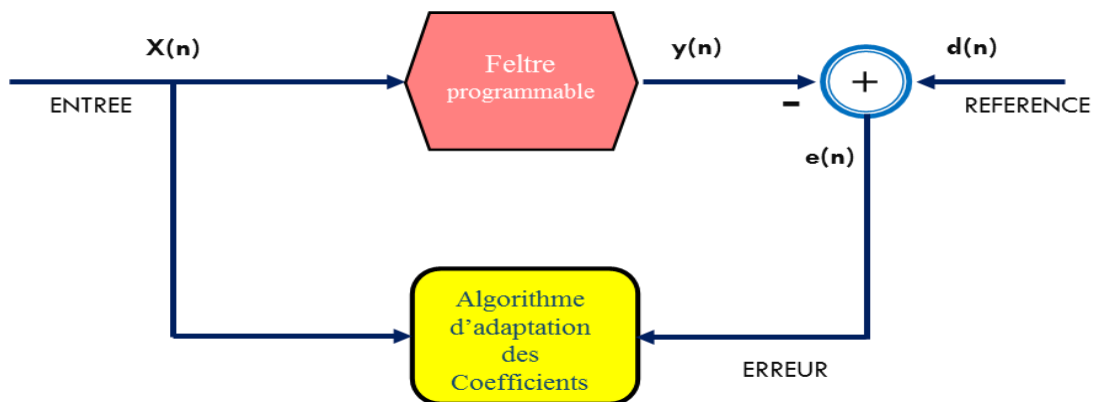


Figure2.1 Principe du filtre adaptatif

2.4. Applications du filtrage adaptatif

Le filtrage adaptatif est un outil puissant en traitement du signal, communications numériques, et contrôle automatique. Les applications sont diverses mais présentent les caractéristiques suivantes :

On dispose d'une entrée $x(n)$ ainsi que de la réponse d'désirée (référence) $d(n)$ et l'erreur $e(n)$, qui est la différence entre $d(n)$ et la sortie du filtre $y(n)$, sert à contrôler (adapter) les valeurs des coefficients du filtre. Ce qui différencie essentiellement les applications provient de la façon de d'définir la réponse d'désirée $d(n)$.

On peut distinguer quatre grandes classes d'applications :

2.4.1 Identification de systèmes

$d(n)$ est la sortie du système que l'on souhaite identifier.

La figure, ci-dessous illustre le contexte du problème d'identification. Celui-ci consiste en la détermination d'un filtre modélisant au mieux le comportement d'un système inconnu. Seuls sont connus les signaux d'entrée/sortie de ce système. Le filtre représentant le modèle sera estimé à partir de l'observation de la différence entre la sortie du processus et son estimation à la sortie du filtre.

Le but d'une telle configuration est la détermination d'un modèle du système à identifier. Quand $e(n)$ sera nulle, on aura les paramètres du système qui seront égaux à ceux du filtre adaptatif.

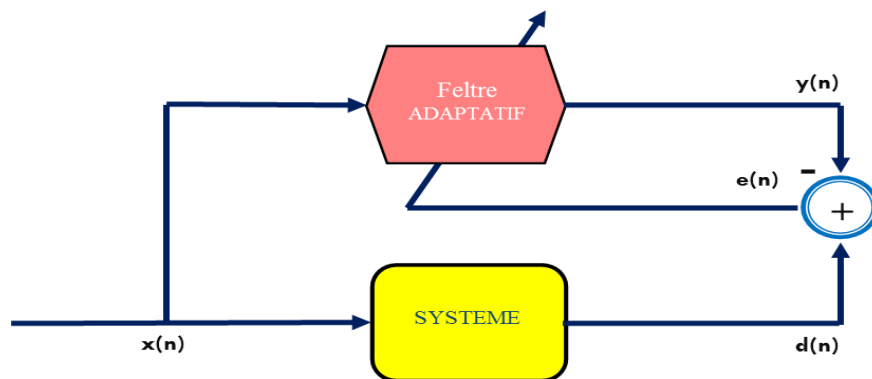


Figure2.2 Principe de l'identification

2.4.2 Prédiction

$d(n)$ est le signal à l'instant n et $y(n)$ le signal prédit à partir du signal aux instants précédents $[d(n-1), d(n-2), \dots]$.

Connaissant la mesure d'un signal à l'instant n , nous cherchons à prédire sa valeur à cet instant en utilisant ses valeurs aux instants précédents. Ce prédicteur correspond souvent à une estimation de $d(n)$ débarrassée des parasites éventuels. Elle se fait selon le schéma de principe dans la figure ci-dessous. $d(n)$ est le signal à l'instant n et $y(n)$ le signal prédit à partir du signal aux instants précédents.

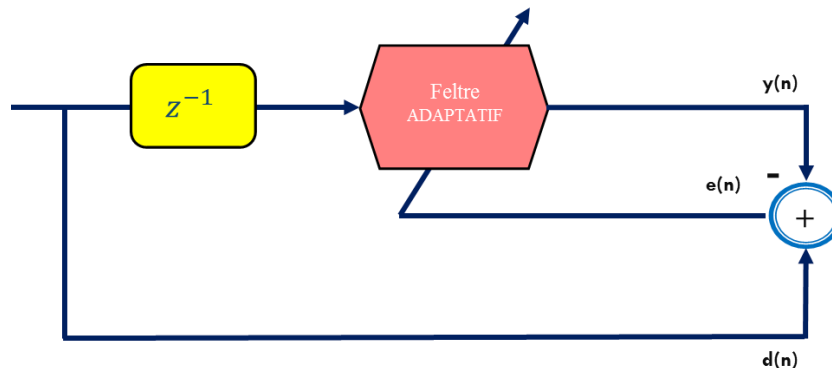


Figure 2.3 Principe de prédiction

2.4.3 Modélisation inverse

$d(n)$ est l'entrée (retardée) du système que l'on cherche à inverser

Le but de la modélisation inverse est de reconstruire au mieux un signal de référence qui a été déformé par un processus inconnu. Le filtre adaptatif doit permettre une compensation des déformations induites par le processus. En télécommunication ce problème est désigné sous le nom de problème d'égalisation. [15][16]

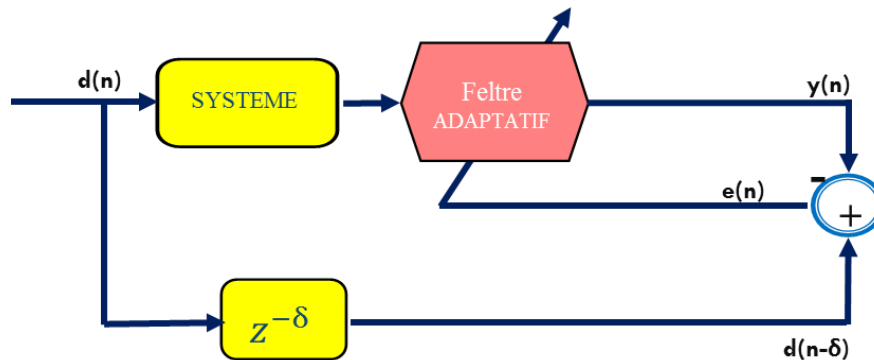


Figure 2.4 Principe de la modélisation inverse

2.4.4 Annulation d'interférences

L'opération d'annulation d'interférence est illustrée par le schéma de la figure ci-dessous. Elle a comme objectif la restitution du signal utile sans lui causer aucune distorsion. En fait, il s'agit d'estimer le bruit qui entache notre signal utile via un filtre, puis par la suite le soustraire du signal reçu pour acquérir à la fin le signal utile tout seul.

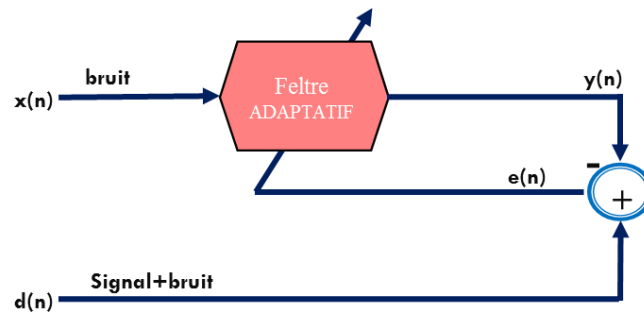


Figure2.5 Principe d'annulation d'interférences.

2.5 Filtres de Wiener

Au début des années 1940, et dans le cadre de très gros efforts de recherche militaires menés au MIT (MIT : Massachusetts Institute of Technology), N. Wiener s'intéressa au problème de l'estimation d'un signal à partir d'observations bruitées d'un signal corrélé avec le signal estimé [17]. Le filtre de Wiener développé à cette occasion permet de construire une estimation $\hat{y}(n)$ de $y(n)$ à partir du signal $x(n)$. 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 $\hat{y}(n)$ et une sortie désirée $d(n)$, [18], [19], [20].

Plus $e(n)$ est faible, plus l'estimation sera bonne. On cherche donc un filtre qui minimisera l'erreur quadratique moyenne. Il est pratique de minimiser $\{e^2(n)\}$ 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 (EQM) est définie par : [21]

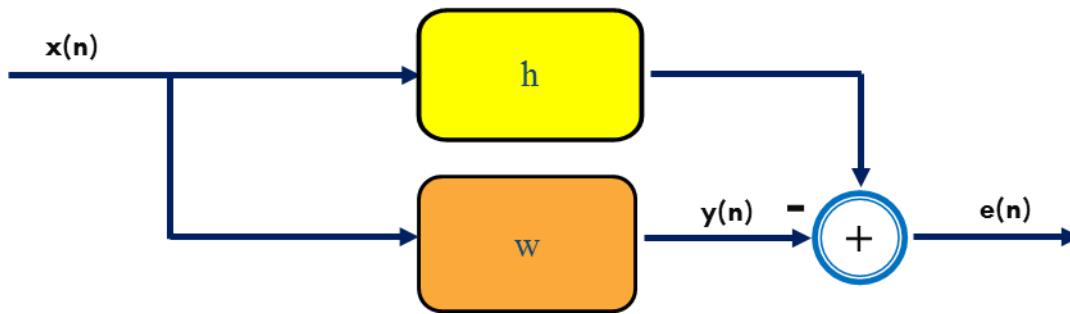


Figure 2.6. Schéma principal du filtrage de Wiener

$x(n)$: Le signal d'entrée.

h : Système inconnu de longueur L .

w : Le filtre d'estimation.

$y(n)$: La sortie du filtre adaptatif.

$e(n)$: Le signal d'erreur.

$d(n)$: Le signal désiré (référence).

Le problème consiste donc à rechercher le filtre assurant l'erreur la plus faible $e(n)$, au sens d'un critère d'optimisation :

$$w^{opt} = arg[\min[J(e(n))]] \quad (2.1)$$

Où w^{opt} est le vecteur optimum et J représente la fonction de coût :

$$J = E\{e(n)^2\}$$

Où est E l'espérance mathématique.

Dans la famille des filtres linéaires et invariants dans le temps. La sortie $y(n)$ est donnée par :

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w(n)x(n-i) \quad (2.2)$$

d'où

L: est la longueur du filtre $w(n)$.

Le signal d'erreur $e(n)$ est donné par :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.3)$$

C'est plus pratique d'utiliser la notion vectorielle pour la sortie du filtre :

$$y(n) = w^T(n)x(n) = x(n)^T w(n) \quad (2.4)$$

Avec :

$$w(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{L-1}(n)]^T \quad (2.5)$$

Et :

$$x(n) = [x(n), x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-L+1)]^T \quad (2.6)$$

Où $w(n)$ désigne un vecteur de L coefficients représentant la réponse impulsionnelle finie et $x(n)$ désigne un vecteur qui résume le passé proche du signal $x(n)$ sur une durée de L échantillons. L'opérateur $(.)^T$ désigne la transposition.

Le vecteur w_{opt} est celui qui annule le gradient du critère :

On a:

$$\frac{\partial J}{\partial w(n)} = \partial [E[e^2(n)]] = 2E \left\{ e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w(n)} \right\} = -2E \{ e(n)x(n) \} \quad (2.7)$$

Où $E\{\cdot\}$ désigne la moyenne statique. Par conséquent, à l'optimum, on a :

$$E \{ e_{min}(n)x(n) \} = O_{L \times 1} \quad (2.8)$$

Où :

$e_{min}(n)$: est l'erreur minimale, donc l'optimum est atteint lorsque $e(n)$ est orthogonale à $x(n)$. En développant cette équation nous obtenons [24] :

$$E \{ x(n)[d(n) - x(n)^T w_{opt}] \} = O_{L \times 1} \quad (2.9)$$

Soit :

$$E[x(n)[x(n)^T]w_{opt} = E[x(n)d(n)] \quad (2.10)$$

Nous aurons par la suite :

$$Rw_{opt} = r$$

Le filtre de Wiener optimal w_{opt} est donc donné par :

$$w_{opt} = R^{-1}r$$

Avec :

$R = E[x(n)x(n)^T]$: Représente la matrice d'autocorrélation du signal d'entrée $x(n)$.

$r = E[x(n)d(n)]$: Représente le vecteur d'inter-corrélation entre $x(n)$ et $d(n)$.

- **Applications du filtrage de Wiener**

Les applications du filtrage de Wiener diffèrent par la manière dont est extraite la réponse désirée. Dans ce contexte, on peut distinguer quatre classes fondamentales utilisant le filtrage de Wiener :

1. l'identification de processus ; dans ce cas, on souhaite trouver la réponse impulsionnelle $w(n)$ représentant au mieux le processus inconnu ;
2. la modélisation inverse avec laquelle on tente de reconstruire un signal ;
3. la prédiction linéaire qui, sur la base des échantillons précédents, permet d'estimer une valeur à venir ;
4. la suppression d'un signal perturbateur.

2.6 Critères d'évaluation de performance d'un filtre adaptatif

- **Taux de convergence**

Dans un système adaptatif, une convergence rapide vers la solution optimale est un critère désiré. Cependant, une convergence ne peut être considérée seule mais en conjonction avec d'autres critères. Par conséquent, il faut retenir que la convergence rapide :

- ne veut pas forcément dire meilleure solution.
- est recommandé pour des applications à haute fréquence (radiocommunications mobiles, téléphone portable (GSM), télévision numérique à haute définition ou HDTV et Asymptotique Digital Subscriber line ou ADSL).
- est un critère important pour évaluer la performance d'un algorithme.

➤ **Erreur quadratique moyenne minimale (Minimum Mean Square Error, MMSE)**

Indique dans quelle mesure le système est apte à exécuter sa tâche de filtrage. Une MMSE faible indique que le système adaptatif a <<précisément>> convergé vers la solution désirée. Les paramètres qui peuvent affecter ce critère sont mais ne se limitent pas à : l'ordre du système adaptatif, l'erreur de quantification et le bruit de mesure. L'erreur quadratique moyenne excédante (excédante MSE) est définie comme étant la différence entre l'erreur quadratique moyenne (MSE) réelle à la sortie du filtre adaptatif et ce qu'elle devrait être si les coefficients du filtre adaptatif étaient maintenus à leurs valeurs optimales.

