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 البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique

Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

BENFETIMA Youcef

&

IKHLEF Mohammed

Pour l'obtention du diplôme master deux en Électronique option Réseaux & télécommunication

Thème

Annulation d'écho acoustique en sous bande

Proposé par : **Dr DJENDI Mohamed**

Année Universitaire 2013-2014

Remerciements

Nous tenons avant tout de remercier le bon DIEU qui nous a donnés la volonté et le courage pour la réalisation de ce travail.

Nous remercions vivement Mr Djendi Mohamed notre promoteur pour la précieuse assistance, sa disponibilité et son soutien qu'il nous accordé tout au long de ce projet.

Nos remerciement les plus vifs s'adressent aussi à messieurs le président et les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

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.

Sans omettre bien sûr de remercier profondément tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation du présent travail.

Dédicace

En premier lieu, je remercie Allah de m'avoir permis d'acquérir

Une infime partie de sa science sans limites

Je dédie ce modeste travail à :

Ma chère mère pour son sacrifice et ses prières ;

Mon père pour son soutient absolu ;

A mes sœurs pour leur sacrifice;

A mon épouse pour son amour ;

A mes frères ;

A leurs conjoints ;

A mon neveu Mohammed Islem;

Ma grande famille ;

A ma promo de réseaux et télécommunication ;

A tous mes amis sans exceptions ;

Que Allah nous aide tous à faire que le bien

BENFETIMA Youcef

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Ma chère mère pour son sacrifice et ses prières ;

Mon père pour son soutient absolu ;

Mes sœurs ;

Mes frères ;

Ma grande famille ;

Tous mes amis sans exceptions ;

A tous ceux qui cherchent le savoir partout dans le monde.

Que Allah nous aide tous à faire que le bien

Ikhlef Mohammed

ملخص

في هذه الأطروحة تطرقنا لمشكلة إلغاء الصدى الصوتي بواسطة الترشيح المتكيف لحزم فرعية. درسنا أداء خوارزميات مثل خوارزمية المربعات القياسية الصغرى (NLMS).
اختبرنا في هذه الأطروحة طريقة جديدة للترشيح المتكيف لحزم فرعية.
قدمنا أيضا دراسة مقارنة بين الطرق الثلاثة من الخوارزمية NLMS، الحزمة الكاملة، والحزم الفرعية الكلاسيكية، والحزم الفرعية المحسنة.
الكلمات المفتاحية : الصدى الصوتي, الترشيح المتكيف ,المربعات القياسية الصغرى (NLMS).

Résumé

Dans ce mémoire, on a traité le problème d'annulation d'écho acoustique par le filtrage adaptatif en sous bande. Nous avons étudié les performances des algorithmes comme l'algorithme des moindres carrés normalisées (NLMS).

Nous avons testé dans ce mémoire une méthode amélioré de filtrage adaptatif en sous bande.

Nous avons présenté aussi une étude comparative entre les trois méthodes de l'algorithme NLMS, plein bande, sous bande classique et sous bande amélioré.

Mots clés : écho acoustique, filtrage adaptatif, moindres carrés normalisées (NLMS).

Abstract

In this thesis, we addressed the problem of acoustic echo cancellation with adaptive sub-band filtering. We studied the performance of algorithms such as normalized least mean squares (NLMS).

We test in this thesis a improve method for adaptive filtering in sub-band.

We also presented a comparative study between the three methods of the NLMS algorithm, full band, the classic band and the band improved.

Key words: acoustic echo, adaptive filtering, normalized least mean squares (NLMS).

Listes des acronymes et abréviations

$.^{T}$ Transposé d'une matrice ou d'un vecteur.

$.^{*}$ Conjugué d'un vecteur, matrice, ou nombre complexe.

$.^{H}$ Hermitien d'un vecteur, matrice.

w_n Réponse impulsionnelle du filtre d'ordre L.

d(n) Réponse impulsionnelle désirée, scalaire.

d_n Réponse désirée, vecteur d'ordre K.

y(n) sortie du filtre adaptatif, scalaire.

x_n signal d'entrée, vecteur d'ordre L.

μ Le pas d'adaptation.

X_n Matrice des vecteur du signal d'entrée de taille $K \times M$.

R Matrice de corrélation.

R vecteur d'inter-corrélation.

e(n) Erreur de sortie du filtre, scalaire.

E[.] Espérance mathématique.

λ Facteur d'oubli, scalaire.

δ paramètre de régularisation.

h Réponse impulsionnelle du milieu.

RII réponse impulsionnelle infinie.

RIF réponse impulsionnelle finie.

RLS Récursive least square.

LMS least mean square.

NLMS Normalized LMS.

APA Algorithme de projection affine.

AEA Annulation d’écho acoustique.

EQM (MSE) Erreur quadratique moyenne.

Table des matières

Introduction générale……1

Chapitre 1 Généralité sur le traitement du signal……..3

1.1 Introduction……3

1.2 Définitions……3

1.2.1 Signal……3

1.2.2 Traitement du signal……3

1.2.3 Bruit……4

1.2.4 Rapport signal sur bruit……4

1.2.5 Système……4

1.3 Classification des signaux……5

1.3.1 Classification phénoménologique……5

1.3.2 Classification énergétique……5

1.3.3 Classification morphologique ……5

1.4 Représentation fréquentielle……6

1.5 Traitement du signal analogique……7

1.5.1 Série de Fourier……7

1.5.2 Transformée de Fourier……7

1.5.3 Convolution……8

1.5.4 Corrélation……8

1.5.5 Notion de Filtrage……9

1.5.6 Notion de Modulation……9

1.6 Numérisation……9

1.6.1 Echantillonnage……10

1.6.2 Quantification……10

1.6.3 Codage……11

1.7 Analyse de Fourrier……11

1.8 Généralité sur l'acoustique, la parole et le bruit……11

1.8.1 L'acoustique……11

1.8.2 Le son……12

1.8.3 Signal sonore……12
1.8.4 Origine d'un événement sonore……13
1.8.5 Description du signal parole……13
1.8.6 Spectrogramme……13
1.8.7 Production du signal de parole……14
1.8.8 Perception de la parole……14
1.8.9 Analyse et paramétrisation de la parole……15
1.8.10 Écho……15
1.8.11 Le bruit……15
1.8.12 Sources de bruit……16
1.8.13 Spectre d'un bruit……16
1.8.14 Bruit blanc et bruit coloré……17
1.9 Conclusion……17
Chapitre 2 Les algorithmes et les filtres adaptatifs ……18
2.1 Introduction ……18
2.2 Filtre de Wiener……18
2.3 Filtrage adaptatif……22
2.3.1 Le rôle du filtre adaptatif……23
2.3.2 Principe de base d'un filtre adaptatif……23
2.3.3 Les types des structures de filtre programmable……24
2.3.4 Présentation des algorithmes de filtre adaptatif ……24
2.3.4.1 La famille RLS……25
2.3.4.2 La famille LMS……27
2.3.4.3 La famille des algorithmes de projection affine exacte……32
2.4 Conclusion……34
Chapitre 3 Annulation d'écho acoustique……35
3.1 Introduction……35
3.2 L'écho dans le système des télécommunications……36
3.3 L'écho électrique……36
3.4 L'écho acoustique……36

3.5 La gêne provoquée par l'écho……40
3.6 Les traitements classiques de l'écho……40
3.7 Introduction au principe de l'annulation d'écho acoustique……41
3.8 Annulation d'écho acoustique par filtrage adaptatif en sous-bande……43
3.8.1 Structure du filtre adaptatif en sous-bande……44
3.8.2 Annuleur d'écho acoustique en sous-bande……45
3.6.2.1 Méthode classique……45
3.6.2.2 Méthode de sous bande amélioré ……46
3.7 Conclusion……49
Chapitre 4 Résultats des simulations……50
4.1 Introduction……50
4.2 Description des signaux de test……50
4.3 Description des canaux de couplage acoustique……52
4.4 Description des critères de performance……53
4.5 Signal en pleine bande……54
4.6 Signal en sous bandes……57
4.6.1 Sous bandes classiques……64
4.6.2 Technique en sous bandes amélioré ……66
4.7 Comparaison entre les deux méthodes en sous bandes……68
4.7.1 Effet du pas d'adaptation ……68
4.7.2 Effet de la taille de filtre……70
4.7.3 Comparaison entre les deux méthodes d'AEA en sous bande et la technique en pleine bande……73
4.7.4 Comparaison des trois méthodes d'AEA dans un contexte réel……75
4.8 Conclusion ……76
Conclusion générale……77

Liste des figures

Figure 1.1 principe de système……..4
Figure 1.2 classification morphologique des signaux. ……6
Figure 1.3 Principe d'échantillonnage. ……...10
Figure 1.4 Modèle simple de production de la parole. ……..14

Figure 2.1 représentation du problème statistique du filtre…….. 19
Figure 2.2 schéma de principe de base d'un filtre adaptatif……..23

Figure 3.1 Exemple de communication bidirectionnelle avec écho acoustique…… 37
Figure 3.2 Exemple de réponse impulsionnelle du canal acoustique……. 39
Figure 3.3 Principe de l'annulation d'écho acoustique…….. 41
Figure 3.4 Structure complète d'un système d'annulation d'écho……..43
Figure 3.5 Structure générale d'un système pour l'annulation d'écho……44
Figure 3.6 Annuleur d'écho en sous-bande amélioré…… 45
Figure 3.7 Annuleur d'écho en sous-bande classique…….48

Figure 4.1 Bruit USASI. Fréquence d'échantillonnage est de 8 kHz……51
Figure 4.2. Signal de parole, fréquence d'échantillonnage est de 8 kHz……51
Figure 4.3 Réponse impulsionnelle utilisée……...52
Figure 4.4 Erreur quadratique moyenne entre la sortie du filtre et le signal désiré…53
Figure 4.5 L'erreur quadratique moyenne entre la sortie du filtre et le signal désiré en deux régimes transitoire et permanant……54
Figure 4.6 pleine bande…….55
Figure 4.7 Erreur quadratique moyenne (MSE) d'un signal en pleine bande……56
Figure 4.8 Erreur quadratique moyenne (MSE) d'un signal en pleine bande Régime transitoire et régime permanant……..56
Figure 4.9 La première sous bande…….57
Figure 4.10 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la première sous bande du signal……58

Figure 4.11 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la première sous bande du signal……58
Figure 4.12 La deuxième sous bande…….....59
Figure 4.13 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la deuxième sous bande du signal……59
Figure 4.14 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la deuxième sous bande du signal……....60
Figure 4.15 La troisième sous bande……..60
Figure 4.16 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la troisième sous bande du signal……61
Figure 4.17 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la troisième sous bande du signal……61
Figure 4.18 La quatrième sous bande…….62
Figure 4.19 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la quatrième sous bande du signal……62
Figure 4.20 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la quatrième sous bande du signal……63
Figure 4.21 Erreur de filtrage des quatre sous bande en deux régimes transitoire et permanent……63
Figure 4.22 Schéma synoptique de principe de base de la méthode sous bande classique……...64
Figure 4. 23 Erreur quadratique moyenne (MSE)……..65
Figure 4.24 Erreur quadratique moyenne (MSE) en régime permanent et transitoire……..65
Figure 4.25 Schéma synoptique de principe de base de la méthode amélioré en en sous bande……66
Figure 4.26 Erreur quadratique moyenne (MSE)……...67
Figure 4.27 Erreur quadratique moyenne (MSE) en régime permanent et transitoire……..67
Figure 4.28 Influence du pas d'adaptation en sous bande classique L=256, RSB=40, μ = {0.1, 0.3, 0.7, 0.9}…….69
Figure 4.29 Influence du pas d'adaptation en sous bande nouvelle L=256, RSB=40, μ = {0.1, 0.3, 0.7, 0.9}…….70

Figure 4.30 Influence de la taille de filtre en sous bande classique $\mu = 0.2$, RSB=40, L = {32, 128, 256, 512}……...71

Figure 4.31 Influence de la taille de filtre en sous bande nouvelle $\mu = 0.2$, RSB=40, L = {32, 128, 256, 512}……72

Figure 4.32 Comparaison entre la méthode en pleine bande et les deux méthodes en sous bande classique et amélioré avec RSB=40, L=256, $\mu = 0.2$ (signal BUSASI)..73

Figure 4.33 Comparaison en deux régimes transitoires et permanents entre les trois méthodes avec RSB=40, L=256, $\mu = 0.2$ (signal BUSASI).....74

Figure 4.34 Comparaison entre la méthode en pleine bande et les deux méthodes en sous bande classique et amélioré avec RSB=40, L=256, $\mu = 0.2$(signal de parole)..75

Liste des tableaux

Tableau 4.1: Effet du pas d'adaptation RSB=90, L=256……68

Tableau 4.2: Effet de la taille de filtre RSB=90, μ=0.9…….70

Introduction générale

La parole, moyen de communication privilégié entre les humains, constitue une grande partie des messages transmis en télécommunications. Un phénomène d'écho, qui est la réverbération du signal à l'émission, pose généralement un problème dans toutes les communications de type "PC à Téléphone" ou "Téléphone à Téléphone".

Certains nouveaux services de télécommunications ont considéré le milieu acoustique (salle, cabine téléphonique, habitacle d'une voiture etc...) comme faisant partie de la chaîne de communication. Ces nouveaux services correspondent à l'apparition des postes à haut-parleur, des postes mains-libres et des systèmes de téléconférences (audio et visioconférences).

Le phénomène d'écho acoustique fait lors de la mise en place d'une communication bidirectionnelle entre deux salles, une boucle de transmission fermée est établi. Le signal émis par la salle distante est réémis vers cette même salle à cause du couplage existant entre le haut-parleur et le ou les microphones de prise de son d'une même salle. Si la transmission introduit un retard important (de l'ordre de plusieurs centaines de millisecondes), les personnes présentes dans une salle réentendent leur propre voix ; c'est le phénomène d'écho acoustique dû au canal acoustique de couplage qui, par définition, représente la transformation du signal diffusé par le haut-parleur et capté par les microphones de prise de son.

Lorsque l'écho acoustique est présent de façon gênante, c'est à dire clairement distinct subjectivement de son signal d'origine, un traitement spécifique, appelé "annulation d'écho acoustique", doit être impérativement mis en œuvre pour préserver la qualité de la communication. Le but d'un tel traitement est d'estimer l'écho acoustique entre le signal reçu (signal envoyé dans le haut-parleur) et la sortie de la salle (signal capté par le microphone) puis de retrancher une estimation de ce signal de sortie, ceci sans affecter le signal de parole locale dans le cas de double parole (les deux locuteurs parlent en même temps).

L'annulation d'écho acoustique est un problème d'identification d'un système linéaire (canal acoustique de couplage) excité par un signal de référence connu (parole alimentant le haut-parleur). Le problème est compliqué par le fait que le signal d'excitation est fortement non stationnaire et le canal acoustique de couplage varie au cours du temps (mouvements des personnes, déplacements d'objet, etc...). Pour tenir compte de ces problèmes, nous utilisons un annuleur d'écho acoustique où l'identification de la réponse impulsionnelle finie (FIR : Finie Impulse Réponse), représentant le canal acoustique de couplage, est réalisée par des algorithmes du type gradient stochastique (LMS : Least Mean Squares, NLMS : Normalized LMS, PNLMS : Proportionnât NLMS, PNLMS + +, etc...).

Le principal objectif de notre étude est améliorer la méthode d'annulation d'écho acoustique par filtrage adaptatif en sous bande.

Ce rapport de thèse comprend quatre chapitres.

Le premier chapitre présente les notions de base sur le traitement de signal.

Le deuxième chapitre présente les filtres et les algorithmes adaptatifs.

Le troisième chapitre traite le problème de l'écho acoustique et les méthodes utilisées pour l'annulation d'écho.

Enfin, le quatrième chapitre pour les résultats de simulation des méthodes d'annulation d'écho acoustique en pleine bande et en sous-bande.

.

Chapitre 1 Généralité sur le traitement du signal

1.1 Introduction

Le traitement du signal est une discipline indispensable que tout ingénieur doit connaître au moins dans ses grandes lignes. L'amélioration des performances des systèmes au cours des 20 dernières années est due pour la plus grande partie à l'application des techniques de traitement de signal plutôt qu'au perfectionnement du matériel. Un radar actuel a des performances sans communes mesure avec celle d'un radar de 1960 et cependant sa structure matérielle est sensiblement la même, mais les techniques de traitement de signal faisant appel à des traitements numériques sophistiqués permettent d'extraire de l'écho reçu une quantité beaucoup plus grande d'information.

Le but du traitement du signal est en effet d'extraire le maximum d'information utile sur un signal perturbé par le bruit.

Dans ce chapitre, nous présentons quelques définitions de l'acoustique et de traitement de signal, pour la bonne compréhension du mémoire, des problèmes et des choix ultérieurs. Nous introduirons tout d'abord des notions générales concernant le signal, puis nous définirons quelques notions de l'acoustique à la parole et le bruit.

1.2 Définitions

1.2.1 Signal

Un 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.) [1].

1.2.2 Traitement du signal

Le traitement du signal est la discipline technique qui, s'appuyant sur les ressources de l'électronique, de l'informatique et de la physique appliquée, a pour objet l'élaboration ou l'interprétation des signaux. Son champ d'application se situe donc dans tous les domaines concernés par la perception, la transmission ou l'exploitation des informations véhiculées par ces signaux [1].

1.2.3 Bruit

Un bruit correspond à tout phénomène perturbateur gênant la transmission ou l'interprétation d'un signal [2].

1.2.4 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 (P_S) et du bruit (P_N). Il est souvent donné en décibels (dB) [2].

$$(S/N)_{dB} = 10 \log (P_S/P_N) \qquad (1.1)$$

1.2.5 Système

Un système est un dispositif représenté par un modèle mathématique de type Entrée/Sortie qui apporte une déformation au signal (Ex: modulateur, filtre, etc…) [2].

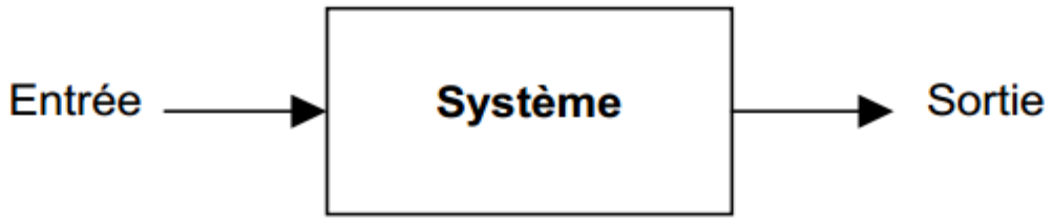

Figure 1.1 principe de système.

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.

1.3.3 Classification morphologique

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

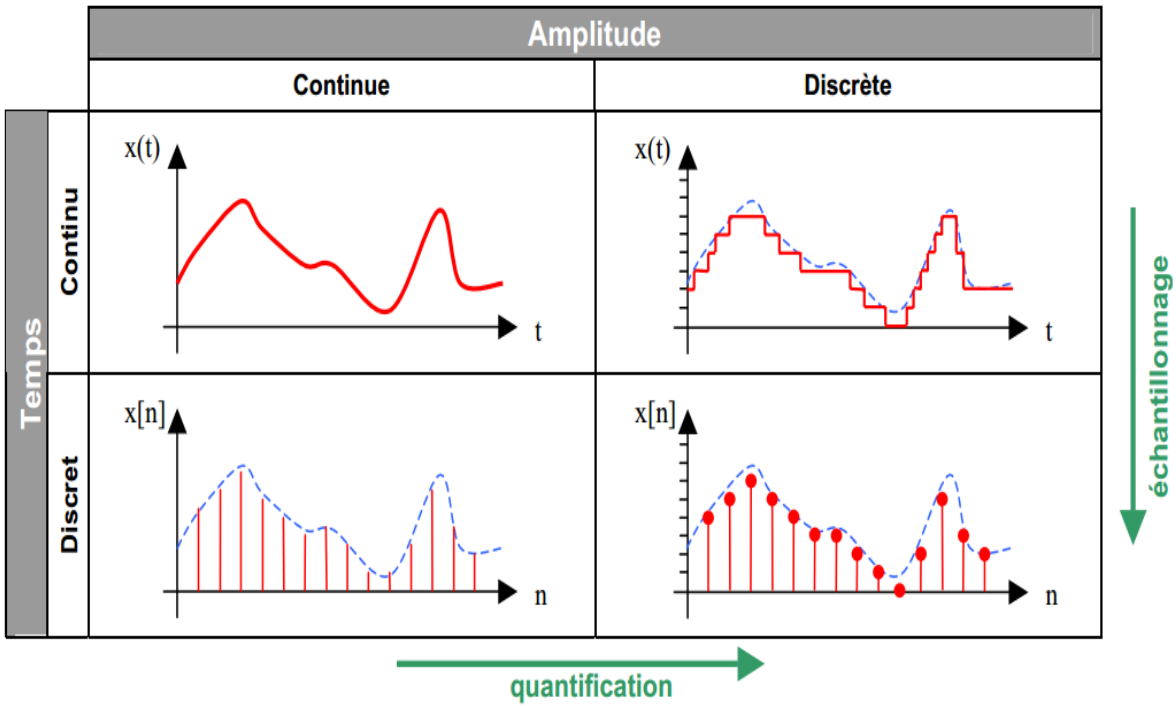

Figure 1.2 classification morphologique des signaux.

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 Représentation fréquentielle

On a pour habitude de décrire les signaux en fonction de la variable temporelle t car notre perception des phénomènes physiques nous y incite. En électronique, la connaissance des propriétés spectrales d'un signal est primordiale. Ainsi, on utilise souvent une représentation en fonction de la fréquence pour caractériser un signal ou un système. Les outils de traitement des signaux nous aident dans cette tâche.

1.5 Traitement du signal analogique

1.5.1 Série de Fourier

La décomposition en série de Fourier permet de décomposer un signal en somme de sinusoïdes. On utilise principalement les séries de Fourier dans le cas des signaux périodiques. Elles permettent ainsi de passer facilement du domaine temporel au domaine fréquentiel. Pour pouvoir être décomposable, un signal doit être à variations bornées (Dirichlet).

Pour tout signal s(t) réel où $s(t) = s(t+T_0)$, on peut écrire :

$$s(t) = S_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cos(n\omega_0 t) + B_n \sin(n\omega_0 t)] \quad (1.2)$$

$$\omega_0 = 2\pi / T_0$$

avec

$$S_0 = \frac{1}{T_0} \int_{(T_0)} s(t)dt \quad (1.3)$$

$$A_n = \frac{2}{T_0} \int_{(T_0)} s(t) \cos(n\omega_0 t)\, dt \quad (1.4)$$

$$B_n = \frac{2}{T_0} \int_{(T_0)} s(t) \sin(n\omega_0 t)\, dt \quad (1.5)$$

1.5.2 Transformée de Fourier

C'est une généralisation de la décomposition de série de Fourier à tous les signaux déterministes. Elle permet d'obtenir une représentation en fréquence (représentation spectrale) de ces signaux. Elle exprime la répartition fréquentielle de l'amplitude, de la phase et de l'énergie (ou de la puissance) des signaux considérés.

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

$$S(f) = TF[s(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)e^{-j2\pi ft}\,dt \quad (1.6)$$

1.5.3 Convolution

Le produit de convolution d'un signal s(t) par un autre h(t) est donné par :

$$s(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(k)h(t-k)dk \quad (1.7)$$

1.5.4 Corrélation

On peut définir certaine fonction de corrélation entre deux signaux x(n) et y(n).