➤ **L'erreur d'ajustement (mis ajustement) dépend essentiellement de**

- Bruit du gradient.
- La sensibilité des coefficients à l'effet de quantification (distorsion).
- L'ordre du filtre adaptatif.
- L'amplitude (grandeur) du bruit de la mesure.

➤ **Précision de l'estimation des paramètres du filtre**

La précision de l'estimation des coefficients du filtre est plutôt importante dans la mesure où elle permet des conditions acceptables de l'erreur d'ajustement.

➤ **Charge de calcul**

Une faible charge de calcul est particulièrement intéressante pour une implémentation matérielle en temps réel (DSP) et les applications où une faible consommation d'énergie est exigée.

➤ **Stabilité**

Les filtres RIF sont intrinsèquement stables aussi longtemps que le facteur de convergence et constantes de gain sont appropriés. La stabilité devient un problème majeur lorsqu'il s'agit de filtres RII.

➤ **Robustesse**

Il est difficile de mesurer quantitativement ce critère tant robustesse est directement reliée avec la stabilité du système adaptatif. Elle indique à quelle mesure le système peut résister aussi bien aux aléas du signal d'entrée qu'aux effets de quantification.

➤ **Ordre du filtre**

L'ordre du filtre, désigné par N , est intrinsèquement relié aux autres critères d'évaluation de la performance. Il indique à quel degré de précision le filtre adaptatif peut modéliser le système. Pour les systèmes surdéterminés, (l'ordre du filtre est supérieur à l'ordre du système), ou autrement, quand il y a trop de pôles/zéros dans le modèle du système, l'erreur quadratique moyenne aura la possibilité de converger vers zéro mais au prix d'une charge de calcul excessive. De la même manière, lorsque le système est sous déterminé, (l'ordre du filtre est inférieur à l'ordre du système), peu de calculs seront nécessaires. Cependant, l'erreur quadratique moyenne va converger vers un constant non nul. [25]

2.7 Algorithmes des filtres adaptatifs

2.7.1 Algorithme LMS (Least Mean Squares)

L'algorithme LMS conçu en 1959, est le plus utilisé des algorithmes adaptatifs. Il est basé sur la méthode de gradient qui calcule et remet à jour les pondérations de façon récursive. On montre que l'erreur est une quadratique des pondérations et intuitivement, la solution optimale est obtenue en corrigeant pas à pas le vecteur de pondération dans la direction du minimum [26].

La méthode du gradient à pas d'adaptation μ consiste à : [27]

- Choisir un vecteur initial de coefficients w_o (en général, en l'absence d'informations préalables, $w_o = 0$)

- Ayant un vecteur (w_n) à l'instant n , obtenir une meilleure estimation (se rapprocher de la solution optimale w_{opt}) tout en incrémentant (w_n) dans la direction opposée au gradient du coût :

$$(\nabla J w_n) = -2E[e_n X_n] \quad (2.11)$$

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

$$w_{n+1} = w_n + \mu E[e_n X_n] \quad (2.12)$$

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

$$0 < \mu < \frac{2}{\sum_{i=0}^{M-1} \lambda_i} \approx \frac{2}{M\sigma_x^2} \quad (2.13)$$

Où :

λ_i : sont les valeurs propres de la matrice d'autocorrélation R de l'entrée.

σ_x^2 : est l'énergie de signal x_n

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

Du gradient. Il va localement "en descente" dans la direction la plus abrupte pour approcher l'optimum : [28]

$$w(n+1) = w(n) - c \nabla_w \{J(w)\} \quad (2.14)$$

et

$$\nabla_w \{J(n)\} = -2X(n)d(n) + 2X(n)X^T w(n) = -2X(n)[d(n) - X^T w(n)] = 2X(n)e(n) \quad (2.15)$$

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

$$w_{j+1} = w_j + 2ue_j X_j \quad (2.16)$$

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

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

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

$$e_j = d_j - y_j$$

$$y_j = X_j^T w_j$$

➤ **La convergence de l'algorithme LMS**

Les valeurs des coefficients futurs sont calculées à partir des valeurs courantes de ces mêmes coefficients et de l'erreur. La vitesse de convergence et la stabilité dépendent du pas d'adaptation, on doit le choisir suffisamment petit pour que l'algorithme converge et suffisamment grand pour que l'algorithme atteigne sa valeur optimale le plus rapidement possible. Les principaux avantages de l'algorithme LMS, est sa simplicité et ses performances. Mais sa convergence est lente par rapport aux autres algorithmes. Parmi les très nombreuses variantes de l'algorithme LMS standard,

2.7.2 Algorithme NLMS (Normalized LMS)

L'algorithme NLMS normalisé est représenté dans l'algorithme LMS. Le pas μ contrôle le comportement de convergence de l'algorithme : plus la valeur de μ est élevée, plus l'algorithme converge, mais cela entraînerait également un mauvais ajustement (C'est-à-dire un signal d'erreur résiduelle plus important $e(n)$). Pour que l'algorithme soit stable, μ doit être choisi de $0 < \mu < 2$. La petite constante positive δ est introduite afin d'éviter que le dénominateur soit trop petit lorsque la puissance du signal d'entrée $x(n)$ est très faible. NLMS est l'un des algorithmes les plus populaires pour AEC en raison de sa simplicité de mise en œuvre, de sa faible complexité de calcul et de son comportement robuste [29].

La stabilité de l'algorithme NLMS est régie par un paramètre pas. Le choix de ce paramètre, dans les conditions de stabilité, reflète un compromis entre la convergence rapide et la bonne capacité de suivi d'une part, et un faible désajuste d'autre part. Pour répondre à cette exigence conflictuelle, la taille de l'étape doit être contrôlée. Bien que la formulation de ce problème soit simple, une solution bonne et fiable n'est pas si facile à trouver. Dans cette section, nous montrons comment dérivées, d'une manière très simple, un algorithme NLMS. Nous pouvons réécrire les signaux d'erreur a priori et a posteriori comme suit : [30]

$$e(n) = d(n) - w^T(n-1)X(n) = X^T(n)[h - w(n-1)] + w(n) \quad (2.17)$$

$$\varepsilon(n) = d(n) - w^T(n)X(n) = X^T [h - w^T(n)] + w(n) \quad (2.18)$$

Considérons l'équation de mise à jour linéaire :

$$w^T = w(n-1) + \mu(n)X(n)e(n) \quad (2.19)$$

Un moyen raisonnable de dériver un $\mu(n)$ qui fait (2.18) stable est d'annuler le signal d'erreur a posteriori. Remplacer (2.18) dans (2.17) avec l'exigence $\varepsilon(n) = 0$ et en suppose que $e(n) \neq 0$ on trouve :

$$\mu_{NLMS} = \frac{1}{X^T(n)X(n)} \quad (2.20)$$

- **Le problème avec NLMS**

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

$$w(n+1) = w(n) + \frac{2\alpha}{\|x(n)\|^2} x(n)e(n) \quad (2.21)$$

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

- **Constante de sécurité**

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

$$w(n+1) = w(n) + \frac{2\alpha}{\|x(n)\|^2 + \rho} x(n)e(n) \quad (2.22)$$

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

➤ **Le seuil**

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

$$w(n+1) = w(n) + \frac{2\alpha}{\|x(n)\|^2 + \rho} x(n)e(n) \quad \text{si } \|x(n)\|^2 > \text{seuil} \quad (2.23)$$

$$w(k+1) = w(k) \quad \text{si } \|x(n)\|^2 < \text{seuil} \quad (2.24)$$

2.7.3 L'algorithme RLS

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

$$w_{opt} = R^{-1}p \quad (2.25)$$

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

$$wn \stackrel{\text{def}}{=} R_n^{-1}p_n \quad (2.26)$$

Ce qui est donc la meilleure approximation à jour de la solution Wiener. La formule de mise à jour de poids peut être écrite comme suit : [31]

$$w_n = w_{n-1} + \mu_n R_{n-1}^{-1} \alpha_n X_n \quad (2.27)$$

Où :

$$\alpha_n = d(n) - w_{n-1}^T X_n \quad (2.28)$$

$$\mu_n = \frac{\beta^{-1}}{1 + \beta^{-1} X_n^T R_{n-1}^{-1} X_n} \quad (2.29)$$

β : est une constante légèrement inférieure à un.

Cette formulation met en évidence l'opération de décorrélation réalisée par RLS sur les données d'entrée : le gradient stochastique $\alpha_n X_n$ est pré-multiplié par une estimation de la matrice d'autocorrélation inverse, qui a pour effet de décorrélérer les entrées du filtre adaptatif. Cela réduit la sensibilité de l'algorithme à sa diffusion de valeur propre d'entrée. La pré-multiplication par R^{-1} peut malheureusement nuire à la stabilité du filtre si la matrice R est mal conditionnée ; Une situation qui se produit chaque fois que le filtre contient plus de poids que nécessaire.

RLS est un algorithme adaptatif qui tente de minimiser l'erreur carrée moyenne (MSE). C'est une version mise à jour du filtre Wiener bien connu. Il a un taux de convergence rapide vers la solution optimale, des performances élevées pour les signaux non stationnaires et un minimum de MSE minimum en convergence. Ces attributs le rendent adapté à l'amélioration de la parole, à l'égalisation des canaux et aux applications d'annulation d'écho [32].

2.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu une aperçue sur le filtrage adaptatif, en général, puis les filtres basés sur les algorithmes LMS, NLMS et RLS en résumant

La différence entre ces algorithmes adaptatifs et aussi explique les avantages et les inconvénients de chaque algorithme.

L'algorithme adaptatif, noyau du filtrage adaptatif, permet de mettre à jour les coefficients du filtre numérique pour converger vers une solution optimale. Les algorithmes de gradient stochastique (LMS) sont les plus utilisés dans le domaine d'annulation d'écho acoustique. Ces algorithmes sont caractérisés par leur stabilité numérique et simplicité d'implémentation, mais ils souffrent d'une convergence lente.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier l'algorithme NLMS utilisé pour l'annulation d'écho acoustique dans les salles de conférences.

Chapitre 3 annulation d'écho acoustique dans les salles par l'algorithme NLMS

3.1 Introduction

L'écho acoustique est un problème rencontré dans plusieurs domaines notamment en télécommunication, domaines de construction des grandes salles tel que les salles de concerts, les théâtres, les mosquées et les salles de conférences. L'écho provient du passage du signal envoyé à travers un canal, par exemple une salle, une cabine téléphonique, ou un habitacle d'une voiture. Il est donc désirable de pouvoir éliminer cet écho à la réception du signal. Deux problèmes sont responsables de cette version indésirable de parole, la réverbération due aux réflexions multiples captées par le microphone et l'écho provenant du couplage acoustique du haut-parleur avec le microphone.

Le principe d'annulation d'écho est basé sur l'estimation du chemin d'écho, qui représente l'environnement local dans le cas de l'écho acoustique et la fonction de transfert du transformateur différentiel dans le cas de l'écho hybride. Le but est de générer une version estimée du signal d'écho qui est soustraite directement à partir de l'observation du microphone. Généralement, le chemin d'écho est modélisé par un filtre qui est défini par sa réponse impulsionnelle, donc le problème de l'annulation d'écho est devenu un problème d'identification d'une réponse impulsionnelle. Le canal acoustique est composé essentiellement en première approximation de retards et d'atténuations. En plus, il représente la transformation du signal diffusé par le haut-parleur de sonorisation qui est capté par le microphone. Par ailleurs, l'approximation de l'acoustique linéaire permet d'affirmer qu'un canal acoustique réalise un filtrage linéaire qui peut être étudié indépendamment des signaux. Il dépend essentiellement de la salle, des positions et des caractéristiques des sources et des récepteurs.

3.2 Acoustique des salles

Les caractéristiques acoustiques d'une salle doivent être adaptées au type de spectacle qu'elle abritera. De plus en plus souvent les acousticiens ont recours à des méthodes électroacoustiques pour améliorer ou modifier les caractéristiques acoustiques dans différentes situations, qu'il s'agisse de corriger une salle mal conçue ou de faire varier l'acoustique d'une salle polyvalente [34].

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

Les mécanismes de perte qui réduisent l'énergie des ondes sonores lorsqu'ils sont réfléchis par les murs ainsi que pendant leur propagation libre dans l'air revêtent une importance considérable pour l'acoustique d'une pièce [35].

3.3 Propagation du son dans une salle [36]

L'acoustique des salles est la discipline qui étudie le comportement du son dans un espace fermé. Elle vise à offrir la meilleure qualité possible de l'écoute à différents lieux : salle de conférence, théâtre, mosquée, opéra... etc [40]. Elle peut aussi, relier des considérations physiques (propagation et réflexion du son sur les parois, calcul du temps de réverbération) aux aspects perceptifs (intelligibilité de la parole dans une salle).

Deux phénomènes physiques interviennent dans la propagation du son dans une salle :

- La transmission du son à travers la paroi : l'isolation.
- Les réflexions multiples sur les parois : la réverbération liée à la capacité d'absorption ou de réflexion acoustique des parois délimitant le local.

✓ **L'absorption** [36]

Elle est caractérisée par la perte d'énergie de l'onde acoustique pendant sa propagation. Elle se fait de deux façons : par l'air (dissipation d'énergie proportionnelle à l'impédance de l'air et à la distance entre la source et le récepteur) et lors de la réflexion sur les parois. Lorsqu'une onde incidente rencontre une paroi plane, elle se divise en 2 ondes, une réfléchie et une transmise et une partie de l'énergie sera absorbée par le matériau. La partie d'énergie absorbée sera fonction du coefficient d'absorption du matériau, il est noté α et est égal au rapport de la puissance acoustique absorbée par le matériau sur la puissance de l'onde incidente. Ci-dessous, quelques propriétés du coefficient d'absorption :

- $0 < \alpha < 1$,
- Si $\alpha = 1$ le matériau est parfaitement absorbant,
- Si $\alpha = 0$ le matériau est parfaitement réfléchissant.

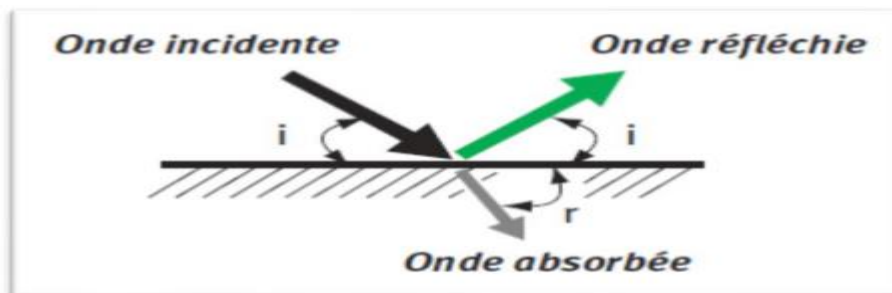


Figure 3.1 Absorption d'une onde acoustique par une paroi.