Cette fonction exprime l'influence d'un signal sur un autre. Son rôle consiste à déterminer 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. [3]

On distingue deux opérations :

a) Auto-corrélation

Elle consiste à comparer une fonction x(t) avec elle-même durant un intervalle de temps, dont l'une est décale d'une certaine valeur T, elle est définie par [4] :

$$C_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\, x^*(t-\tau)\, dt \quad (1.8)$$

b) Inter-corrélation

Elle consiste à comparer deux fonctions différentes x(t) et y(t) dont l'une est décale d'une certaine valeur T, telle que [4] :

$$C_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\, y^*(t-\tau)\, dt \quad (1.9)$$

1.5.5 Notion de Filtrage

Le filtrage est une forme de traitement de signal qui modifie le spectre de fréquence et/ou la phase du signal présent en entrée du filtre et donc par conséquent sa forme temporelle. Il peut s'agir soit :

- d'éliminer ou d'affaiblir des fréquences parasites indésirables
- d'isoler dans un signal complexe la ou les bandes de fréquences utiles.

On classe les filtres en deux grandes familles :

- les **filtres numériques** réalisés à partir de structure intégrée microprogrammable (DSP).
- les **filtres analogiques** réalisés à partir de composants passifs (résistance, inductance, condensateur) ou actifs (AIL).

1.5.6 Notion de Modulation

Le principe de modulation d'un signal est essentiellement utilisé pour la transmission des signaux. Il permet d'adapter le message à transmettre au canal de transmission. Par exemple, en radio, le message transmis par voie hertzienne est un message audio dont le spectre sera compris dans la bande [20Hz, 20kHz]. La réception d'un tel signal nécessite des antennes dont les dimensions sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde du signal (en général de l'ordre de ½).

1.6 Numérisation

L'importance des systèmes numériques de traitement de l'information ne cesse de croître (radio, télévision, téléphone, instrumentation…). Ce choix est souvent justifié par des avantages techniques tels que la grande stabilité des paramètres, une excellente reproductibilité des résultats et des fonctionnalités accrues. Le monde extérieur étant par nature ''analogique'', une opération préliminaire de conversion analogique numérique est nécessaire. La conversion analogique numérique est la succession de trois effets sur le signal analogique de départ :

- l'**échantillonnage** pour rendre le signal discret

- la **quantification** pour associer à chaque échantillon une valeur
- le **codage** pour associer un code à chaque valeur.

1.6.1 Echantillonnage

L'échantillonnage consiste à prélever à des instants précis, le plus souvent équidistants, les valeurs instantanées d'un signal. Le signal analogique s(t), continu dans le temps, est alors représenter par un ensemble de valeurs discrètes :

$$s_e(t)=s(n.T_e) \qquad (1.10)$$

Avec n : entier et T_e :période d'échantillonnage.

Cette opération est réalisée par un échantillonneur souvent symbolisé par un interrupteur.

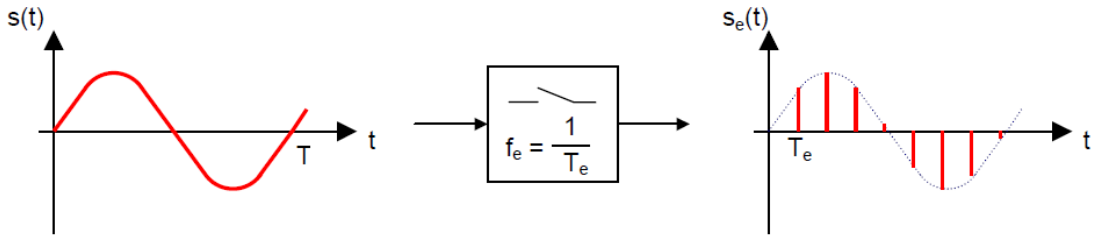

Figure 1.3 Principe d'échantillonnage.

1.6.2 Quantification

La quantification consiste à associer à une valeur réelle X quelconque, une autre valeur Xq appartenant à un ensemble fini de valeurs et ce suivant une certaine loi : arrondi supérieur, arrondi le plus proche, etc…

L'écart entre chaque valeur Xq est appelé pas de quantification.

Le fait d'arrondir la valeur de départ entraîne forcément une erreur de quantification que l'on appelle le bruit de quantification.

1.6.3 Codage

Le codage consiste à associer à un ensemble de valeurs discrètes un code composé d'éléments binaires.

Les codes les plus connus : code binaire naturel, code binaire décalé, code complément à 2, codeDCB, code Gray.

1.7 Analyse de Fourrier

L'analyse de Fourrier est l'instrument majeur de la théorie de signal. Elle permet de la décomposition d'un signal en une somme de signaux élémentaire, qui ont la propriété d'être facile à mettre en œuvre et observer. La représentation spectrale des signaux déterministes est obtenue grâce à la transformation de Fourrier généralisée par l'emploie des distributions, cette représentation exprime la composition fréquentielle de l'amplitude, de phase et de l'énergie ou de la puissance des signaux considérés [5].

On appelle Transformé de Fourrier Discrète (TFD) d'un signal défini par N échantillons x(n), la suite de N termes X(k) définie par :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)\, e^{-j2\pi nk/N} \qquad (1.11)$$

1.8 Généralité sur l'acoustique, la parole et le bruit

1.8.1 L'acoustique

L'acoustique est la partie des sciences physiques qui s'intéresse aux sons, depuis leur émission, ou production (source), à leur transmission dans le milieu, jusqu'à leur réception (microphone) et leur perception (oreille) [5].

On distingue deux aspects de l'acoustique :

L'aspect objectif : qui concerne l'étude des grandeurs physiques liées aux vibrations acoustiques,

L'aspect perceptif : qui concerne l'étude des sensations auditives/perceptives provoquées par les sons (leur interprétation par notre système sensoriel).

Les champs d'investigation de l'acoustique regroupent plusieurs domaines :

L'acoustique physique : propagation des ondes sonores ; puissance, niveau, intensité des sons ; analyse fréquentielle ...

L'acoustique perceptive (ou "psycho acoustique") : étude du système auditif, production/réception de la parole, domaine audible, dangers liés aux bruits, ...

L'acoustique musicale : étude des instruments (timbre, fréquences, ...), hauteur, timbre, échelle musicale, ...

L'acoustique des salles : matériaux absorbants, acoustique des espaces clos, réverbération,...

L'électroacoustique : microphones, haut-parleurs, ...

1.8.2 Le son

Un son est une sensation auditive engendrée par une onde acoustique. Cette onde est générée par une vibration (cordes vibrantes, cordes vocales, membrane d'un haut-parleur,…). Vibration qui va créer un déplacement de particules du milieu de propagation (air, eau,…) autour d'une position d'équilibre.

Le son ne se propage donc pas dans le vide[7].

1.8.3 Signal sonore

Un signal sonore est le signal (information) correspondant à la partie d'un événement sonore enregistré, qui peut être stocké et traité.

Un signal sonore peut-être qualifié selon :

- Son origine, ou le type d'information qu'il véhicule (bruit environnementaux, parole, musique),
- Son intelligibilité, ou la capacité de l'oreille (et le cerveau) à capter, décoder et analyser le contenu de l'information,
- La gêne occasionnée par son écoute,
- Son esthétique.

Un signal sonore possède plusieurs caractéristiques physiques, entre autres nous pouvons citer :

- La hauteur.

- La durée.
- L'intensité.
- Le timbre.

Il peut aussi être caractérisé par des éléments relatifs à l'espace :

- Les positions des sources et de l'auditeur.
- L'orientation par rapport à la source.

1.8.4 Origine d'un événement sonore

Un événement sonore résulte de la mise en vibration des molécules d'air autour d'une position initiale. Le son a besoin d'un milieu pour se propager, c'est pourquoi il ne peut pas se propager dans le vide. Afin de mettre en vibration les molécules d'air, il est nécessaire qu'une structure entre en contact avec ces molécules, se mette en vibration et transmette ses vibrations. La molécule au contact de la structure se met alors en vibration puis transmet ses vibrations aux molécules voisines et ainsi de suite. C'est ainsi que le son se transmet à l'environnement. Ce processus est appelé une onde acoustique, ou onde sonore. (Rappel : une onde est une vibration dont l'amplitude est une fonction du temps et/ou de l'espace.)

1.8.5 Description du signal de parole

La parole est la faculté de communiquer la pense 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 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 [8].

1.8.6 Spectrogramme

Il est souvent intéressant de représenter l'évolution temporelle du spectre à court terme d'un signal, sous la forme d'un spectrogramme. L'amplitude du spectre y apparaît sous la forme de niveaux de gris dans un diagramme en deux dimensions temps-fréquence [6].

1.8.7 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 figure 1.4 [9]. 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 [10].

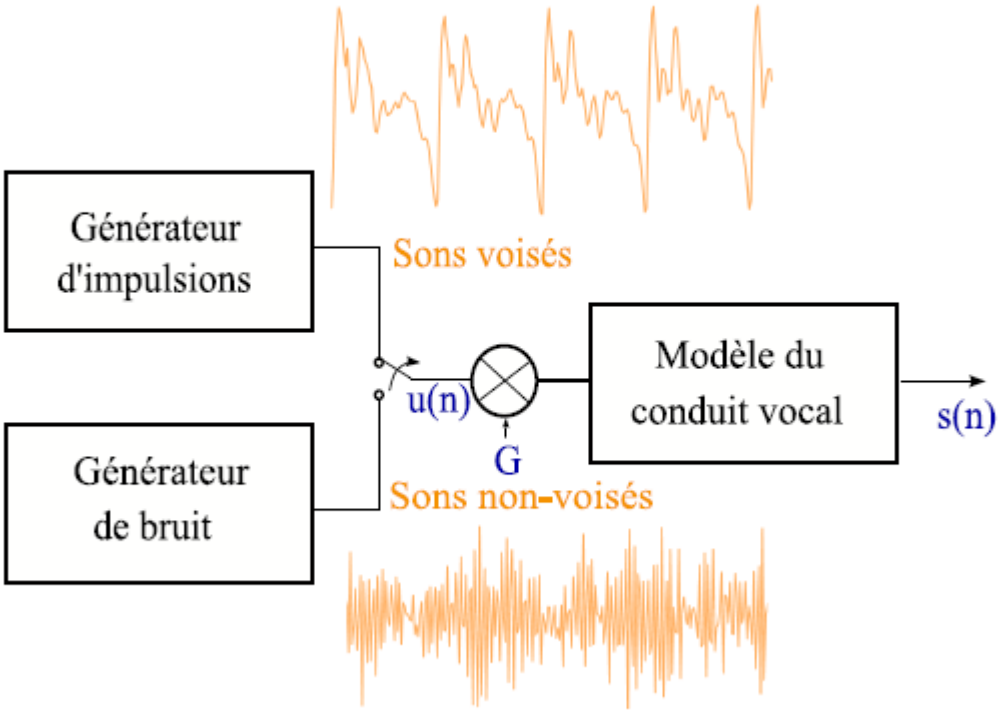

Figure 1.4 Modèle simple de production de la parole.

1.8.8 Perception de la parole

Le signal de parole est un vecteur acoustique porteur d'informations d'une grande complexité, variabilité et redondance. Les caractéristiques de ce signal sont appelées traits acoustiques. Chaque trait acoustique a une signification sur le plan perceptuel. Le premier trait est la fréquence fondamentale, fréquence de vibration des cordes

vocales. Ses variations définissent le pitch qui constitue la perception de la hauteur (où les sons s'ordonnent de grave à aigu). Seuls les sons quasi-périodiques (voisés) engendrent une sensation de hauteur tonale bien définie.

Le deuxième trait est le spectre fréquentiel dont dépend principalement le timbre de la voix. Le timbre est une caractéristique permettant d'identifier une personne à la simple écoute de sa voix. Le timbre dépend de la corrélation entre la fréquence fondamentale et les harmoniques qui sont les multiples de cette fréquence.