Pour une salle constituée de n parois de surfaces respectives S_1, S_2, \dots, S_n et de coefficients d'absorptions $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ alors son coefficient d'absorption moyen α_{moy} s'écrit :

$$\alpha_{moy} = \frac{\alpha_1 S_1 + \alpha_2 S_2 + \dots + \alpha_n S_n}{S_1 + S_2 + \dots + S_n} \quad (2.30)$$

✓ **La réverbération**

Lorsqu'une onde acoustique rencontre un obstacle, sa direction de propagation est modifiée (et l'amplitude de l'onde réfléchie est plus faible que celle de l'onde incidente). Il y a

analogie avec le phénomène des ondes lumineuses et on peut donc appliquer la loi de Snell-Descartes : égalité des angles incidents et réfléchis.

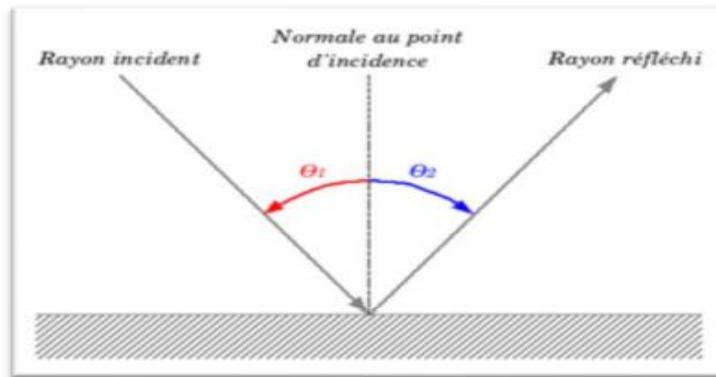


Figure 3.2 Loi de la réflexion de Snell-Descartes

La réverbération d'une pièce est caractérisée par sa durée de réverbération : TR. Elle est définie comme la durée nécessaire pour que le niveau d'intensité acoustique diminue de 60 dB, après interruption de la source :

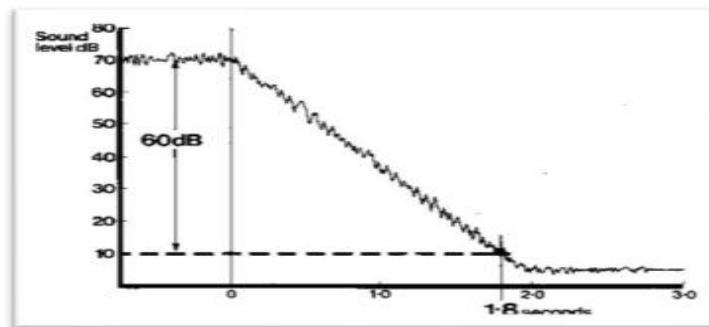


Figure 3.3 Exemple d'une durée de réverbération de 1,8 secondes

La durée de réverbération TR est liée au coefficient d'absorption α_{moy} par la formule de Sabine [36]:

$$T_r = \frac{1,16V}{A} \quad A = S_{tot}\alpha_{moy} \quad \alpha_{moy} = \frac{1}{S_{tot}} (\alpha_1 S_1 + \alpha_2 S_2 + \dots + \alpha_n S_n)$$

V : volume du local en m^3

S_{tot} : surface totale du local en m^2

A : aire d'absorption équivalente en m^2

Ainsi, supposons un local de forme rectangulaire, constitué de parois planes et sans relief. Plaçons un émetteur et un récepteur. Après émission d'un son de type impulsionnel, le récepteur recevra l'onde directe (provenant directement de la source et atténuée par la distance entre la source et l'émetteur), puis les premières réflexions qui arrivent plus tard en raison d'une distance plus grande parcourue avec, pour chaque réflexion, une diminution de l'amplitude (liée à la distance parcourue et au coefficient d'absorption des matériaux rencontrés)

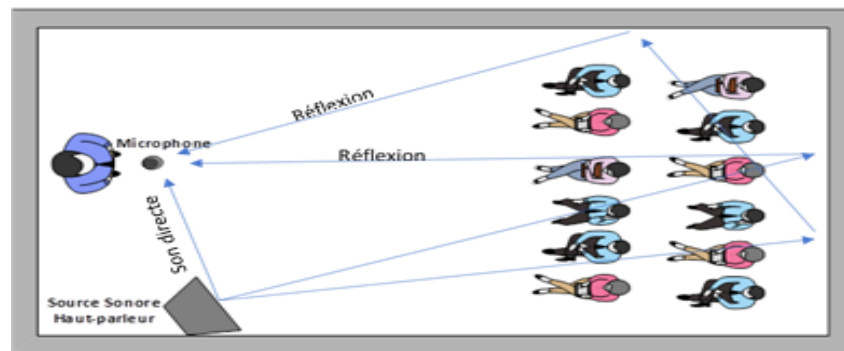


Figure 3.4 Chemin de la propagation du son

Pour le récepteur, l'onde directe constitue le champ direct alors que l'ensemble des réflexions composent le champ réverbérant. Le tracé du son direct et de la multitude de réflexions dans le temps, établit la réponse impulsionnelle de la salle.

✓ **Réponse Impulsionnelle d'une salle**

D'après le dictionnaire encyclopédique du son [37], « La réponse impulsionnelle d'un système est son signal de sortie lorsque le signal d'entrée est une impulsion infiniment courte (impulsion de Dirac). Elle contient des informations sur le spectre et les enveloppes d'amplitude « décrivant » parfaitement la réponse du système à une excitation. »

La réponse impulsionnelle est souvent notée $h(t)$. Elle se définit par rapport à une position de source et un point de réception. Elle constitue donc la fonction de transfert d'une pièce pour un son, en déterminant quelles sont les fréquences du son à amplifier, et combien les amplifier.

La réponse impulsionnelle est utilisée par les acousticiens pour évaluer, puis améliorer la qualité du son. Ils cherchent ainsi à adapter cette qualité sonore aux lieux d'écoute que peuvent être des salles de spectacle (opéra, cinéma), mais aussi aux lieux publics comme les salles dédiées au sport (gymnase, piscine) ou les halls de transit (gare, aéroport). Par exemple, une salle de concert philharmonique privilégie les sons riches et volumineux, avec un volume acoustique conséquent et une réverbération latérale. La distance entre auditeurs et musiciens est a priori moins critique que pour un opéra. Néanmoins, il existe des limites aux dimensions des grandes salles de concert du fait de la puissance d'un orchestre symphonique non expansive et de l'écho désagréable généré par une salle trop vaste. De plus, lorsque la capacité d'une salle est augmentée, les murs sont écartés et les réflexions sonores diminuent ; le son manque alors de réflexions donc de présence et de puissance [38]. Comme nous pouvons le voir sur la figure 12, la réponse impulsionnelle peut se décomposer en trois parties :

- Le son direct, (qu'il n'est pas influencé par la salle.)
- Les réflexions précoces,
- Les réflexions tardives appelées aussi champ diffus.

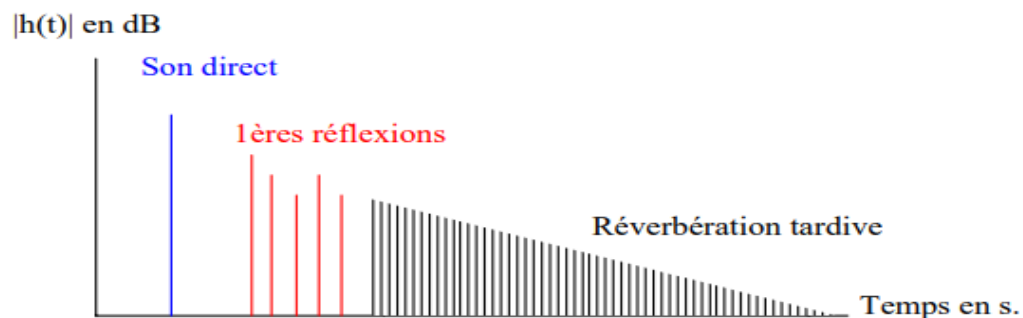


Figure 3.5 Réponse Impulsionnelle d'une salle.

On considère une réflexion comme précoce lorsqu'elle arrive dans les 80 ms qui suivent le son direct. On ne trouve aucune régularité dans les temps d'arrivée et les niveaux d'amplitude des réflexions précoces. Ces valeurs dépendent de la position de la source et du récepteur et des caractéristiques des parois. Au contraire les réflexions tardives (champ diffus) ont des caractéristiques précises [39] :

- En un point donné, l'intensité décroît de manière linéaire et cette décroissance est caractérisée par un temps de réverbération noté T_r et qui est égale, comme nous l'avons déjà dit, au temps mis par le son réverbéré pour diminuer de 60 dB après arrêt de l'émission sonore,
 - L'intensité du champ diffus est la même quel que soit la position du récepteur dans la salle (contrairement aux réflexions précoces),
 - Le champ diffus est chaotique (multitude de réflexions provenant de toutes les directions).

La mesure de la réponse impulsionnelle (RI) est primordiale : c'est à partir de la RI que les paramètres qui décrivent le comportement acoustique d'une salle peuvent être calculés. Plusieurs méthodes ont été définies afin de mesurer la RI d'un système acoustique. Pour toutes les méthodes, un signal d'excitation qui couvre toute la plage de fréquences audibles avec un niveau d'énergie suffisamment fort est nécessaire afin de garantir un rapport signal sur bruit minimal pour calculer des différents indices acoustiques. Si on considère la salle comme un système linéaire et invariable dans le temps, la réponse de la salle $y(t)$ produit par le signal d'excitation $x(t)$, peut être exprimée par :

$$y(t) = x(t) * h(t) + n(t) \quad (2.31)$$

Où $h(t)$ est la RI de la salle et $n(t)$ est le bruit du système assumé comme bruit blanc gaussien. Une impulsion acoustique utilisée en tant que signal d'excitation constitue la forme la plus directe pour mesurer la RI. Des dispositifs comme les pistolets sont utilisés pour générer ce type d'onde.

3.4 Filtrage adaptatif en annulation d'écho acoustique

L'application de techniques de filtrage adaptatif au contrôle actif de l'acoustique d'une salle a été proposée par Guickingen 1986 [34]. Puisque les canaux acoustiques évoluent au cours du temps le filtrage adaptatif est la méthode la plus adéquate pour l'annulation d'écho. Il est constitué de deux blocs, un filtre numérique et un algorithme adaptatif pour mettre à jour les coefficients de ce dernier [33].

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 du gradient

stochastique, le principe est basé sur l'optimisation d'une fonction objective. Par rapport au filtrage classique, le filtrage adaptatif comporte une mise-à-jour récursive des coefficients du filtre. L'algorithme adaptatif doit converger vers la solution optimale, et il a une capacité de poursuite pour suivre les variations de la réponse que nous aimerons estimer. La rapidité et la précision de cette adaptation sont des points très critiques. C'est pourquoi, des problèmes de temps et de complexité d'exécution se posent toujours lorsqu'on cherche à implanter un algorithme d'annulation d'écho dans un processeur temps réel. Pour ces raisons, il est alors nécessaire de réduire au maximum les coûts des opérations à traiter pour pouvoir envisager une implantation des algorithmes d'annulation d'écho acoustique dans un microprocesseur de traitement de signal. En effet, si le nombre d'opérations mises en jeu devient trop élevé pour le processeur DSP choisi, il faudra chercher à simplifier ce traitement. L'idée est de proposer de nouveaux algorithmes plus efficaces qui ne modifient pas le traitement à réaliser.

3.5 Etat de l'art sur l'annulation d'écho

La fin des années 1950 a marqué la naissance du contrôle d'écho dans la télécommunication avec le développement des premiers dispositifs de suppression d'écho. Bien que les supprimeurs d'écho puissent réduire l'écho provoqué par des problèmes de transmission dans le réseau.

La théorie de l'annulation d'écho a été développée au début des années 1960 par AT & T Bell Labs (American Telephone and Telegraph Corp. Bell Laboratories), et par Télé-systèmes COMSAT (Communications Satellite) [41].

En 1962, Bell Labs a inauguré le domaine des communications par satellite avec le lancement de Telstar, le premier satellite de télécommunications. COMSAT a pu concevoir le premier système d'annulation d'écho analogique pour démontrer la faisabilité et la performance des réseaux de communication par satellite. Ces systèmes ne sont pas commercialement viables, en raison de leur taille et leur coût de fabrication.

À la fin des années 1970, Télé-Systèmes COMSAT a développé et vendu les premiers systèmes analogiques supprimeurs d'écho, qui étaient principalement des appareils numériques avec une interface analogique au réseau. Le résultat a été une nouvelle technique d'annulation d'écho numérique et a surclassé les techniques existantes [42].

Les années 1990 ont connu une croissance importante dans l'industrie des télécommunications sans fil.

En 1992 J. Bensesty a été effectuée une technique dans le domaine du filtrage adaptatif appliqué à l'annulation d'échos acoustiques. C'est une amélioration de l'algorithme LMS sous ses aspects charge de calcul et aussi comportement adaptatif (vitesse de convergence et poursuite). Ces résultats sont dérivés à partir d'une nouvelle présentation des algorithmes en blocs.

Une méthode de mesure des réponses impulsionnelles acoustiques a été faite en 1997 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.

L'étude de M. Djendi et A. Benallal en 1999 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.

Une étude a été effectuée en 1999 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.

En 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, ils ont opté pour l'algorithme FLMS qui opère dans le domaine fréquentiel et qu'il semble particulièrement adapté au problème traité. Afin d'améliorer la qualité d'écoute, ils ont proposé d'utiliser un posttraitement à la sortie de l'anneur 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.

Avec la téléphonie sans fil et les équipements visio-conférence, l'annulation d'écho pour une qualité de transmission de la voix et devenus un facteur déterminant pour les consommateurs. Ce qui a motivé un regain d'intérêt pour les recherches dans ce domaine.

3.6 Filtrage Optimal

Le problème du filtrage optimal de trouver le « meilleur » filtre c'est à dire celui permettant d'obtenir en sortie une réponse $y(n)$ la plus « proche » possible d'une réponse désirée $d(n)$ lorsque l'entrée est une certaine séquence $u(n)$ [43].

Il existe trois grandes méthodes de filtrage optimal ;

3.6.1 Filtrage par moindres carrés

La méthode des moindres carrés est l'estimation d'un vecteur optimal au sens quadratique.

* Caractéristiques

- Minimisation de l'énergie de l'erreur entre le signal mesuré et l'estimation (par un modèle) du signal non bruité.
- Le model adopté pour le signal non altéré est le model linéaire.
 - Il y'a lissage du bruit plus que sa rejection.
 - Le filtrage des moindres carrés se place en déterministe.
 - Il y'a contrainte de stationnarité.

3.6.2 Filtrage de Kalman

Le filtre de Kalman résous le problème de l'estimation de l'état d'un système défini par l'équation d'état et fournit, donc, une meilleure estimation en moyenne quadratique de $x(k)$ à partir de l'observation $y(k)$

* Caractéristiques

- Poursuite d'un modèle d'état (modèle de Gauss-Markov) nécessaire et relativement précis du signal non bruité.
- Pas de contrainte de stationnarité.
- Si le model est correct, on aura la rejection du bruit et non pas son lissage.
- Si le model est non réaliste, alors, les résultats peuvent être très mauvais

3.6.3 Filtrage de Wiener

Dans de nombreuses applications, les signaux temporels sont entachés d'une interférence ou d'un bruit non désiré. Il faut alors trouver une solution permettant de supprimer ou tout au moins réduire ces composantes perturbatrices. Dans le cas où le spectre du signal désiré et celui du signal perturbateur se superposent, il n'est pas possible de recourir au filtrage classique. [44][45].

Le filtre de Wiener apporte une solution à ce problème lorsque le processus est stationnaire.

* Caractéristiques de cette méthode

- Méthode des moindres carrés en stochastique.
- Il y a contrainte de stationnarité.

3.7 Description des critères d'évaluation

Pour analyser les performances des algorithmes, nous définissons les critères d'évaluation suivants :

- **Mean Square Error (MSE)**

Cette quantité représente la puissance du signal d'erreur :

$$\text{MSE(dB)} = 10 \log_{10}\{E[|e(n)|^2]\} \quad (3.1)$$

Où $e(n)$ est le signal d'erreur. Et l'opérateur $E[.]$ indique l'espérance mathématique. On appellera l'erreur quadratique moyenne minimale MMSE (Minimum MSE) la valeur de MSE après la convergence, ce critère sera utilisé pour l'étude de la convergence des algorithmes dans le cas des signaux stationnaires.

- **Le critère du Désajustement (Misalignment)**

Le critère de désajustement (*system mismatch*) est un critère robuste dans l'évaluation des performances. Ce critère sera calculé à partir de la distance Euclidienne entre les coefficients de la réponse impulsionnelle utilisée (le chemin d'écho réel), et les coefficients estimés du filtre adaptatif. Ce critère est défini par l'expression :

$$\text{Misalignment(dB)} = 10 \log_{10} \left[\frac{||w(n)-h||^2}{||h||^2} \right] \quad (3.2)$$

Où $||w(n)-h||$ c'est la distance Euclidienne entre le vecteur des coefficients du filtre adaptatif $w(n)$ et le vecteur de la réponse impulsionnelle utilisée h .

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

Nous caractérisons la réduction d'écho par la mesure ERLE qui révèle l'amélioration des pertes de retour d'écho. Cette mesure est un critère fondamental pour l'évaluation des performances des algorithmes d'AEC. Elle est définie comme le rapport de puissance de l'écho à celle de l'écho résiduel [46] :

$$\text{ERLE(dB)} = 10 \log_{10} \left\{ \frac{E[|d(n)|^2]}{E[|e(n)|^2]} \right\} \quad (3.3)$$

Où $e(n)$ est le signal d'erreur (écho résiduel), et $d(n)$ est le signal désiré. On note que cette quantité converge vers le rapport signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio) du signal désiré.

3.8 Evaluation de l'algorithme NLMS

Une variante de l'algorithme LMS appelée algorithme LMS normalisé (Normalized Least Mean Square), évite l'inconvénient de l'algorithme LMS dont le gain d'adaptation est normalisé par

l'énergie du signal d'entrée. Le problème majeur de l'algorithme LMS est que dans le cas où l'énergie du signal d'entrée change en fonction du temps, le pas d'adaptation entre deux coefficients adjacents change aussi, et cela affectera la vitesse de convergence. Donc, la normalisation est une solution pour résoudre ce problème. Ensuite, pour éviter des difficultés numériques (division sur zéro) quand l'énergie du signal d'entrée est petite, on ajoute un paramètre, où est un paramètre de régularisation. La mise-à-jour des coefficients du filtre adaptatif est effectuée par l'équation suivante:

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \mu_{NLMS} \frac{\mathbf{x}(n)}{\epsilon + \mathbf{x}^T(n) * \mathbf{x}(n)} e(n) \quad (3.4)$$

Où μ_{NLMS} représente le pas d'adaptation de l'algorithme NLMS. La condition suffisante de stabilité et de convergence est. $0 < \mu_{NLMS} < 2$.

3.9 Principe de Réduction du bruit par l'algorithme NLMS :

Dans cette partie, nous allons utiliser l'algorithme NLMS pour la réduction du bruit acoustique, La figure 3.2 représente le principe de la réduction du bruit par l'algorithme NLMS.

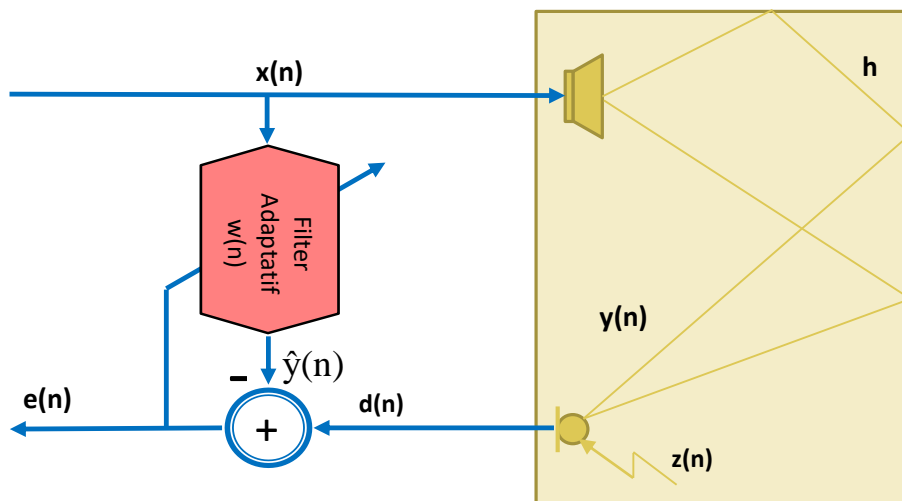


Figure 3. 6 Structure d'annulation adaptative de bruit

Où :

$x(n)$: Le signal d'entrée.

$z(n)$: le bruit ambiant.

$\hat{y}(n)$: La sortie du filtre (signal estime).

$w(n)$: Le filtre adaptatif.

$e(n)$: Le signal d'erreur.

$Y(n)$: le signal d'écho.

$d(n)$: signal désiré.

h : la réponse impulsionnelle du salle.

On a l'erreur $e(n)$

$$e(n) = d(n) - \hat{y}(n) \quad (3.5)$$

$$d(n) = x(n)*h + z(n)$$

$$e(n) = x(n)*h + z(n) - x(n)*w(n)$$

$$e(n) = x(n)*(h-w(n)) + z(n)$$

Dans cette section, nous évaluons l'algorithme NLMS et simuler leur fonctionnement en utilisant le logiciel MATLAB pour voir ces comportements dans les différentes situations avec différents signaux d'entrée.

Le Tableau 3.2 résume la mise-à-jour des coefficients du filtre adaptatif utilisant l'algorithme NLMS.

α, L, N $w(0) = [w_0(0) \ w_1(0) \ \dots \ w_{L-1}(0)]^T = o_{L \times 1}$ Pour $n = 0, 1, \dots, N-1$ $x(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-L+1)]^T$ $y(n) = x^T(n)w(n)$ $e(n) = d(n) - y(n)$ $w(n+1) = w(n) + \mu_{NLMS} \frac{x(n)}{\epsilon + x^T(n) * x(n)} e(n)$	Initialisation des paramètres Traitement Filtrage Adaptation
--	---

Tableau 3.1 L'algorithme NLMS.

- Organigramme de l'algorithme NLMS :

SNR	Rapport signal bruit
L	Longueur du filtre
N	Nombre d'itération
μ	Pas d'adaptation
iter	Itération
cpt	Compteur
fen	Bloc d'échantillons

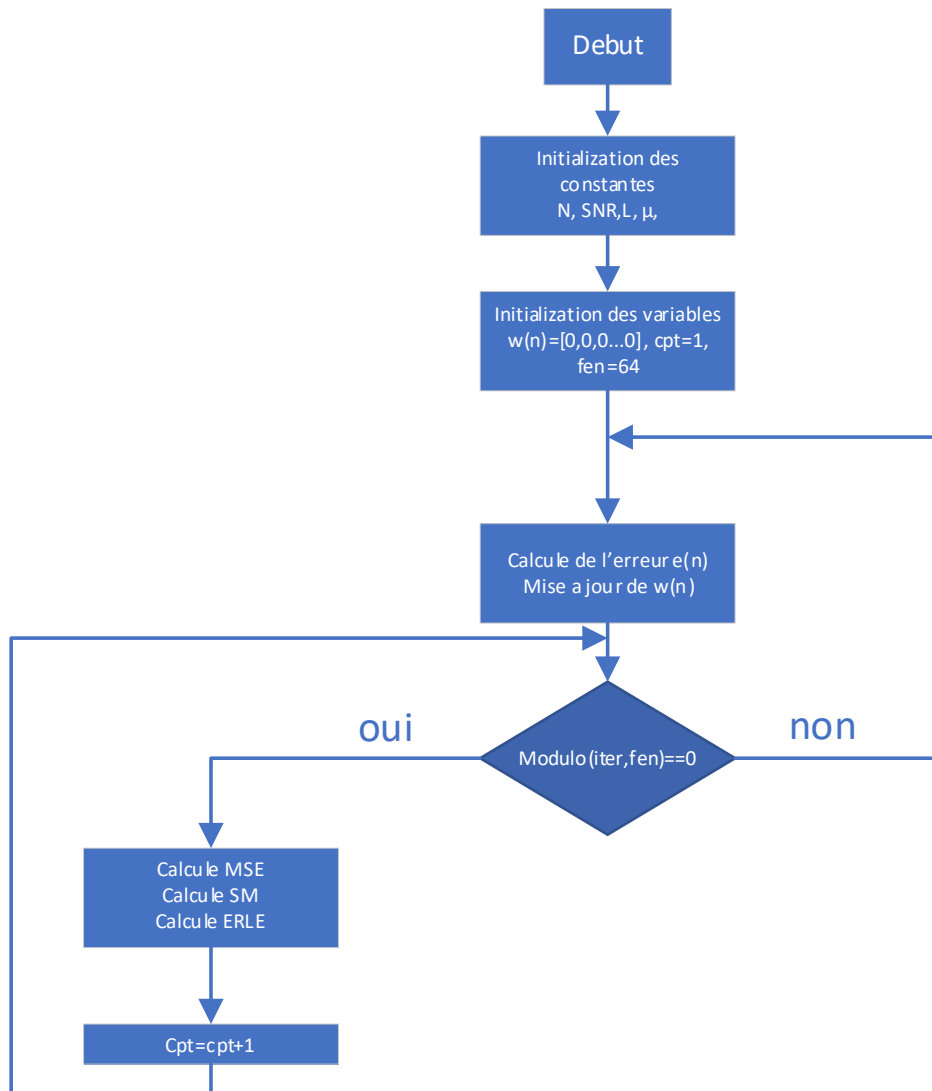


Figure 3.7 Organigramme de l'algorithme NLMS.

3.10 conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié l'algorithme adaptatif NLMS fréquemment utilisé dans le traitement des signaux aléatoires, nous avons cité aussi les différents critères d'évaluation. Pour analyser les performances des algorithmes.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les résultats de simulation de la méthode d'annulation d'écho acoustique en utilisant l'algorithme NLMS.

Chapitre 4 résultats de simulation

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord présenter les signaux utilisés dans ce travail, il s'agit des signaux de parole, de bruit, la réponse impulsionnelle et de mélange. Ensuite, nous passons à la simulation de l'algorithme NLMS, en utilisant le logiciel MATLAB et l'évaluation des critères de mesures de performances avec les différents cas.

4.2. Description des signaux de test

Dans le cadre des simulations ont utilisé les signaux suivants :

- **Un bruit stationnaire (bruit USASI)**

Le bruit USASI est un processus aléatoire stationnaire dont les échantillons sont des variables aléatoires corrélées. Sa densité spectrale de puissance caractérise le spectre moyen du signal de la parole. Nous avons choisi ce type de bruit car il correspond à un standard reconnu dans les tests acoustiques mais également en raison de sa densité spectrale de puissance dont l'allure est relativement proche de celle du bruit réellement observé dans les véhicules.

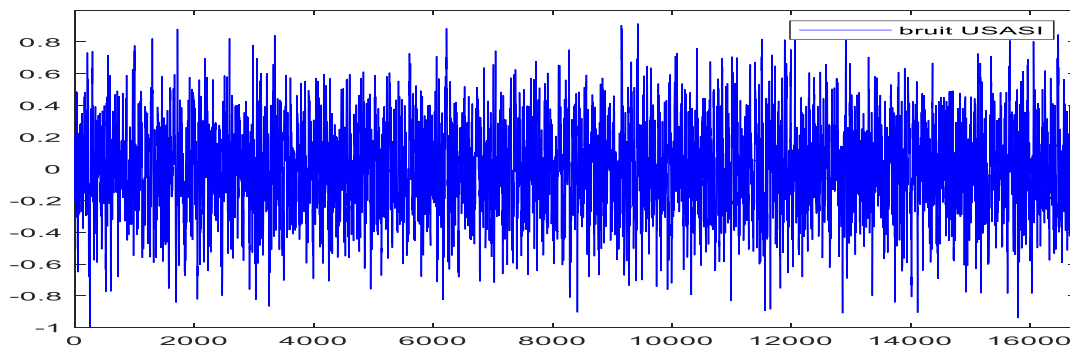


Figure 4.1. Le bruit USASI

- **Bruit blanc**

Un bruit blanc est une réalisation d'un processus aléatoire stationnaire dont les échantillons sont des variables aléatoires non corrélées. Sa densité spectrale de puissance est la même pour toutes les fréquences de la bande passante.

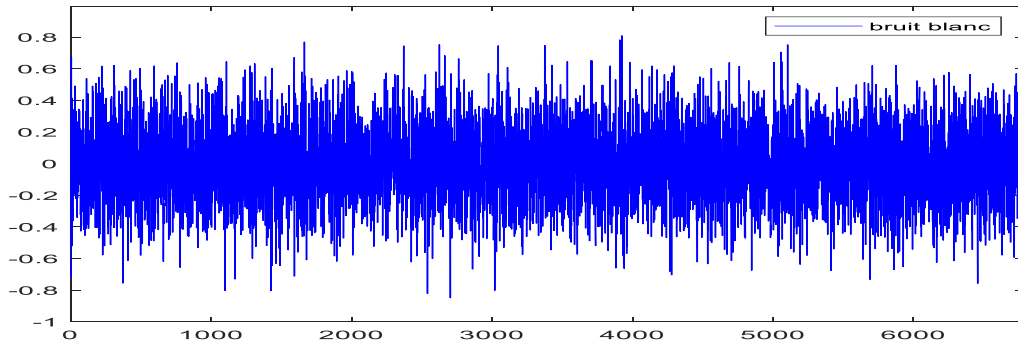


Figure 4.2 Le bruit Blanc

- **Signal parole**

C'est un signal acoustique d'énergie finie, imprévisible et non stationnaire. Dans notre cas le signal parole prononcé par un locuteur masculin, de durée de 4 seconde, échantillonné par une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz et codés sur 16 bits, le scénario de ce signal est : « **Un loup s'est jeté immédiatement sur la petite chèvre** ».