Le dernier trait acoustique est l'énergie correspondant à l'intensité sonore. Elle est habituellement plus forte pour les segments voisés de la parole que pour les segments non voisés [10].

1.8.9 Analyse et paramétrisation de la 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. Cette propriété de stationnarité à court terme permet donc une analyse et modélisation progressive du signal de parole accompagnée, bien sûr, d'un chevauchement de fenêtres pour permettre une continuité temporelle des caractéristiques de l'analyse et du modèle.

1.8.10 Écho

L'écho est une onde électrique, acoustique ou électromagnétique qui parvient à un point donné après une réflexion ou une propagation indirecte, avec une intensité et un retard suffisant pour être perçu, en ce point, comme distincte de l'onde directe.

1.8.11 Le bruit

Le bruit est défini comme tout phénomène perturbateur gênant la perception ou l'interprétation d'un signal, par analogie avec les nuisances acoustiques (interférence, bruit de fond, etc.). La différentiation entre le signal et le bruit est artificielle et dépend de l'intérêt de l'utilisateur : les ondes électromagnétiques d'origine galactique sont du bruit pour un ingénieur des télécommunications par satellites et un signal pour les radioastronomes [1].

1.8.12 Sources de bruit

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.

– 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 composant 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.

1.8.13 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.

Un tel bruit est appelé bruit blanc par analogie avec la lumière blanche qui est aussi un mélange de toutes les fréquences.

Remarque : cette définition du bruit blanc est un peu théorique. En effet, les fréquences très élevées sont forcément filtrées par les capacités parasites réparties dans le montage et dans la pratique le spectre d'un bruit thermique est toujours borné.

On parlera donc de bruit blanc chaque fois que le spectre est constant dans une large gamme de fréquences.

1.8.14 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.

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

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté quelque notion de base du traitement du signal, et d'acoustiques 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 les filtres et les algorithmes adaptatifs.

Chapitre 2 Les algorithmes et les filtre adaptatifs

2.1 Introduction

Les filtres tels que nous les avons vus jusqu'à présent sont en général utilisés dans des applications où on connaît la bande de fréquence utile ainsi que la fréquence principale. Ces filtres servent à améliorer le rapport signal sur bruit sous l'hypothèse où la bande de fréquence du bruit est supérieure à celle du signal. Dans ce cas, un filtre passe-bande centré sur la fréquence principale du signal permettra d'extraire le signal.

Les filtres de Wiener développés à partir de concepts temporels et non fréquentiels sont conçus pour minimiser l'erreur quadratique moyenne entre leur sortie et une sortie désirée. Ils sont dits optimums au sens du critère de l'erreur quadratique moyenne et nous verrons que dans ce cas les coefficients des filtres sont liés à la fonction d'autocorrélation du signal d'entrée et à l'intercorrélation entre les signaux d'entrée et de sortie désirée.

Quand les fonctions d'auto et d'intercorrélation ne sont pas connues (cas le plus courant), alors on va approcher le filtre optimal de Wiener en utilisant une boucle de retour et un algorithme de minimisation : c'est ce que l'on appelle le filtrage adaptatif. Dans ce cas, on remplacera la connaissance des fonctions de corrélation par une phase d'apprentissage permettant de modifier itérativement la réponse impulsionnelle du filtre [11].

2.2 Filtre de Wiener

Dans cette partie, nous exposerons l’approche statistique du problème (filtrage de Wiener) qui suppose la disponibilité de certaines grondeur statistique (moyenne et auto-corrélation) du signale utile e de bruit. L’approche consiste alors à minimiser la

moyenne statistique du carré de l'erreur (EQM) entre l'information désirée et la sortie du filtre.

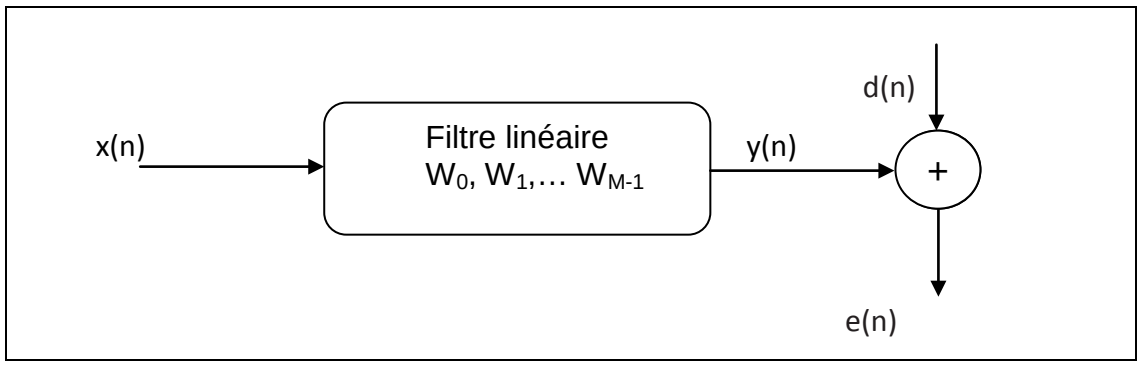

Figure 2.1 représentation du problème statistique du filtre.

Le problème du filtrage optimal est 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 x(n).

On note : e(n)= d(n)- y(n) l'erreur entre la réponse désirée d(n) et la sortie de filtre y(n).On note également W_n la réponse impulsionnelle du filtre.
La sortie du filtre y(n) s'écrit :

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} \mathrm{w(k)x(n-k)} \qquad (2.1)$$

Où :

$W_n=[W_0, W_1,\ldots W_{M-1}]$

$x_n=[\, x(n), x(n-1)\ldots\ldots x(n-M+1)\,]$

Le filtre de Wiener est celui qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQM).

J=E[e(n)e^*(n)] = E[e(n)^2] (2.2)

En introduisant les vecteurs : W_n et $x_n$on aura :

$$e(n) = d(n) - w_n^H x_{\boldsymbol{n}} \quad \textbf{(}2.3\textbf{)}$$

D'où : $J = E[(d(n) - w_n^H x_n)(d^*(n) - w_n^H x_n^*)]$ **(**2.4**)**

J= E [d^2(n)]$- w_n^H E[x_n d^*(n)] - w_n^T E[x_n^* d(n)] + - w_n^H E[x_n x_n^*] w_n$ **(**2.5**)**

Par conséquent on aura :

$$J = \sigma_d^2 - w_n^H r - w_n^T r^* + w_n^H R w_n \quad \textbf{(}2.6\textbf{)}$$

avec :

r : le vecteur d'inter-corrélation de l'entrée x_n.

R : la matrice d'auto-corrélation entre la sortie désirée d(n) et l'entrée x_n , cette matrice est définie positive, de Toplitz et a symétrie hermitienne (R = R^H).

Cherchons le vecteur optimum celui qui annule le gradient de critère : $\nabla J_k = 0$.

En écrivant J sous la forme J=E[e(n)e^*(n)]

Onprendw (k) = a (k) + jb(k)

Donc on aura :

$$\nabla_k J = E\left(e_n \frac{\partial e_n^*}{\partial a(k)} + e_n^* \frac{\partial e_n}{\partial a(k)} + e_n \frac{\partial e_n^*}{\partial b(k)} + e_n^* \frac{\partial e_n}{\partial b(k)}\right) \quad \textbf{(}2.7\textbf{)}$$

Ou les dérivées partielles intervenant dans l'équation (2.7) sont comme suit :

$$\frac{\partial e_n^*}{\partial a(k)} = \frac{\partial[d(n) - \sum_{k=0}^{M-1} w^* x(n-k)]}{\partial a(k)} = \frac{\partial[d^*(n)]}{\partial a(k)} - \frac{\partial[\sum_{k=0}^{M-1} w(n) x^*(n-k)]}{\partial a(k)}$$

$$= -x^*(n-k)$$

$$\frac{\partial e_n}{\partial a(k)} = \frac{\partial[d(n) - \sum_{k=0}^{M-1} w^* x(n-k)]}{\partial a(k)} = \frac{\partial[d(n)]}{\partial a(k)} - \frac{\partial[\sum_{k=0}^{M-1} w(n)x^*(n-k)]}{\partial a(k)}$$
$$= -x(n-k)$$

$$\frac{\partial e_n^*}{\partial b(k)} = \frac{\partial[d(n) - \sum_{k=0}^{M-1} w^* x(n-k)]}{\partial b(k)} = \frac{\partial[d^*(n)]}{\partial b(k)} - \frac{\partial[\sum_{k=0}^{M-1} w(n)x^*(n-k)]}{\partial b(k)}$$
$$= -jx^*(n-k)$$

$$\frac{\partial e_n}{\partial b(k)} = \frac{\partial[d(n) - \sum_{k=0}^{M-1} w^* x(n-k)]}{\partial b(k)} = \frac{\partial[d(n)]}{\partial b(k)} - \frac{\partial[\sum_{k=0}^{M-1} w(n)x^*(n-k)]}{\partial b(k)}$$
$$= jx(n-k)$$

Par conséquent on a :

$$\nabla_k J = -2E[x(n-k)e_n^*]k = 0,1,\ldots \quad (2.8)$$

On note e_0 la valeur à optimum :

$$E[e_0^* x_n] = 0 \quad (2.9)$$

C'est le principe d'orthogonalité [13], signifiant que toutes les entrées x_n sont décorrélées dee_n^*.

En développent l'équation (2.8), on obtient :

$$E = (u_n d_n^* - u_n u_n^H w) = 0 \quad (2.10)$$

Soit : R$w_n = r$ (2.11)

Cette relation (2.11) est appelée formule de Wiener ou équation de Wiener-Hopf cette solution donne le filtre optimal de Wiener :

$$w_n = R_x^{-1} R_{dx} \quad (2.12)$$

L'équation de Wiener-Hopf qui permet de calculer le filtre de Wiener optimal conduit à résoudre un système de M équation a M inconnues :
Il peut être préférable de résoudre ce système par une méthode itérative (algorithme), notamment en se souvenant que la fonction de cout de quadratique, ce qui entraine que le minimum est unique.

Les algorithmes adaptatifs permettent l'estimation du filtre adaptatif par le vecteur w_n de taille M à l'aide d'un critère basé sur l'erreur d'estimation a priori [14].
Cette erreur d'estimation, appelée précédemment signal de différence, s'écrit pour chaque échantillon n :

$$e(n) = d(n) - w_n^H x_{\boldsymbol{n}} \qquad \textbf{(}2.13\textbf{)}$$

Oux$_n$: est le vecteur colonne des M derniers échantillon du signal haut-parleur.
w_n^H : désigne un vecteur ligne d'ordre M contenant des coefficients de la réponse impulsionnelle finie, L'exposant.
T : désigne l'opérateur de transposition.
La mise à jour du filtre à chaque instant est effectuée par un contre réaction de l'erreur d'estimation proportionnellement au gain d'adaptation (terme de correction).

2.3 Filtrage adaptatif

Les premiers travaux sur les filtres adaptatifs ont commencé vers la fin des années 1950, Le principe des filtres adaptatifs est de déterminer un ensemble de coefficient d'un système qui évolue dans le temps [12].
Un filtre est rendu adaptatif si ses paramètres et ses coefficients sont modifiés selon un critère donné, dès qu'une nouvelle valeur du signal devient disponible. Ces modifications doivent suivre l'évolution du système.

Dans leur environnement aussi rapidement que possible, l'adaptation dans le filtre numérique est généralement associée à un fonctionnement en temps réel (dans le cas où les coefficients du filtre seraient variables dans le temps).

Le filtrage adaptatif conduit à la mise en œuvre de filtre a coefficient variables ou ces derniers sont modifiés selon un critère d'optimisation donné, dès qu'une nouvelle valeur du signal devient disponible. Il est réalisé, ainsi suivant un algorithme d'adaptation qui est déterminé en fonction de l'application [14].