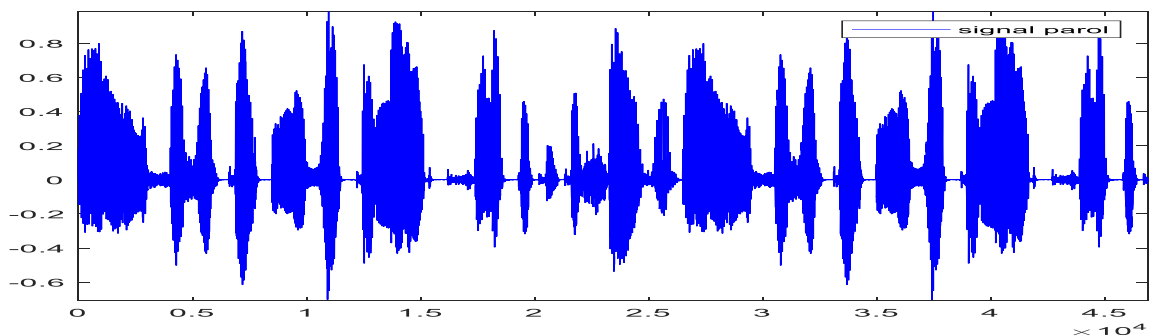


Figure 4.3 Signal de parole d'entrée (du locuteur masculin).

- **Le signal de mélange**

le signal d'entrée sera mélangé par un signal bruit représenté sur la figure 4.4

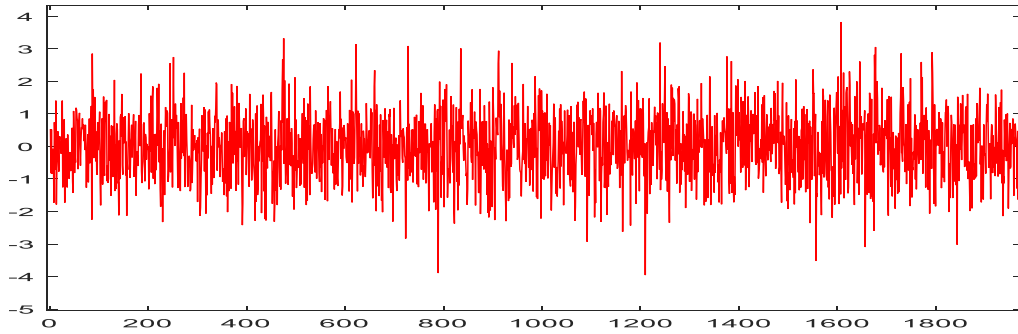


Figure 4.4 Signal de bruit.

- **Description de l'environnement acoustique**

Dans cette étude, Le chemin d'écho est le couplage acoustique entre un haut-parleur et un microphone d'une salle de conférence. La réponse impulsionnelle modélisant ce dernier est représentée sur la figure (4.5)

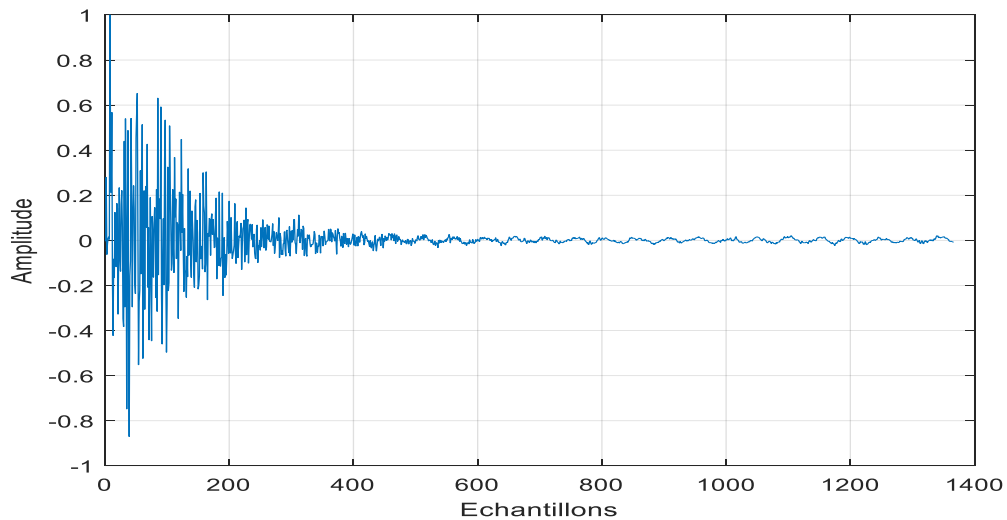


Figure 4.5 réponse impulsionnelle d'une salle de conférence

4.3. Paramètres de simulations

Le tableau 4.1 résume les différents paramètres utilisés pour la simulation de l'algorithme NLMS classique :

Paramètre	Signification	Valeur
N	Nombre d'itération	160000
L	Longueur du filtre	256,128,64
SNR (dB)	Rapport signal sur bruit à l'entrée	120,90,80,20
μNLMS	Pas d'adaptation de l'algorithme NLMS	0.01,0.2,0.9

Tableau 4.1. Paramètres de simulation de l'algorithme NLMS.

4.4. Evaluation des algorithmes de filtrage adaptatif

Dans cette section, nous évaluons l'algorithme NLMS pour voir leur comportement dans les différentes situations avec différents signaux d'entrée.

4.4.1. La convergence

4.4.1.1. L'influence du pas d'adaptation sur NLMS

➤ Le signal d'entrée $x(n)$ est un signal bruit blanc, et le chemin d'écho est la salle de conférence avec rapport signal bruit SNR=90 dB.

Les Figures suivantes représentent l'évaluation de l'algorithme NLMS en utilisant un signal d'entrée bruit blanc, avec des différentes valeurs du pas d'adaptation μ et nombre total d'itérations $N=160000$, $L=256$, SNR=90 dB.

La figure 4.6 représente une comparaison entre les réponses impulsionnelles réelle $h(n)$ et estimée $w(n)$ du l'algorithme NLMS.

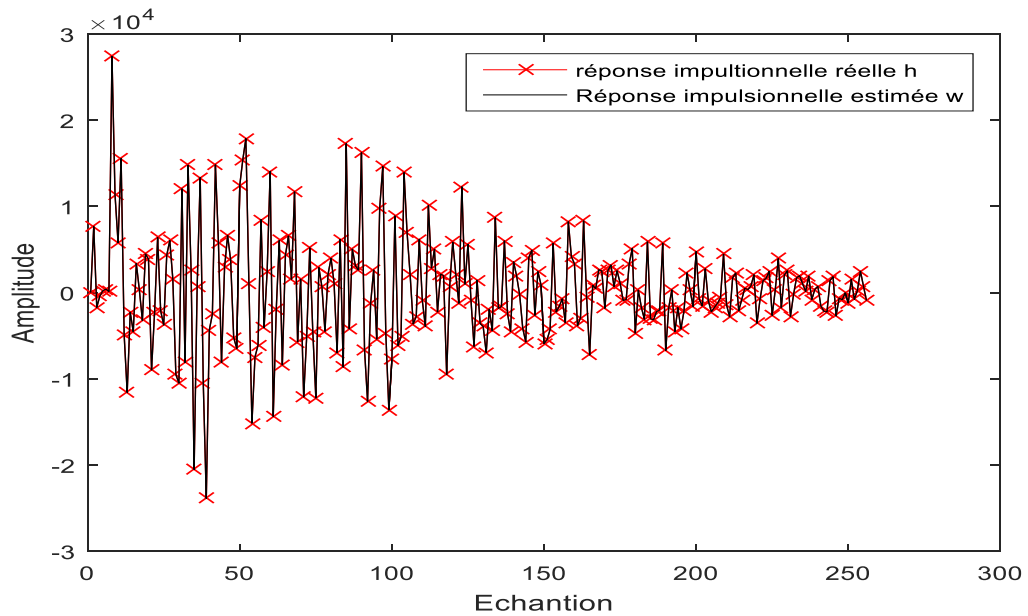


Figure 4.6 Comparaison entre réponses impulsionnelles réelle et estimée à la sortie du traitement

La figure 4.6 montre que les allures des réponses impulsionnelles réelle et estimée sont superposées, donc le problème de l'annulation d'écho acoustique revient par l'identification du filtre réel ($w=h$).

Les Figures 4.7, 4.8 et 4.9 représentent l'évaluation d'algorithme NLMS utilisant les critères Mean Square Error (MSE), le critère de désajustement (système mismatch) et l'Echo Return Loss Enhancement (ERLE), avec un nombre total d'itérations $N=160000$, différentes valeurs de pas d'adaptation μ , $L=256$, $SNR=90$.

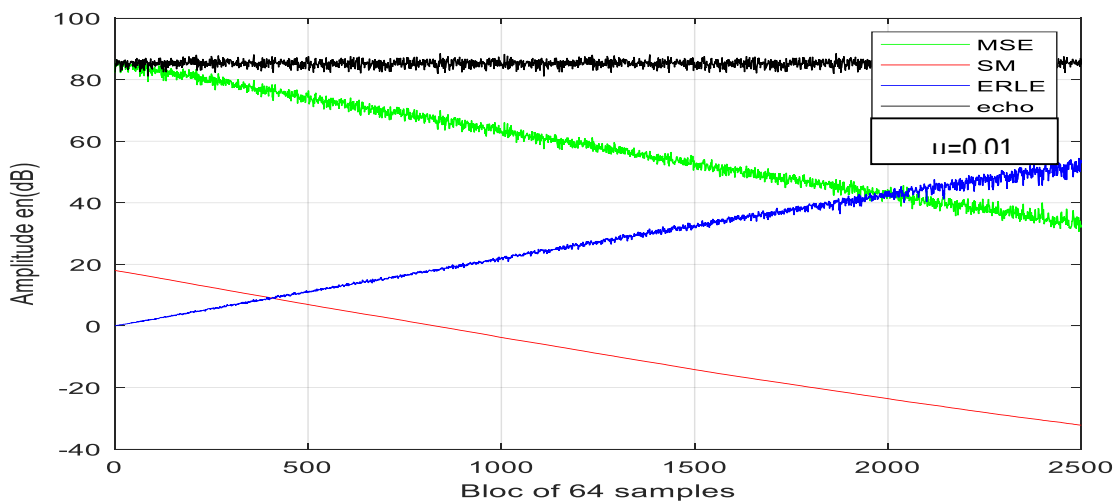


Figure 4.7 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec $\mu=0.01$.

La Figure 4. 7 montre le comportement de l’algorithme en termes de rapidité de convergence avec $\mu=0.01$. Il converge à partir d’une valeur maximale de MSE (en vert), vers une valeur minimale de l’ordre de (30 dB) après la valeur 2500. Et à partir de la valeur ERLE (en bleu) vers une valeur de l’ordre de (+60 dB) après la valeur 2500, et une valeur de désajustement (en rouge) de l’ordre de (-30 dB) après la valeur 2500.

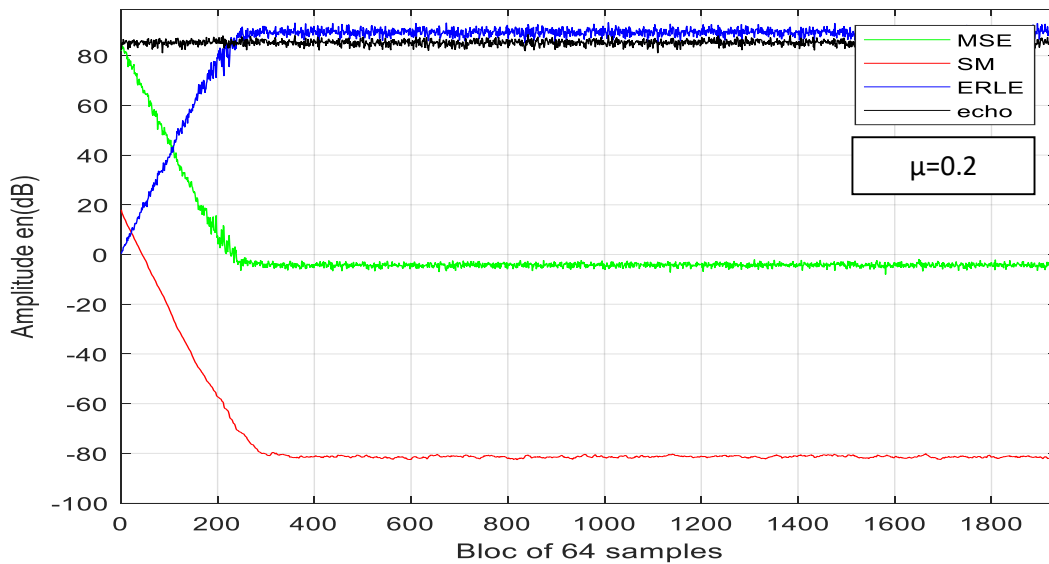


Figure 4.8 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec $\mu=0.2$.

La Figure 4. 8 montre le comportement d’algorithme en termes de rapidité de convergence avec $\mu=0.2$. Il converge à partir d’une valeur maximale de MSE (en vert), vers une valeur minimale de l’ordre de (-05 dB) après la valeur 250. Et à partir de la valeur ERLE (en bleu) vers une valeur de l’ordre de (+90 dB) après la valeur 250, et une valeur de désajustement (en rouge) de l’ordre de (-80 dB) après la valeur 300.

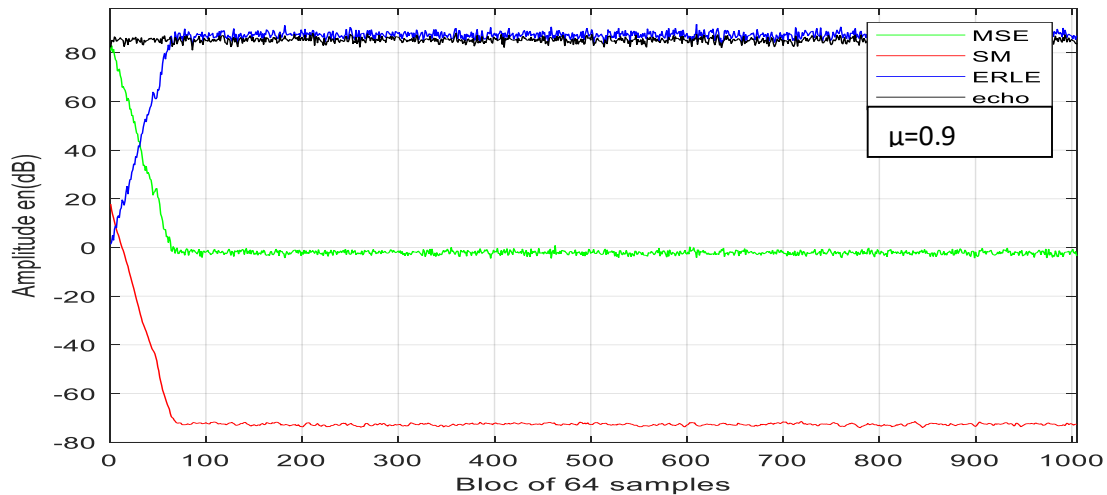
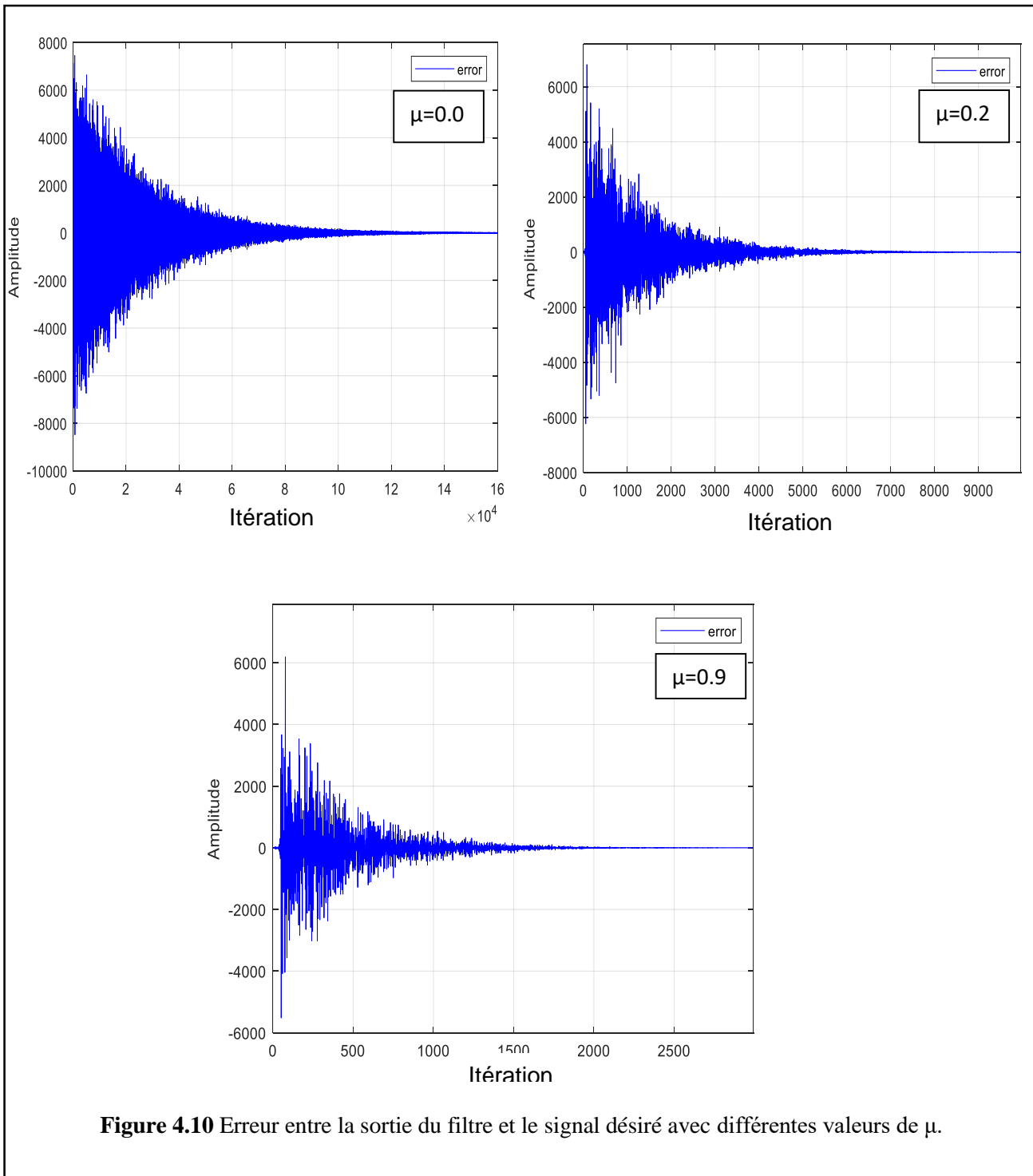


Figure 4.9 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec $\mu=0.9$.

La Figure 4. 9 montre le comportement d’algorithme en termes de rapidité de convergence avec $\mu=0.9$. Il convergé à partir d’une valeur maximale de MSE (en vert), vers une valeur minimale de l’ordre de (-02 dB) après la valeur 70. Et à partir de la valeur ERLE (en bleu) vers une valeur de l’ordre de (+90 dB) après la valeur 70, et une valeur de désajustement (en rouge) de l’ordre de (-70 dB) après la valeur 70.

La figure 4.10 représente l’erreur de filtrage a priori calculé avant la mise à jour du filtre, avec les différentes valeurs de pas d’adaptation μ .



La figures de l'erreur avec le pas d'adaptation $\mu=0.01$ montrent que l'algorithme converge à partir de l'itérations 80000, et avec $\mu=0.2$ l'algorithme converge à partir de l'itérations 4000, et quand en à augmenter le pas d'adaptation a 0,9 l'algorithme converge à partir de l'itérations 1000.

Les résultats de cette simulation sur l'effet du pas d'adaptation sont obtenus en sélectionnant les valeurs $\mu=0.01$, $\mu=0.2$ et $\mu=0.9$ et en calculant les paramètres du signal d'erreur pour chaque signal d'entrée. Ces résultats obtenus sont donnés dans le tableau suivant :

Pas d'adaptation (SNR=90dB, L=256)	μ	Signal erreur (itération)		
		Bruit Blanc	Bruit USASI	Signal parole
0.01		80000	160000	160000
0.2		4000	20000	20000
0.9		1000	5000	8000

Tableau 4.2 Effet du pas d'adaptation SNR=90, L=256

On a évalué la convergence de NLMS avec différentes valeurs du pas d'adaptation. Les résultats obtenus montrent que la vitesse de convergence est proportionnelle au pas d'adaptation.

4.4.1.2. L'influence du rapport signal sur bruit (SNR) sur NLMS

➤ Le signal d'entrée $x(n)$ est un signal bruit USASI, et le chemin d'écho est la salle de conférence.

Les Figures suivantes représentent l'évaluation d'algorithme NLMS utilisant un signal d'entrée bruit USASI, avec des différentes valeurs du rapport signal sur bruit SNR et nombre total d'itérations $N=160000$, $L=128$, $\mu=0.2$.

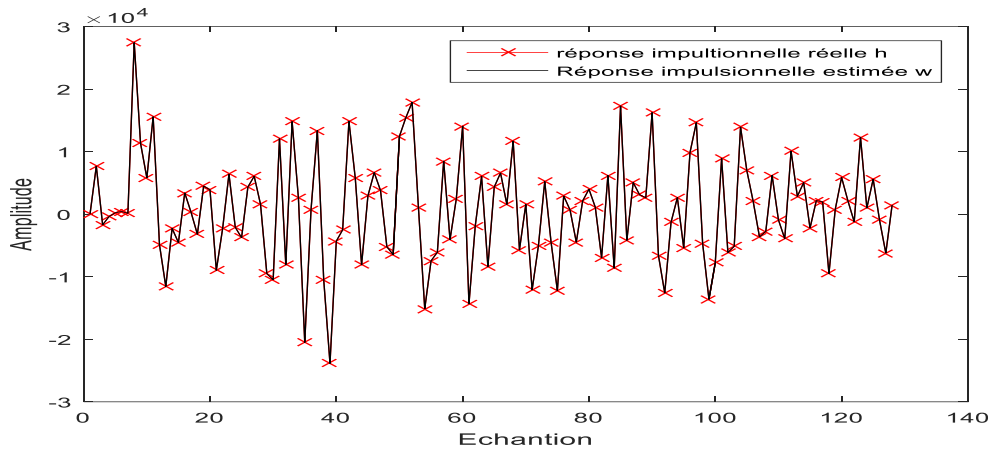


Figure 4.11 Comparaison entre réponses impulsionnelles réelle et estimée à la sortie du traitement

La figure 4.11 représente une comparaison entre les réponses impulsionnelles réelle h (n) et estimée w (n) du l’algorithme NLMS.

Elle montre que les allures des réponses impulsionnelles réelle et estimée sont superposées, donc le problème de l’annulation d’écho acoustique revient par l’identification du filtre réel ($w=h$).

Les Figures 4.12, 4.13 et 4.14 représentent l’évaluation de l’algorithme NLMS par les critères Mean Square Error (MSE), le critère de désajustement (système mismatch) et l’Echo Return Loss Enhancement (ERLE), avec un nombre total d’itérations $N=160000$, différentes valeurs du rapport signal sur bruit SNR, $L=128$, $\mu=0.2$.

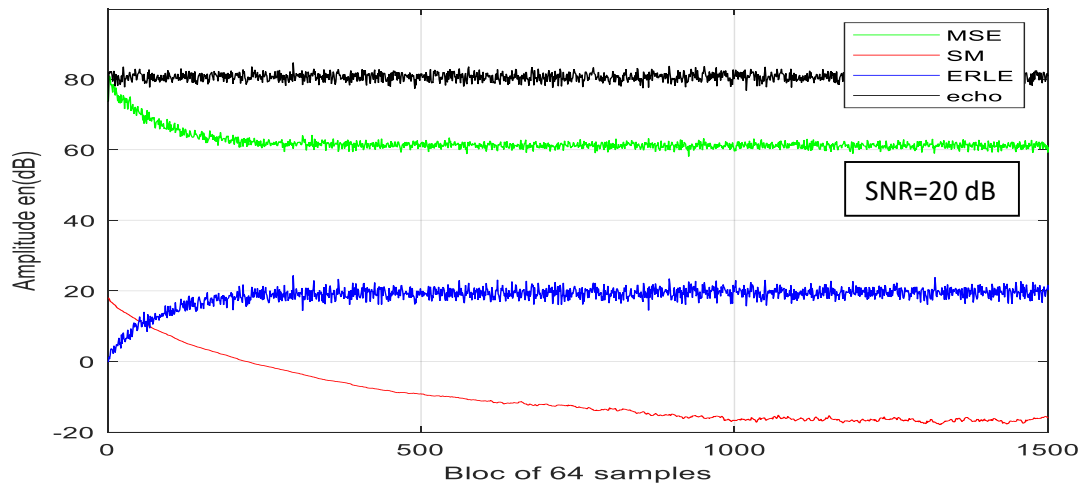


Figure 4.12 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec SNR=20dB

La Figure 4. 12 montre le comportement de l’algorithme en termes de rapidité de convergence avec SNR=20dB. Il converge à partir d’une valeur maximale du MSE (en vert), vers une valeur minimale de l’ordre de (50 dB) après la valeur 200. Et à partir de la valeur ERLE (en bleu) vers une valeur de l’ordre de (+20 dB) après la valeur 200, et une valeur de désajustement (en rouge) de l’ordre de (-20 dB) après la valeur 1000.

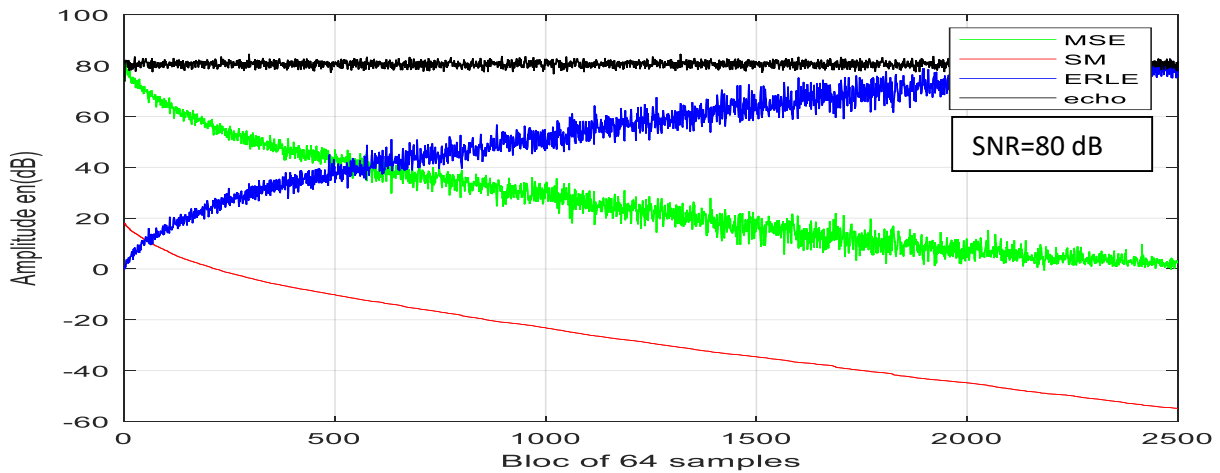


Figure 4.13 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec SNR=80dB

La Figure 4. 13 montre le comportement de l’algorithme en termes de rapidité de convergence avec SNR=80dB. Il convergé à partir d’une valeur maximale de MSE (en vert), vers une valeur minimale de l’ordre de (00 dB) après la valeur 2000. Et à partir de la valeur ERLE (en bleu) vers une valeur de l’ordre de (+80 dB) après la valeur 2000, et une valeur de désajustement (en rouge) de l’ordre de (-55 dB) après la valeur 2500.

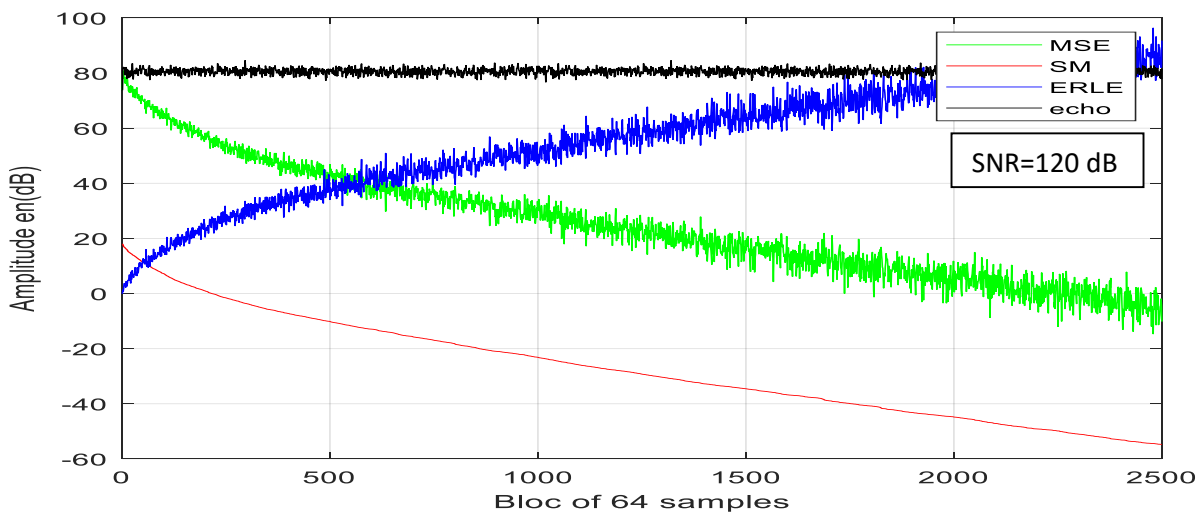


Figure 4.14 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec SNR=120dB.