2.3.1 Le rôle du filtre adaptatif

Le rôle primordial d'un filtre adaptatif est d'ajuster le paramètre w pour un objectif bien défini (minimisation de l'EQM : erreur quadratique moyenne).Le principe d'un filtre adaptatif bouclé par un algorithme d'adaptation est représenté sur la figure

2.3.2 Principe de base d'un filtre adaptatif

Le principe de base du filtre adaptatif est représenté par la figure suivant :

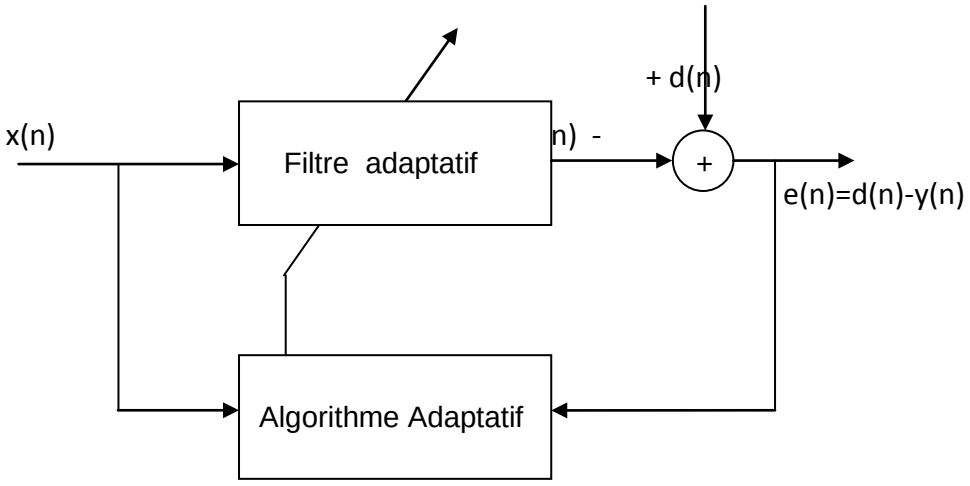

Figure 2.2 schéma de principe de base d'un filtre adaptatif.

Le fonctionnement du filtre adaptatif se décrit de la façon suivant :

Le signal d'entrée x(n) est convolué avec le filtre $w_{n,}$ Le résultat de cette convolution donne y(n).Le signal a la sortie du filtre y(n) est comparé au signal désirée d(n) .La

différence entre le signal désirée d(n) et le signal a la sortie du filtre y(n) donne le signal d'erreur e(n), permet de faire la mise à jour des coefficients du filtre adaptatif w_n.

À chaque itération les coefficients du filtre varient en du signal d'erreur e(n) et ce pour faire diminuer la différence entre la sortie du filtre y(n) et le signal désirée d(n) .Le signal d'erreur diminuer jusqu'atteindre dans certain cas une valeur nulle. À ce moment les coefficients du filtre adaptatif cessent de s'adapter.

2.3.3 Les types des structures de filtre programmable

La structure du filtre qu'on doit la programmer peut être de type RIF (réponse impulsionnelle finie) ou RII (réponse impulsionnelle infinie). Cependant, les effets de la limitation de la précision des calculs et de complexité arithmétique variant avec la structure comme pour les filtres des coefficients fixes. En outre, la structure des filtres influe sur la complexité des algorithmes. La structure RIF directe ou transversale est pratiquement simple à étudier et à réaliser [15].

2.3.4 Présentation des algorithmes de filtre adaptatif

L'adaptation nécessite une séquence d'apprentissage et une stratégie de mise à jour des coefficients du filtre dont l'objectif est la minimisation d'une erreur. Pour cela, on utilisera des algorithmes d'optimisation. Le détail de ces algorithmes dépasse le cadre du traitement du signal [11].

Nous allons présenter dans cette partie trois algorithmes largement utilisées en filtrage adaptatif, soit la famille de moindres carrées récursifs RLS (Récursive least square), la famille dz gradient stochastique LMS (least mean square), et le dernier algorithme de projection affine APA. Pour la famille RLS, la formule de base et sa version rapide FRLS seront décrites, Pour la famille LMS, on s'intéresse à étudier le LMS et le LMS normalisé NLMS (Normalized LMS), Pour la famille APA, notre intérêt porte sur l'algorithme APA original.

2.3.4.1 La famille RLS

L'algorithme de moindres carrées récursif RLS (Récursive least square) a pour but de minimiser la somme des carrées des erreurs, par la méthode de moindres carrées.

a) Algorithme RLS

Dans la méthode de moindres carrées exacte, on vise à minimiser par rapport au vecteur des paramètres w_n à chaque instant n, un critère défini sur les erreurs commises depuis l'instant initial. Ce critère est donné par [17].

$$J = \sum_{i=1}^{\infty} \lambda^{n-i} \ (y(i) - w^T)^2 \quad \textbf{(}2.14\textbf{)}$$

Oùλ est comprise entre 0 et 1 ($0 < \lambda \leq 1$) est un facteur d'oubli exponentiel qui permet à l'algorithme d'oublier le passé trop lointain et de poursuivre les non stationnarités intervenantes dans les signaux.

On suppose que les signaux x_n et y(n) sont nuls avant l'instant initial n=0, c'est à dire on se place dans le cas de la fenêtre antérieur.

La solution qui exprime la nullité du gradient de la fonctionnelle J Est donnée par :

$$\nabla J = 0 \ \leftrightarrow \ \nabla J = \ -2\left[\sum_{i=1}^{n} \lambda^{n-i} \ (x_i y(i)) - \sum_{i=1}^{n} \lambda^{n-i} \ x_i x_i^T w_n\right] \quad \textbf{(}2.15\textbf{)}$$

$$R_{M,n}\, w_n = r_{M,n} \quad \textbf{(}2.16\textbf{)}$$

$$w_n = R_{M,n}^{-1} r_{M,n} \quad \textbf{(}2.17\textbf{)}$$

Où$R_{M,n}^{-1}$représente la matrice d'auto-corrélationà court terme à l'itération n qui est donnée par la relation suivante :

$$\mathrm{R_{M,n}} = \sum_{i=1}^{n} \lambda^{n-i} \ x_i x_i^T$$

$$= \lambda \mathrm{R_{M,n-1}} + x_i x_i^T \quad \textbf{(}2.18\textbf{)}$$

Le vecteur $\mathrm{r_{M,n}}$ désigne le vecteur d'inter-corrélation à court terme a l'instant n donnée par la relation :

$$\mathrm{r_{M,n}} = \sum_{i=1}^{n} \lambda^{n-i}\, x_i d(i)$$

$$= \lambda \mathrm{r_{n-1}} + x_i d(i) \qquad \textbf{(}2.19\textbf{)}$$

Par substitution des équations **(**2.18) et **(**2.19) dans **(**2.16) on obtient :

$$\lambda \mathrm{R_{L,n-1}} \mathrm{w_{n-1}} = \lambda \mathrm{r_{M,n-1}} \qquad \textbf{(}2.20\textbf{)}$$

On obtient la solution équivalente à **(**2.17) mais sous une forme récursive :

$$w_n = w_{n-1} k_{M,n} e(n) \qquad \textbf{(}2.21\textbf{)}$$

Avec

$$\mathrm{k_{M,n}} = \begin{bmatrix} k_{M,n}^{1} \\ k_{Mn,}^{2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ k_{M,n}^{M} \end{bmatrix} = R_{M,n}^{-1} x_n$$

$$\mathrm{e(n)} = \mathrm{y(n)} - \mathrm{w_n^T x_{\boldsymbol{n}}} \qquad \textbf{(}2.22\textbf{)}$$

Où le vecteur $\mathrm{k_{M,n}}$ appelé gain de Kalman.

La formule **(**2.21) nécessite l'inversion d'une matrice carré d'ordre M dont le cout de calcule est de l'ordre M^3 opération arithmétiques par itération.

L'algorithme des moindres carrés récursifs RLS (Récursive Least Square) résout ce problème avec un nombre d'opérations arithmétiques proportionnel à M^2.

En appliquant à la matrice $\mathrm{R_{M,n}}$ le lemme d'inversion matricielle suivant [18] :

$$(A + BV^T) = A^{-1} - \frac{A^{-1}BV^TA^{-1}}{1+V^TA^{-1}B} \quad (2.23)$$

avec

A= $\lambda \mathrm{R_{M,n-1}}$; B = V = $\mathrm{x_n}$

Il devient

$$R_{M,n}^{-1} = \lambda^{-1}\left[R_{M,n-1}^{-1} - \frac{R_{M,n-1}^{-1}x_n x_n^T R_{M,n}^{-1}}{\lambda + x_n x_n^T R_{M,n}^{-1}}\right] \quad (2.24)$$

Cet algorithme, appelé ‹‹ algorithme de moindre carré récursifs (RLS) ››,
Permet, en propageant une matrice carré M*M, de trouver itérativement la solution qui minimise le critère (2.16), cette solution nécessite un cout en opération arithmétique proportionnel à M^2. Cette dernière décennie, on s'est aperçu que la solution des moindres carrés pouvait être obtenue avec un cout opératoire proportionnel à M, ceux sont les algorithmes de moindre carré rapides.

2.3.4.2 La famille LMS

L'un des premiers algorithmes est l'algorithme du gradient stochastique ou LMS (least-mean-square) conçu par Widrow et Hoff en 1959.Cet algorithme est base sur une estimation simple et peu complexe du gradient. Ce type de filtre est très simple, mais il est inefficace pour la problématique de l'annulation d'écho en raison de la grande variation d'énergie contenue dans la vois, ces variation d'énergie provoque une divergence de filtre [15].
Pour résoudre ce problème Haykin a introduit le gradient normalisé NLMS, la modification apportée consiste à normalisé la correction des coefficients en fonction

de l'énergie du signale, le pas dans ce calcule varie de façon inversement proportionnelle à l'énergie contenue dans le signale. Ainsi en présence d'une grande énergie, l'adaptation du filtre et ralentie. Ce ralentissement permet d'éviter les cas de divergence qui pourraient subvenir avec le filtre LMS.

a) Algorithme du gradient stochastique LMS

L'idée de type gradient stochastique et de remplacer la moyenne statistique dans l'algorithme de gradient déterministe de l'équation suivant Par sa valeur instantanée [16].

$$w_{n+1} = w_n + \mu[r - Rh_n] \quad (2.25)$$

μ : est le pas d'adaptation

$$r \cong y(n)x(n) \quad (2.26)$$

Et

$$R \cong x(n)x(n)^T \quad (2.27)$$

Remplaçant (2.26) et (2.27) dans (2.25) on obtient la relation suivante :

$$w_{n+1} = w_n + 2\mu e_n x_n \quad (2.28)$$

Tel que :$e(n) = d(n) - w_n^T x_{\boldsymbol{n}}$

La condition nécessaire et suffisante de convergence de l'algorithme (LMS) est :

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}}$$

Une étude plus précise (en moyenne quadratique), mais qui repose également sur des hypothèses contestables conduit à la condition plus contraignante :

$$0 < \mu < \frac{1}{Trce\,(R)} = \frac{2}{M\sigma_x^2}$$

Trace (R) : désigne la somme des éléments de la diagonale de la matrice R.

σ_x^2 : désigne l'énergie du signal d'entrée x_n.

b) Algorithme du gradient stochastique normalisé NLMS

L'algorithme de gradient stochastique normalisé NLMS est une variante du LMS dont le gain d'adaptation est normalisé par l'énergie de signale d'entré x(n)

Pour des signaux non stationnaire l'énergie de signal x(n) varie avec le temps, l'algorithme LMS aura du mal à fonctionnes correctement puisque μ est constant.

L'algorithme LMS normalisé est obtenu en minimisant la fonction cout suivant [11] :

$$J(n) = || h(n+1)-h(n) ||^2 \qquad (2.29)$$

Avec la contrainte :

$$d(n) = h^T (n+1)x(n) \qquad (2.30)$$

Cela revient à minimiser la mise à jour des coefficients du filtre tout en minimisant le signal d'erreur pour x(n).

La solution de ce problème est obtenue en utilisent la technique des multiplieurs de LaGrange. En effet, on cherchera à minimiser par rapport ah (n+1).

$$J(n) = || h(n+1)-h(n) ||^2 + \lambda\,[d(n)-h^T(n+1)x(n)] \qquad (2.31)$$

Où λ est le multiplieur de Lagrange on obtient :

$$\frac{\partial j(n)}{\partial h(n+1)} = 2[h\,(n+1)-h(n)] + \frac{\lambda}{2}x(n) \qquad (2.32)$$

= 0 L×1

Soit

$$h(n+1)=h(n)+\frac{\lambda}{2}x(n) \qquad (2.33)$$

Or d'après la contrainte :

$$d(n) = h^T (n+1)\, x(n)$$

$$= h^T(n)\, x(n) + \frac{\lambda}{2}x^T(n)\, x(n)$$

Ce qui donne :

$$\lambda = \frac{2e(n)}{x^T(n)\, x(n)} \qquad (2.34)$$

Finalement, on obtient l'algorithme NLMS:

$$h\,(n+1) = h(n) + \frac{\lambda}{2}x(n)$$

$$= h(n)+\frac{1}{x^T(n)\, x(n)}x(n)e(n)$$

En pratique, pour mieux contrôler la mise à jour des coefficients du filtre, on introduit un facteur positiveα où ($0<\alpha<2$):

$$h(n+1)=h(n)+\frac{\alpha}{x^T(n)\, x(n)}\, x(n)e(n)$$

En fait, pour L assez grand et pour un signal stationnaire, on a:

$$\frac{\alpha}{xT(n)\, x(n)} = \frac{\alpha}{\sum_{l=0}^{L-1} x^2(n-l)} \qquad (2.35)$$

$$\approx \frac{\alpha}{L\sigma_x^2} = \mu$$

Qui est le pas d'adaptation du LMS.

Pour éviter des difficultés numériques (division par des petits nombres) quand l'énergie du signal d'entrée est petite, on modifie l'algorithme comme suit:

$$h(n+1)=h(n)+\frac{\alpha}{\delta+x^T(n)\,x(n)}\,x(n)e(n) \qquad (2.36)$$

Ouδ> 0 est un paramètre de régularisation.

c) Stabilité de l'algorithme NLMS

Pour simplifier, on suppose que δ =0. L'erreur du signal:

$$e(n)=d(n) - h^T(n)x(n) \qquad (2.37)$$

Et aussi appelée erreur "a priori" car elle utilise les coefficients du filtre avant la mise à jour. L'erreur "a postériori" est définie par:

$$é(n)=d(n)-h^T\,(n+1)\,x(n) \qquad (2.38)$$

Et se calcule une fois que la mise à jour a été effectuée.
L'algorithme peut être considéré comme stable si la valeur absolue de l'erreur "a posteriori" est plus petite que celle de l'erreur "a priori", ce qui est logique puisque e(n) exploite davantage d'informations.
En remplaçant l'équation du NLMS:

$$h(n+1)=h(n)+\frac{\alpha}{x^T(n)\,x(n)}\,x(n)e(n)$$

Dans l'erreur "a posteriori", on obtient:

é(n)=d(n)−h^T(n+1)x(n)

= d(n)−h^T(n)x(n) – αe(n)

= e(n)[1−α]

Donc:

|é(n)|<|e(n)|

|e(n)[1−α]|< |e(n)|

|1−α|< 1

0<α<2

Qui est la condition de stabilité de l'algorithme NLMS.

2.3.4.3 La famille des algorithmes de projection affine exacte

Il est possible d'améliorer la convergence de l'algorithme LMS en modifiant la direction d'adaptation des coefficients du filtre d'identification, cette analyse est l'origine des algorithmes de projection affine qui sont obtenus par une projection d'ordre multiple k [19]. Les algorithmes d'ordre k sont caractérisés par le fait qu'ils annulent les k erreurs a posteriori produites par le filtre d'identification. Ces algorithmes possèdent de ce fait de bien meilleur propriétés de convergence sur des signaux fortement corrélé que l'algorithme LMS. Toutefois, leur complexité arithmétique initiale est trop importante. Plusieurs versions rapides de ces algorithmes ont été proposées afin de réduire la complexité initiale.

Algorithme de projection affine exacte :

Prenons l'équation suivant :

$$W_{n+1}= W_n+ \mu[R_x+\delta I]^{-1} [r - R_x W_n] \quad (2.39)$$

Remplaçons la moyenne statistique par sa valeur instantanée [15]. Et choisissons un entier K (K ≤ M) tel que M et la taille du vecteur poids w.

$$R \cong \frac{1}{K} \left(\sum_{j=n-k+1}^{n} \mathrm{X}_j^* Xj\right) \quad (2.40)$$

$$r \cong \frac{1}{K} \left(\sum_{j=n-k+1}^{n} y(j)\mathrm{X}_j^*\right) \quad (2.41)$$

C'est-à-dire que pour chaque itération n, on prend les k vecteur les plus récents du signal d'entrée et les k vecteur les plus récents du signal de sortie

$X_n = [x_n, x_{n-1} \ldots\ldots\ldots x_{n-k+1}]$ de taille de K*M

$x_n = [x(n), x(n-1), \ldots.. x(M)]$

$y_n = [y(n), y(n-1), \ldots.. y(n-k+1)]$ K*1

On réécrire (2.40) et (2.41) de la façon suivant :

$$R \cong \frac{1}{K} \mathrm{X}_n^* Xn \quad (2.42)$$

$$r \cong \frac{1}{K} \mathrm{X}_n^* yn \quad (2.43)$$

Remplaçons ces dernières équations dans la formule récurrente on trouve :

$W_{n+1} = W_n + \frac{\mu}{K} [\mathrm{X}_n^* X_n + \delta \mathrm{I}]^{-1} [\mathrm{X}_n^* d_n - \mathrm{X}_n^* X_n W_n]$

$W_{n+1} = W_n + \mu[\mathrm{X}_n^* X_n + \delta \mathrm{I}]^{-1} \mathrm{X}_n^* [d_n - X_n W_n]$ (2.44)

Or on a $(\delta \mathrm{I} + \mathrm{X}_n^* X_n)^{-1} \mathrm{X}_n^* = \mathrm{X}_n^* (\delta \mathrm{I} + X_n \mathrm{X}_n^*)^{-1}$ (2.45)

Par substitution de (2.45) dans (2.44) on aura :

$W_{n+1} = W_n + \mu \mathrm{X}_n^* [\mathrm{X}_n^* X_n + \delta \mathrm{I}]^{-1} [d_n - X_n W_n]$ (2.46)

Cette dernière formule représente l'algorithme de l'APA régularisé.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le problème d'identification résolu par le filtrage de Wiener, et le filtrage adaptatif en décrivant l'essentiel des équations qui formulent les algorithmes adaptatifs de type gradient stochastique, NLMS et les algorithmes de projection affine.

Dans le prochain chapitre nous allons traiter le problème de l'écho acoustique et les méthodes utilisées pour l'annulation de ce dernier en introduisant aussi la notion de sous bande.

Chapitre 3 Annulation d'écho acoustique

3.1 Introduction

Les nouveaux services terminaux audio développés pour les systèmes de télécommunications (téléconférence, téléphones mains-libres, visiophonies, radiotéléphones mains-libres de voiture, etc…) amènent à considérer le milieu acoustique (salle, véhicule) comme faisant part entière de la chaîne de communication.

Ces nouveaux terminaux sont caractérisés par la diffusion de la parole sur haut-parleur et la prise de son par un ou plusieurs microphones distants de l'utilisateur. Contrairement aux téléphones classiques équipés d'un combiné, ces nouveaux terminaux interagissent fortement avec l'environnement acoustique : l'espace dans lequel ils sont disposés.

Dans ces conditions, la communication avec de tels systèmes peut être considérablement altérée par le bruit ambiant ainsi que par le phénomène de l'écho acoustique. Aussi des traitements de réduction de bruit et d'annulation d'écho s'avèrent indispensables pour assurer une communication de bonne qualité. L'objectif dans ce cas, est de minimiser pour l'utilisateur la puissance des signaux perturbateurs (écho, bruit) sans dégrader le signal utile (parole). Ce chapitre sera consacré entièrement pour le contrôle d'écho.

Un écho est le phénomène dans lequel une version retardée et distordue d'un son est réfléchie et renvoyée vers la source. La base théorique des annuleurs d'écho est le filtrage adaptatif. Ce domaine a été largement étudié pendant les dernières décennies et la conception des premiers dispositifs d'annulation adaptative date du milieu des années 60 [20].

Initialement destinés à annuler l'écho du locuteur éloigne lors de communications vocales longues distances, les annuleurs d'écho sont aujourd'hui partie intégrante des dispositifs de communication dits mains-libres comme ceux mis en œuvre pour les téléconférences ou la téléphonie automobile. Les annuleurs d'écho étaient

utilisés au début que pour lutter contre l'écho ligne mais au fil du temps l'annulation d'écho acoustique est devenue indispensable.

De nombreuses solutions existent aujourd'hui et permettent d'obtenir de nettes améliorations concernant la qualité des communications et donne le confort des utilisateurs.

3.2 L'écho dans le système des télécommunications

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

3.3 L'écho électrique

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

3.4 L'écho acoustique

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que l'écho électrique est provoqué par le réseau de télécommunications, ce qui n'est pas le cas pour l'écho acoustique. L'origine de l'écho acoustique provient de l'utilisation de nouveaux systèmes de télécommunications dits "mains libres". Au début des télécommunications, l'utilisateur était obligé de coller son oreille à un combiné pour entendre son interlocuteur distant.

Aujourd'hui, les nouveaux systèmes de télécommunications permettent la liberté de mouvement du locuteur en restituant le son de l'interlocuteur sur un haut-parleur (figure 3.1). Le couplage acoustique, généré par l'utilisation de tels systèmes de télécommunications mains libres, provoque certains effets indésirables comme le phénomène de l'écho acoustique ou encore l'instabilité de la boucle de communication [21].

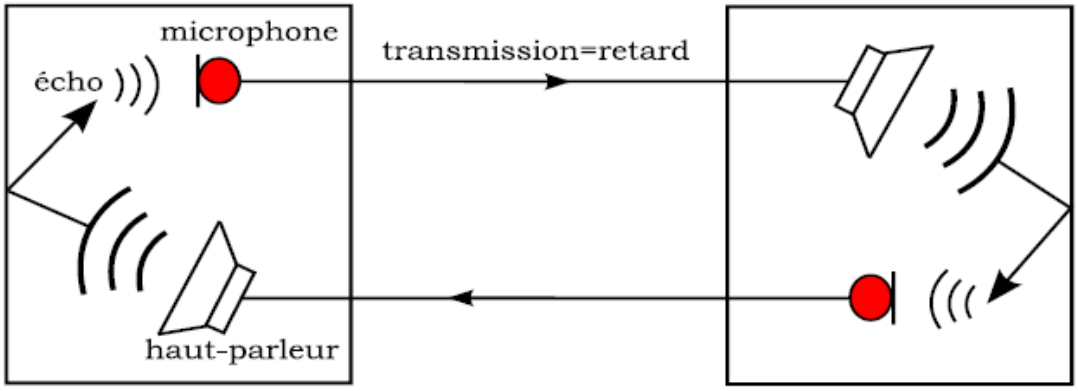

Figure 3.1 Exemple de communication bidirectionnelle avec écho acoustique.