La Figure 4. 14 montre le comportement de l’algorithme en termes de rapidité de convergence avec SNR=120dB. Il convergé à partir d’une valeur maximale de MSE (en vert), vers une valeur minimale de l’ordre de (-10 dB) après la valeur 2500. Et à partir de la valeur ERLE (en bleu) vers une valeur de l’ordre de (+120 dB) après la valeur 2500, et une valeur de désajustement (en rouge) de l’ordre de (-55 dB) après la valeur 2500.

La figure 4.15 représente l’erreur de filtrage a priori calculé avant la mise à jour du filtre, avec les différentes valeurs du rapport signal sur bruit SNR.

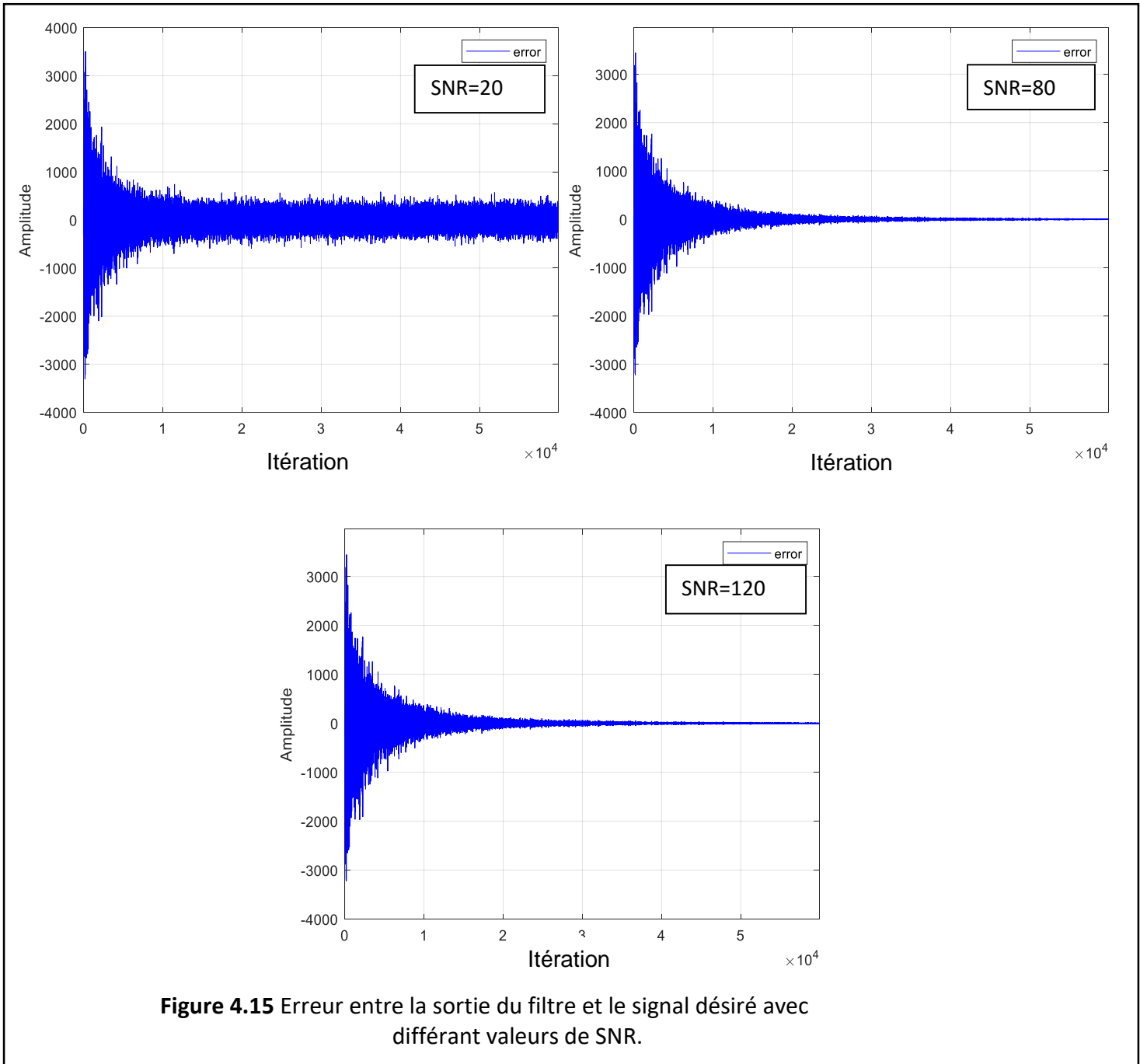


Figure 4.15 Erreur entre la sortie du filtre et le signal désiré avec différent valeurs de SNR.

La figures de l'erreur avec le SNR=20 montrent que le résultat obtenu n'est pas satisfaisant car le bruit reste un peu plus important au long du processus, et avec SNR=80 l'algorithme converge à partir de l'itérations 20000, et quand en à augmenter le SNR a 120 l'algorithme converge à partir de l'itérations 15000.

Les résultats de cette simulation sur l'effet du rapport signal sur bruit SNR sont obtenus en sélectionnant les valeurs SNR=20dB, SNR=80dB et SNR=120dB, les valeurs du signal d'erreur pour chaque signal d'entrée. Ces résultats obtenus sont donnés dans le tableau 4.3.

Rapport signal sur bruit SNR (dB) $\mu=0.2$, L=256	Signal erreur (itération)		
	Bruit Blanc	Bruit USASI	Signal parole
20	3000	40000	140000
80	2500	20000	15000
120	2500	20000	15000

Tableau 4.3 Effet du rapport signal bruit SNR, $\mu=0.2$, L=256

On a évalué la convergence de NLMS avec différentes valeurs du rapport signal sur bruit SNR. Les résultats obtenus montrent que la vitesse de convergence est proportionnelle au SNR.

4.4.1.3. L'influence de la longueur du filtre sur NLMS

➤ Le signal d'entrée $x(n)$ est un signal parole, et le chemin d'écho est la salle de conférence. Les Figures suivent représentent l'évaluation d'algorithme NLMS utilisant un signal parole d'entrée, avec des différentes valeurs de de la longueur du filtre L et nombre total d'itérations $N=160000$, $\mu=0.2$, SNR=90 dB.

La figure 4.16 représente une comparaison entre les réponses impulsionnelles réelle $h(n)$ et estimée $w(n)$ de l'algorithme NLMS.

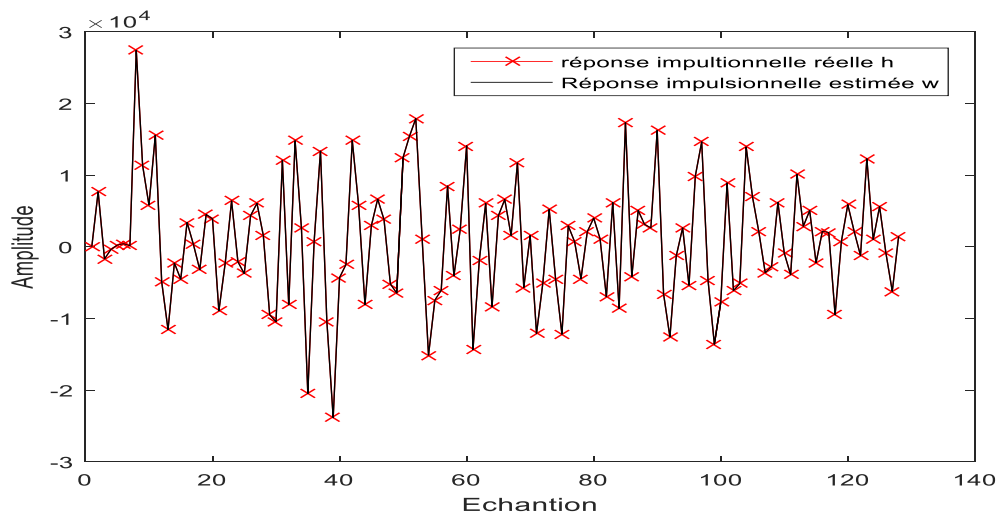


Figure 4.16 Comparaison entre réponses impulsionnelles réelle et estimée à la sortie du traitement .

Elle montre que les allures des réponses impulsionnelles réelle et estimée sont superposées, donc le problème de l'annulation d'écho acoustique revient par l'identification du filtre réel ($w=h$).

Les Figures 4.17, 4.18 et 4.19 représentent l'évaluation de l'algorithme NLMS utilisant les critères Mean Square Error (MSE), le critère de désajustement (système mismatch) et l'Echo Return Loss Enhancement (ERLE), avec un nombre total d'itérations $N=160000$, différentes valeurs de longueur de filtre L , $\mu=0.2$, $SNR=90$.

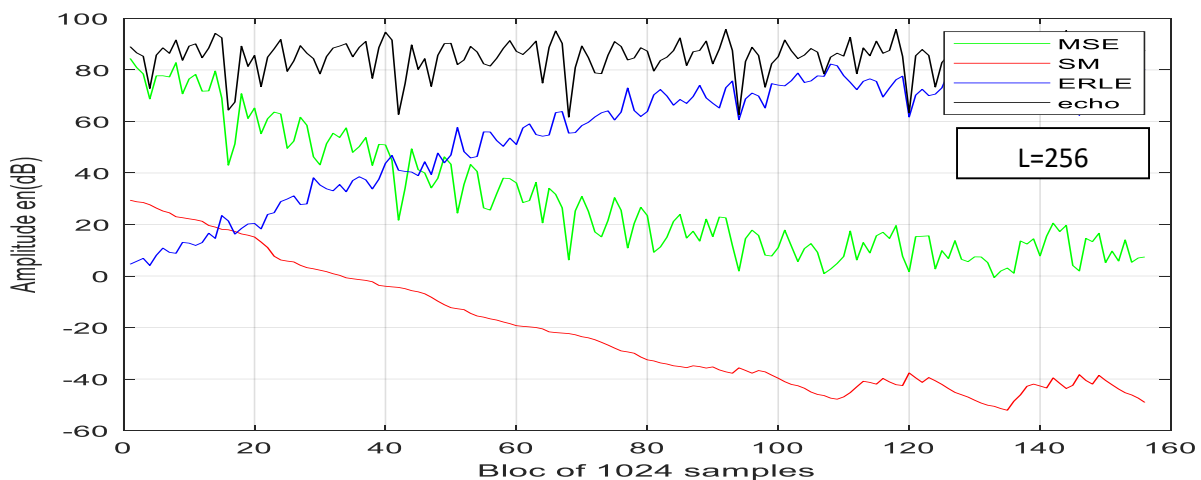


Figure 4.17 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec $L=256$

La Figure 4. 17 montre le comportement de l’algorithme en termes de rapidité de convergence avec L=256. Il convergé à partir d’une valeur maximale de MSE (en vert), vers une valeur minimale de l’ordre de (00 dB) après la valeur 100. Et à partir de la valeur ERLE (en bleu) vers une valeur de l’ordre de (+80 dB) après la valeur 100, et une valeur de désajustement (en rouge) de l’ordre de (-50 dB) après la valeur 100.

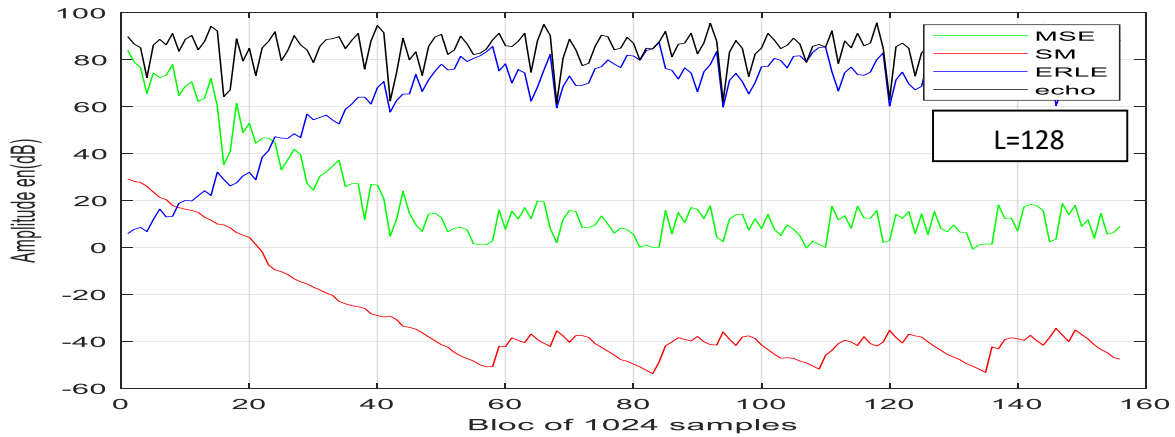


Figure 4.18 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec L=128.

La Figure 4. 18 montre le comportement de l’algorithme en termes de rapidité de convergence avec L=128. Il convergé à partir d’une valeur maximale de MSE (en vert), vers une valeur minimale de l’ordre de (00 dB) après la valeur 60. Et à partir de la valeur ERLE (en bleu) vers une valeur de l’ordre de (+80 dB) après la valeur 60, et une valeur de désajustement (en rouge) de l’ordre de (-50 dB) après la valeur 60.