L'écho acoustique est provoqué par la transmission du signal émis par le haut-parleur et reçu par le microphone : cette transmission est composée d'un trajet direct et de multiples réflexions captées par le microphone, et a pour conséquence de renvoyer vers le locuteur qui a prononcé la parole dans une salle distante son propre signal. C'est donc la propagation acoustique d'une onde sonore à l'intérieur d'un volume donné qui provoque l'écho acoustique. Le phénomène de l'écho acoustique présente des complexités du fait que ses propriétés acoustiques sont très variables en fonction de l'environnement correspondant. Il suffit de s'intéresser à quelques exemples d'utilisation de systèmes mains libres pour apprécier la difficulté du problème. Les réseaux de télécommunications actuels supportent des débits d'information considérables et autorisent la transmission simultanée et en temps réel d'images et de son. Cette avancée technologique permet par conséquent l'organisation de téléréunions entre locuteurs de sites distants en leur offrant une sensation de présence et de naturel. Les exemples les plus standards d'applications de téléréunions sont par exemple, la téléconférence et la visioconférence sur PC.

Pour la téléconférence, une salle spécialement conçue pour cette application est généralement utilisée.

Lorsqu'un son est émis à l'intérieur d'une salle (ou d'une voiture), il subit des transformations physiques qui peuvent être comprises grâce aux principes de l'acoustique des salles. Des interprétations théoriques précises peuvent être obtenues en faisant appel aux domaines de l'acoustique géométrique, ondulatoire et statistique [22]. Néanmoins, le phénomène physique peut être décrit simplement et succinctement comme suit. Une onde sonore, émise par un émetteur, se propage suivant les lois de l'acoustique vers un récepteur. Au cours de son trajet, l'onde subit l'influence de l'environnement acoustique dans lequel elle se propage. Le phénomène se résume, dans le cas d'une propagation dans un espace libre, à l'absorption d'une onde sonore par l'air qui dépend de paramètres (température, pression atmosphérique, etc...) variant lentement dans le temps par rapport à l'échelle de stationnarité du signal sonore. S'ajoutent à cela des phénomènes de réflexion, diffraction, diffusion, et absorption provoqués par les parois et obstacles présents dans l'espace clos. Le trajet de propagation d'une onde sonore est appelé canal acoustique. Le canal acoustique est entièrement défini par le milieu de propagation (en l'occurrence l'air), l'espace clos (sa géométrie, ses propriétés acoustiques), la source (dans le cas de l'écho, le haut-parleur), et le récepteur (dans le cas de l'écho, le microphone). Les caractéristiques de la réponse impulsionnelle associée au trajet d'écho acoustique dépendent directement de ces différents paramètres.

La réponse impulsionnelle d'un canal acoustique se présente sous la forme d'une onde directe et d'une succession d'ondes réfléchies par les parois d'une salle particulière. Un exemple d'une réponse impulsionnelle mesurée dans une salle est représenté par la figure (3.2).

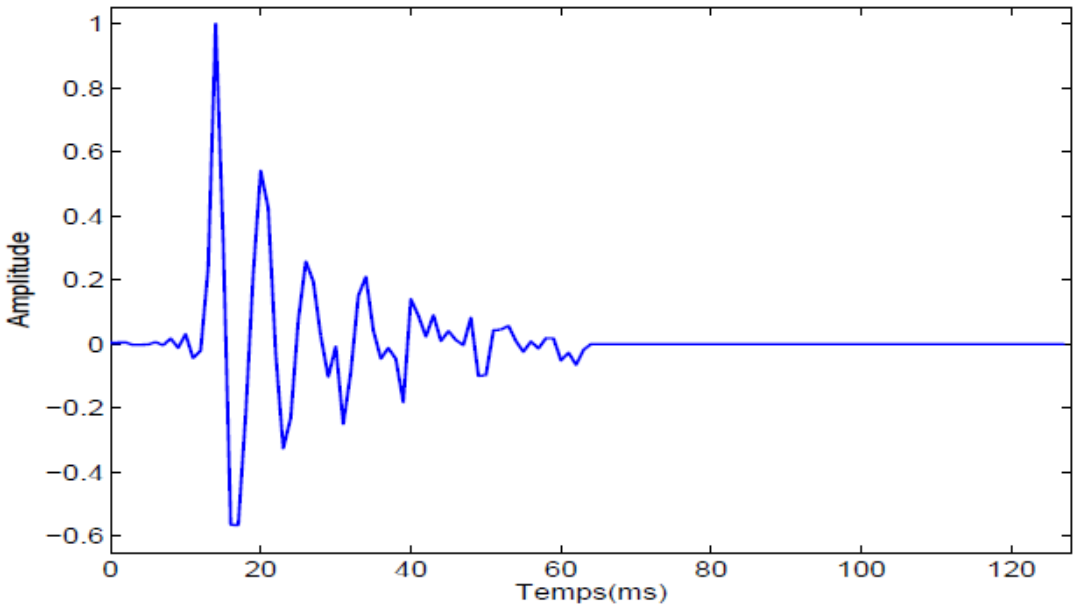

Figure 3.2 Exemple de réponse impulsionnelle du canal acoustique.

Les ondes se propagent en trajet direct (le trajet le plus court emprunté par l'onde sonore) jusqu'à ce qu'elles rencontrent un obstacle sur lequel elles se réfléchissent tout en perdant de l'énergie. En réalité, la réponse impulsionnelle de couplage acoustique est de durée infinie mais il est généralement admis que son support temporel significatif est de l'ordre de 50 à 100 ms dans une voiture, et de 250 ms à 300 ms dans une salle de téléconférence.

L'écho acoustique, résultant du couplage acoustique entre un haut-parleur et un microphone, peut donc être caractérisé par la réponse impulsionnelle du canal acoustique correspondant. Cette réponse impulsionnelle qui est très sensible et dépendante de son environnement acoustique, peut varier rapidement d'un instant à un autre, puisque la taille de la salle, le revêtement des murs, la présence d'objets ou de personnes dans la salle, etc..., sont autant de paramètres qui influent sur la nature du couplage acoustique et modifient cette réponse.

3.5 La gêne provoquée par l'écho

Avant de présenter les différentes techniques de traitement de l'écho acoustique, il est important de comprendre sous quelles conditions l'écho est perçu comme une perturbation gênante.

L'écho acoustique est présent de façon gênante pour un délai de transmission global de 30 ms. Ce délai est largement dépassé que ce soit dans le cadre de la radiotéléphonie mains libres où le retard de transmission est de l'ordre de 180 ms ou dans des contextes de téléconférence où le traitement et la transmission de la voix introduisent un retard supérieur. Dans ce cas, un traitement spécifique doit être impérativement mis en œuvre pour préserver la qualité de la communication.

Dans le cas de simple parole et pour des retards inférieurs à 25ms, un système d'annulation d'écho doit fournir une atténuation de l'écho de l'ordre de 24 dB. Ce même système doit être capable de fournir une atténuation de l'écho de 40 dB pour des retards excédant 25 ms [23].

3.6 Les traitements classiques de l'écho

Dans ce paragraphe, nous proposons de décrire le concept du système d'annulation d'écho acoustique et de présenter les principales méthodes algorithmiques existantes. Nous nous intéressons plus spécifiquement à la résolution du problème posé par l'écho acoustique, résolution basée sur des techniques de filtrage adaptatif.

Les algorithmes de filtrage adaptatif sont très nombreux et ont été largement étudiés dans la littérature. Nous en rappelons les principaux en les classifiant par famille, même s'il a été démontré que tous les algorithmes adaptatifs sont liés entre eux et peuvent se déduire les uns des autres au moyen d'approximations [15]. Nous présentons tout d'abord les algorithmes qui ont certainement suscité le plus de travaux, à savoir le LMS, RLS, NLMS, PNLMS, et PNLMS + +. Intérêt justifié par le fait que le premier est simple à mettre en œuvre et le dernier à une vitesse de convergence optimale.

3.7 Introduction au principe de l'annulation d'écho acoustique

L'annulation d'écho acoustique est un des axes d'évolution récents les plus importants dans le domaine des communications. Il s'agit d'une application des techniques d'identification des systèmes, le système à étudier étant le chemin d'écho acoustique. En télécommunications, il est souvent nécessaire d'éliminer des échos gênants. C'est notamment le cas pour la transmission de données en mode bidirectionnel simultané sur deux fils ou pour la transmission téléphonique par satellite.

Les échos proviennent de réflexions des signaux électriques. Les réflexions acoustiques peuvent aussi être gênants dans les terminaux téléphoniques à mains-libres pour les salles d'audio ou vidéo conférence [27,28].

Une solution simple et commune vient immédiatement à l'esprit. En effet, l'utilisation de filtres adaptatifs pour estimer l'écho est devenu courante dans les applications de téléphonie. Ce procédé (figure 3.3) permet la construction d'une image de l'écho qui sera soustraite au signal reçu [29, 30, 31, 32, 33].

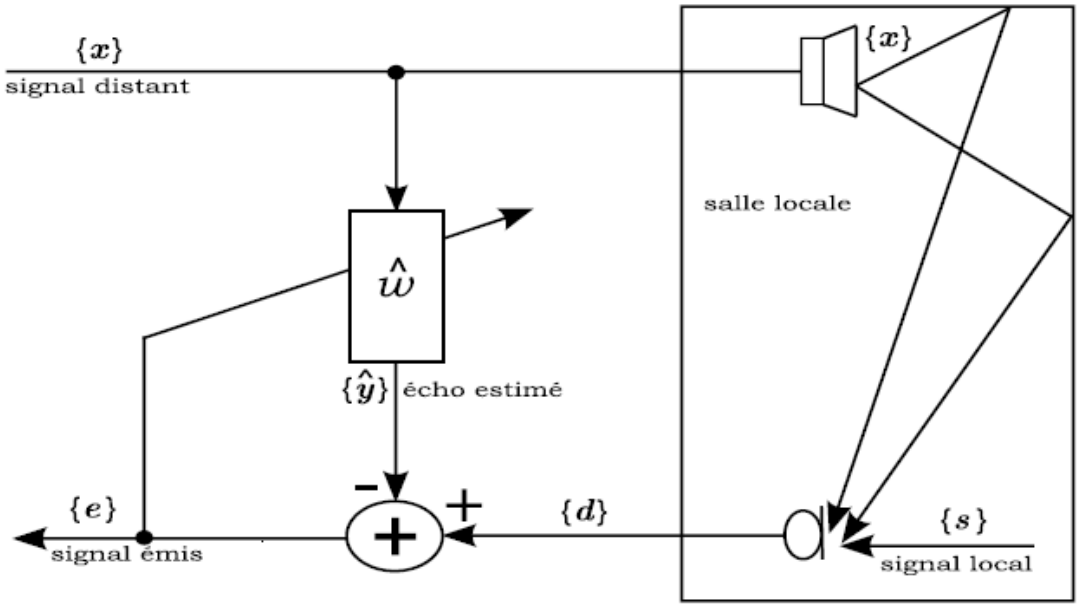

Figure 3.3 Principe de l'annulation d'écho acoustique.

Un exemple simple est donné dans le cas d'une application téléphonique ou de téléconférence dans laquelle le signal éloigné {x} provient d'un haut-parleur. Le microphone reçoit un signal {d} comportant un écho {y} du signal {x} et un signal proche {s}. Cet écho peut être modélisé comme le passage du signal {x} à travers la fonction de transfert du local dans lequel se trouvent le haut-parleur et le micro (figure 3.3). L'écho bruité est renvoyé par le microphone. Le chemin d'écho est la matérialisation de toutes les réflexions subies par le signal éloigné avant d'atteindre le microphone.