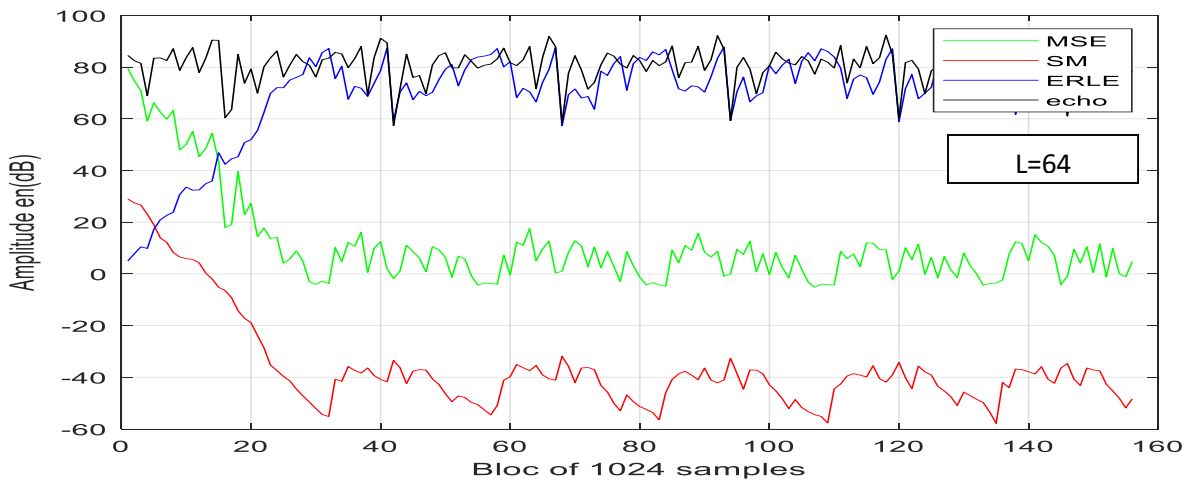


Figure 4.19 Evaluation de ERLE, SM, MSE avec L=64

La Figure 4. 19 montre le comportement de l’algorithme en termes de rapidité de convergence avec $L=64$. Il converge à partir d’une valeur maximale de MSE (en vert), vers une valeur minimale de l’ordre de (00 dB) après la valeur 30. Et à partir de la valeur ERLE (en bleu) vers une valeur de l’ordre de (+80 dB) après la valeur 30, et une valeur de désajustement (en rouge) de l’ordre de (-50 dB) après la valeur 30.

La figure 4.20 représente l’erreur de filtrage a priori calculé avant la mise à jour du filtre, avec des différentes valeurs de de la longueur du filtre L.

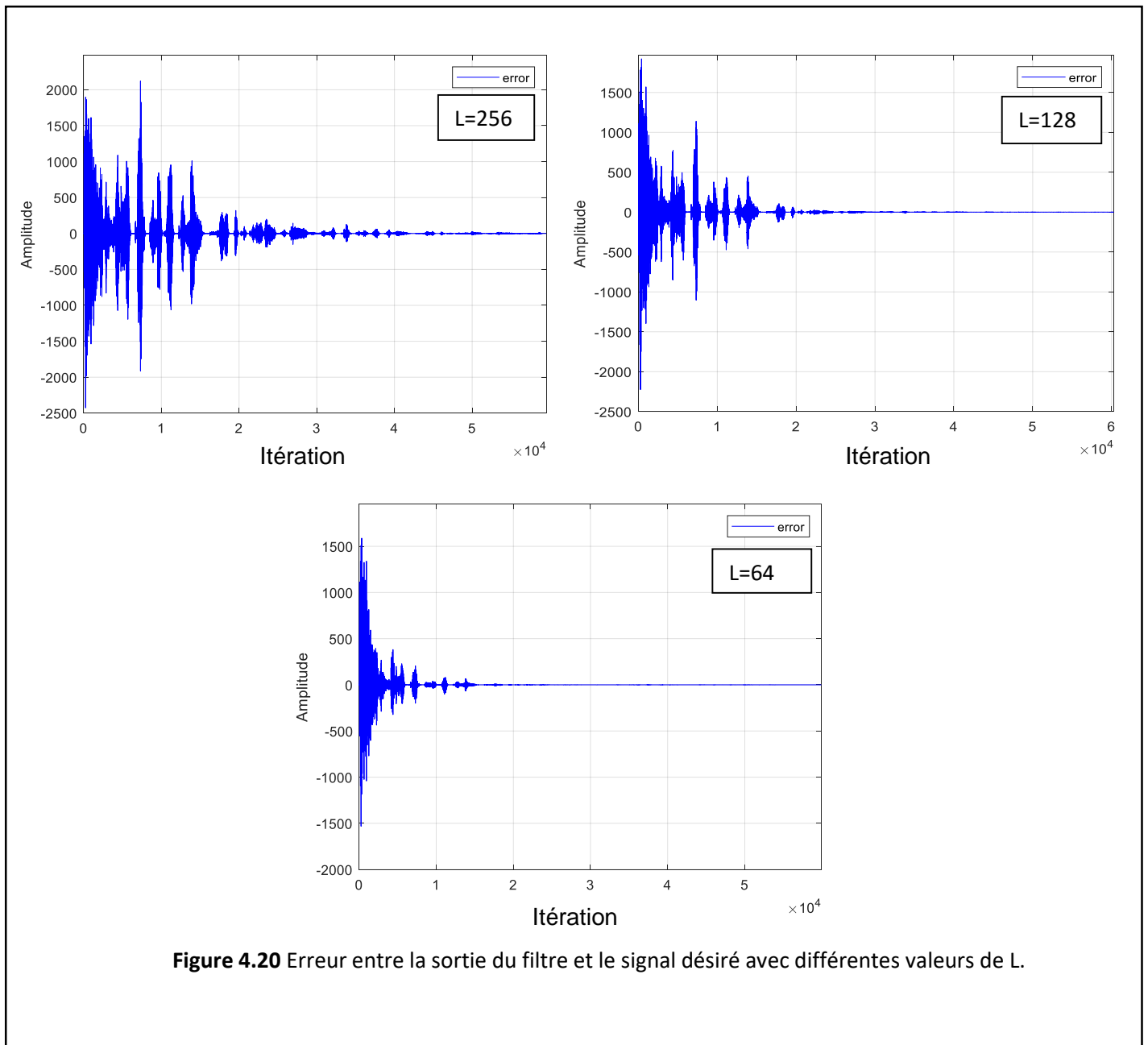


Figure 4.20 Erreur entre la sortie du filtre et le signal désiré avec différentes valeurs de L.

La figures de l'erreur avec la longueur de filtre $L=256$ montrent que l'algorithme converge à partir de l'itérations 20000, et avec $L=128$ l'algorithme converge à partir de l'itérations 15000, et quand on réduit la longueur de filtre a 64 l'algorithme converge à partir de l'itérations 8000.

Les résultats de cette simulation sur l'effet de la longueur de filtre L sont obtenus en sélectionnant les valeurs $L=256$, $L=128$ et $L=64$ et on calcule les valeurs du signal d'erreur pour chaque signal d'entrée. Ces résultats obtenus sont donnés dans le tableau 4.4.

Longueur de filtre L $\mu=0.2$, $SNR=90dB$	Signal erreur (itération)		
	Bruit Blanc	Bruit USASI	Signal parole
256	2000	20000	15000
128	1000	10000	14000
64	600	5000	6000

Tableau 4.4 Effet de la longueur du filtre L , $\mu=0.2$, $SNR=90dB$

On a évalué la convergence de NLMS avec différentes valeurs da longueur du filtre. Les résultats obtenus montrent que la vitesse de convergence est inversement proportionnelle à la longueur de filtre.

4.5. Conclusion

Nous basons sur l'évaluation de la caractéristique de vitesse de convergence de l'algorithme NLMS par l'utilisation du critère de Misalignment (système mismatch) qui est calculé entre la réponse impulsionnelle réelle et celle estimée et qui nous permet de décrire la convergence et le comportement du filtre, et aussi en a utiliser le critère MSE pour donner une information sur le bruit résiduelle et ERLE pour nous informer sur la quantité du bruit supprimer par rapport à SNR.

D'après les résultats de simulation obtenus, on a bien montré que l'algorithme NLMS est très efficace et utile dans le domaine de la l'annulation d'écho acoustique dans les salles de conférences en termes de rapidité de convergence, mais en à remarquer que ces performances dépendent de la nature de signal d'entrée. La dégradation de performances de l'algorithme NLMS est due aux non-stationnarités que contient le signal parole.

Conclusion générale

L'annulation d'écho acoustique est un problème qui se pose dans un grand nombre d'application (téléphone main libre, téléconférence...). Les difficultés essentielles rencontrées sont d'une part liée à la durée des réponses impulsionnelles des canaux acoustiques à identifier et d'autre part à la nature des signaux à traité.

Nous avons cité dans ce mémoire, les différents algorithmes adaptatifs classiques fréquemment appliqués dans le domaine de l'annulation d'écho acoustique soit les algorithmes fondée sur la méthode du gradient stochastique (Least Mean Squares) LMS et NLMS, soit L'autre fondée sur la méthode des moindres carrés récursifs (Récursives Least Squares) RLS, et comme notre objectif de la recherche est l'annulation d'écho acoustique dans les salles de conférences nous avons dans le troisième chapitre étudier le phénomène de écho acoustique qui est souvent fréquenter dans les systèmes de télécommunication actuels avec les interférences de signal causées par l'écho acoustique qui gênent les utilisateurs et réduire la qualité de la communication.

Notre travail est basé sur l'étude et la simulation de l'algorithme adaptatif du type gradient stochastique NLMS, afin d'évaluer ses capacités en terme d'annulation d'écho et sa vitesse de convergence avec des différents signaux d'entrée, dans la partie de simulation par le logiciel MATLAB les résultats obtenu ont montré que l'algorithme adaptatif étudié (NLMS) a réussi à atténuer le bruit contenant dans le signal utile, et donner des bonnes performances telles que la rapidité de convergence et le minimum de distorsion du signal utile en sortie du traitement.

Nous avons aussi constaté que le principal inconvénient de cet algorithme est son dépendance de la nature du signal d'entrée car la dégradation de sa performance de l'algorithme NLMS est due aux non stationnarités du signal parole.

Les futurs travaux qui peuvent s'inscrire dans la suite de ce travail est d'améliorer d'autres algorithmes plus précis comme le FLMS ou bien l'algorithme NLMS non paramétrique à pas variable.

Bibliographie

- [1] F. Cottet, Traitement du signal aide-mémoire, Dunod, Paris, 2005, ISBN 978-2- 10 049690-
- [2] Maïtine Bergounioux, *Mathématiques pour le traitement du signal : Cours et exercices corrigés*, Dunod Paris, coll. « Sciences sup », 2014^e éd.,.
- [3] Maurice Bellanger, TRAITEMENT NUMÉRIQUE DU SIGNAL Théorie et pratique, Dunod, Paris, 1998, 2002, 2006 pour la 8e édition.
- [4] ZELINSKI R, (A Microphone Array with Adaptive Post-Filtering for Noise Reduction in Reverberant Rooms), IEEE. Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP-88
- [5] A.Amehraye : 'Débruitage perceptuel de la parole', Thèse de doctorat, Ecole nationale supérieure des télécommunications de Bretagne, 2009.
- [6] <http://tcts.fp.ms.ac0be./cours/1005.08/speech/> (visité juin 2020).
- [7] AZIZAYassamine, (Modélisation AR et ARMA de la parole pour une vérification robuste du locuteur dans un milieu bruité en mode dépendent tu texte), université de Ferhat ABBAS-Setif 1,mémoire de magister, 2013.
- [8] M.Zoulikha, KH.Moukhache : 'Rehaussement de signal de parole par les méthodes adaptatives de réduction de bruit', Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention dudiplôme d'ingénieur d'état en électronique, Université Saad DAHLEB, Blida, 2010.
- [9] R. Boursard, H.Boite, T.Dutoit, J.Hancq, H.Leich « Traitement de la parole »Presses polytechniques et universitaires Romandas, Lausanne 2000
- [10] Lawrence R. Rabiner, Ronald W. Schafer« Introduction to digital speech processing» Now Publishers Inc., Hanover,MA, USA, 2007.
- [11] B.Youcef,M. IKHLEF (Annulation d'écho acoustique en sous bande), université saad dahleb blida, mémoire de master, 2014.

- [12] NGUYEN Hung Ngoc, DOWLATNIA Majid, Azhar SARFRAZ, (Implementation of the LMS and NLMS algorithms for Acoustic Echo Cancellation in teleconference system using MATLAB, School of Mathematics and Systems Engineering, Vaxjo University, December 2009.
- [13] Kamel Belloulata, "Introduction au traitement numérique du signal sous ", édition OPU, 2009
- [14] Maurice Bellanger, " Traitement numérique du signal théorie et pratique ", édition Dunod, 2006
- [15] Jacob Benesty Session Traitement des signaux numériques – II Filtrage adaptatif et analyse spectrale: 10 janvier au 15 avril 2005.
- [16] M. BELLANGER, 'Traitement numérique du signal Théorie et pratique', Science sup, 8^{ème} édition, Dunod, 2006
- [17] Haykin S., "Adaptive filter theory", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J. 07632.
- [18] Kurt H. Mueller, "A New Digital Echo Canceler for Two-wire full-Duplex Data Transmission", IEEE Transactions on Communications, vol. 24, N°9, pp. 956-962, September 1976.
- [19] Stephen B. Weinstein, "Echo Cancellation in the Telephone Network", IEEE Communications Magazine, pp.8-15, Janvier 1977.
- [20] David G. Messerschmitt, "Echo Cancellation in Speech and Data Transmission", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol2 SAC-2, N°2, pp. 283-297, March 1984.
- [21] A. Feur, E. Weinstein, "Convergence Analysis of LMS Filters with Uncorrelated Gaussian Data", IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-33, pp. 222-230, February 1985.
- [24] J. Benesty, "Traitement des signaux numériques – II Filtrage adaptatif et analyse", INRS-EMT, spectrale' 2005.
- [25] Jamal EL MHAMDI¹, Fakhita REGRAGUI² & Mimoun HARNAFI³, "Traitement adaptatif appliqué au signal sismique", Bulletin de l'Institut Scientifique, Rabat, section Sciences de la Terre, 2008
- [26] ABIDAT Zaki Nabil, (Conception d'un système anti-bruit pour des systèmes de ventilation), IUP Génie Electrique et Informatique Industrielle, Science. et technologie de Languedoc, Université de Montpellier II, 2006

- [27] MICHAUT François, BELLANGER Maurice, (Filtrage adaptatif : théorie et applications Volume 1, théorie et algorithmes), version 6 -26 Juin 2005
- [28] Lu Lu, (Implementation of Acoustic Echo Cancellation For PC Applications Using MATLAB), Master Thesis IMIT, LECS, Stockholm, 2007
- [29] XIAOJIAN Lu, (Acoustic Echo Cancellation Over Nonlinear Channels), Department of Electrical and Computer Engineering, McGill University, Montreal, Canada, January 2004.
- [30] Constantin Paleologu, Jacob Benesty, Silviu Ciochinà, (Sparse Adaptive Filters for Echo Cancellation), SYNTHESIS LECTURES ON SPEECH AND AUDIO PROCESSING, A Publication in the Morgan & Claypool Publishers series, 2010 by Morgan & Claypool.
- [31] YKHLEF Farid, YKHLEF Fayçal, AITSAADI Hocine et GUESSOUM Abderrezak, (Annulation d'échoacoustique et suppression de bruit), 5th International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications, IEEE, 22-26, 2009 – TUNISIE.
- [32] DAASSI-GNABA Hela, (Annulation d'écho acoustique centralisée dans les réseaux radio mobile), université des Saint Pières, U.F.R de mathématiques et informatique, thèse de doctorat, 2006.