Les dispositifs d'annulation d'écho mettent en œuvre des filtres adaptatifs dont l'adaptation du très grand nombre de coefficients est généralement réalisée grâce à des algorithmes du gradient stochastique. La rapidité et la précision de cette adaptation sont des points très critiques. En effet, les couplages acoustiques dans une salle sont caractérisés par un spectre rapidement évolutif avec de nombreux creux très prononcés. De plus, les signaux comme la parole ou le son sont fortement non stationnaires, ce qui rend le problème d'annulation d'écho plus difficile à résoudre. L'adaptation du filtre adaptatif, $\widehat{\omega}$ est classiquement réalisée en l'absence de parole locale (parole du locuteur présent dans la salle locale). Lorsqu'une occurrence de double parole (présence à la fois de parole locale et de parole lointaine) est détectée, l'adaptation du filtre est stoppée. Lebon fonctionnement de l'annuleur d'écho repose donc implicitement sur l'emploi d'un détecteur d'activité vocale, contrôlant à la fois réception et émission. La structure typique d'un contrôle de l'écho acoustique est présentée sur la figure (3.4). En plus du filtrage réalisé par l'annuleur d'écho, un bloc de détecteur d'activité de voix locale est ajouté pour agir en cas de double parole ou de parole locale seule.

En cas de parole locale seule, le gain en réception est diminué pour se prémunir d'un retour d'écho dans la salle locale. En cas de double parole, le détecteur d'activité vocale permet de déterminer le sens de transmission à favoriser, ce qui se traduit par une augmentation du gain en réception et une diminution du gain en émission si le locuteur distant est favorisé et inversement si c'est le locuteur local qui est favorisé.

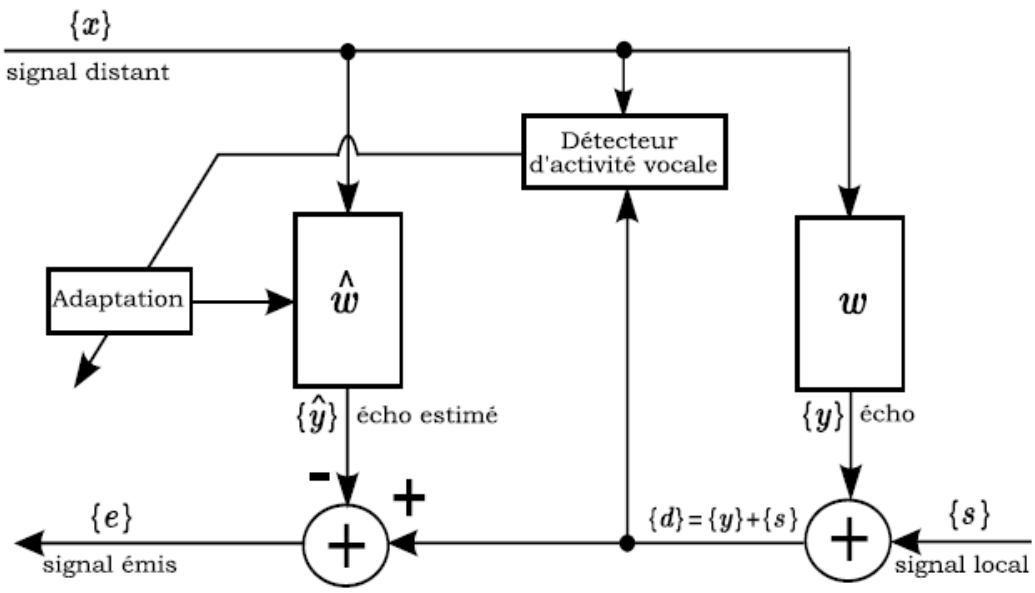

Figure 3.4 Structure complète d'un système d'annulation d'écho.

3.8 Annulation d'écho acoustique par filtrage adaptatif en sous-bande

L'annulation de l'écho acoustique requiert la connaissance d'un modèle pour le chemin d'écho acoustique identifié. Toutefois, la réponse impulsionnelle du chemin d'écho en question peut varier en fonction du temps. Le filtrage adaptatif est l'approche la plus appropriée dans ce cas pour estimer les paramètres variables du chemin d'écho. L'algorithme adaptatif LMS (ou aussi NLMS), basé sur le gradient de fonction de coût, est un algorithme très utilisé dans le domaine, surtout pour sa simplicité d'implémentation [23].

Une caractéristique de l'algorithme LMS est que son taux de convergence dépend de la longueur du filtre à adapter et aussi de la corrélation du signal d'entrée du filtre à adapter. En effet, rappelons que le taux de convergence des coefficients pour LMS est optimal lorsque l'étalement des valeurs propres de la matrice d'autocorrélation du signal d'entrée est unitaire [24]. Dans le cas de l'annulation de l'écho acoustique, ces deux caractéristiques limitantes surviennent quand le filtre modélisant le chemin d'écho est très long et le signal passant par le filtre adaptatif est corrélé. Pour contrer ces limitations et augmenter le taux de convergence par rapport au LMS

classique, l'adaptation en sous-bande du filtre s'avère être une méthode intéressante et assez simple à implémenter.

3.8.1 Structure du filtre adaptatif en sous-bande

La structure de la figure (3.5) est valide pour l'identification du filtre W_d dans le cas de l'adaptation dans toute la bande de fréquences. L'adaptation peut alors se faire à l'aide de l'algorithme NLMS par exemple. Toutefois, l'annulation totale de l'écho acoustique requiert un filtre transverse W_N (n-1) très long. Comme le taux de convergence de LMS diminue en augmentant la longueur du filtre, l'annulation de l'écho acoustique en temps réel peut devenir difficile. L'adaptation des coefficients dans plusieurs sous-bandes parallèles suggère un meilleur taux de convergence, comme nous le verrons plus loin.

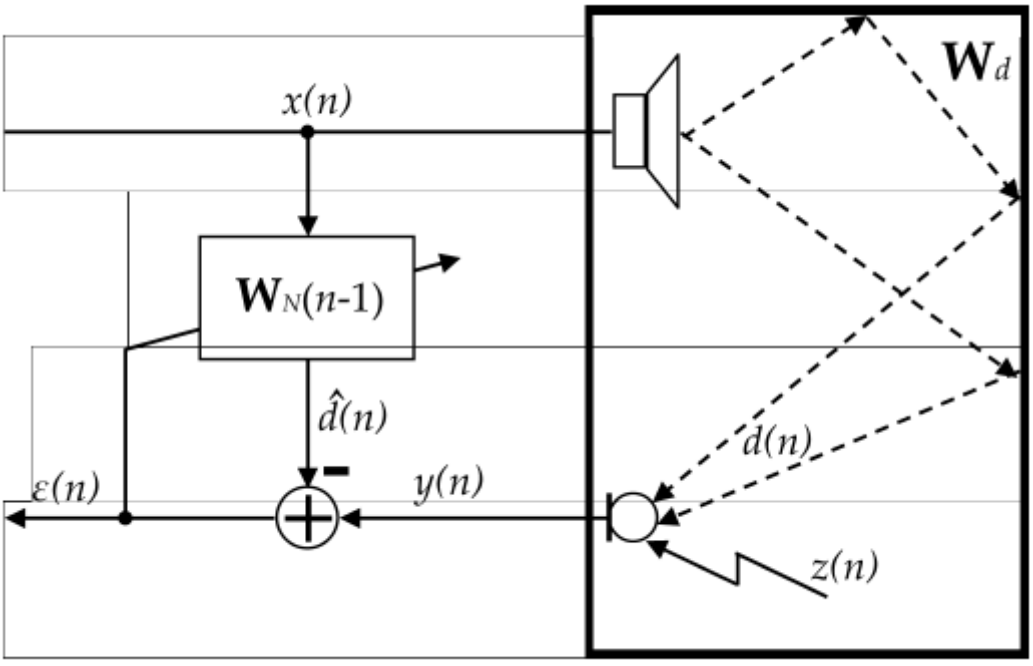

Figure 3.5 Structure générale d'un système pour l'annulation d'écho.

3.8.2 Annuleur d'écho acoustique en sous-bande

3.6.2.1 Méthode classique

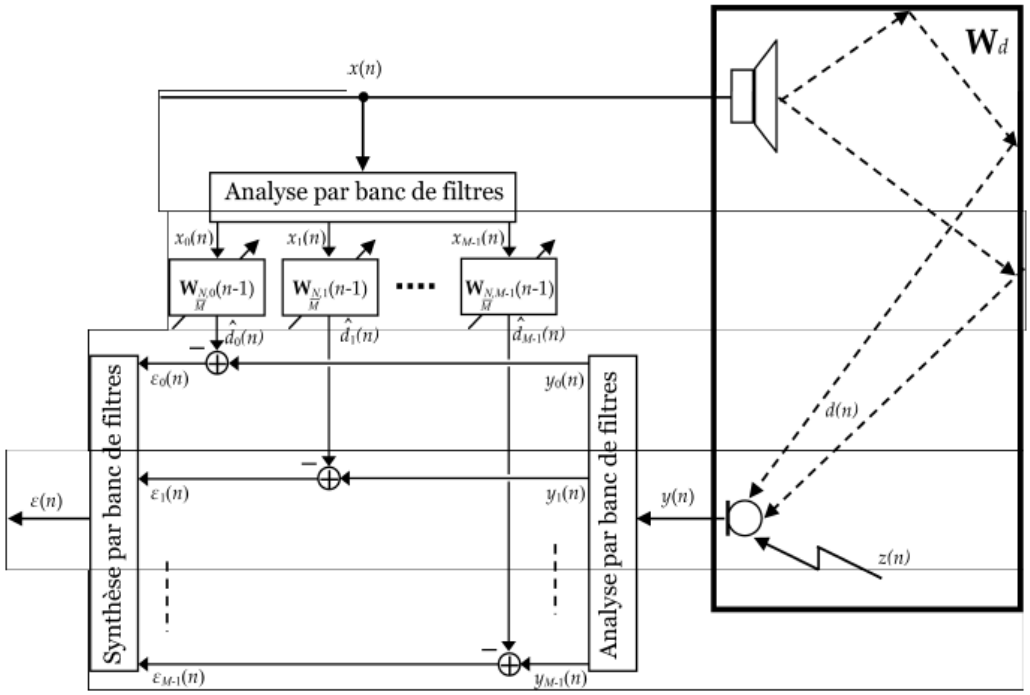

Figure 3.7 Annuleur d'écho en sous-bande classique.

L'idée principale de l'annuleur d'écho adaptatif en sous-bande est d'annuler l'écho dans différentes bandes de fréquence séparant par un ensemble de filtres adaptatifs parallèles, chacun de ces filtres adaptatifs parallèles identifient seulement le chemin d'écho dans une petite partie de la largeur de bande originale. Puisque chaque sous-bande couvre seulement une petite fraction du spectre entier du signal d'entrée, les filtres adaptatifs en sous-bande opèrent sur les signaux avec des spectres plus plats par rapport au signal de la pleine bande, ayant pour résultat un taux de convergence sensiblement plus rapide. D'ailleurs, les filtres adaptatifs en sous-bande fonctionnent à un taux d'échantillonnage amoindri, rapportant une réduction significative de la complexité de calcul.

Sur la figure (3.7), les signaux en pleine bande $\mathbf{x}$ (n) et $\mathbf{y}$ (n) sont décomposés par une analyse par banc de filtres en plusieurs signaux avec une largeur de bande inférieur, $\mathbf{x}_m$(n) et $\mathbf{y}_m$(n). Alors un filtre adaptatif dans chaque sous-bande estime le signal d'écho résiduel en sous-bande, ε_m(n), après le signal d'écho résiduel en pleine

bande, ε_m(n), est reconstruit par une synthèse par banc de filtre (ensemble de filtres numériques travaillant en parallèle et découpant la bande de fréquence en M sous-bande).

Au contraire de la méthode amélioré dans cette méthode classique on a plusieurs filtres adaptatifs.

$$w_1\,(k+1) = w_{\,1}(k) + \mu_1 \frac{x_1(k)}{\|x_1(k)\|^2} e_1(k) \tag{3.14}$$

$$w_2\,(k+1) = w_2\,(k) + \mu_2 \frac{x_2(k)}{\|x_2(k)\|^2} e_2(k) \tag{3.15}$$

.

.

$$w_N\,(k+1) = w_N\,(k) + \mu_N \frac{x_N(k)}{\|x_N(k)\|^2} e_N(k) \tag{3.16}$$

3.8.2.2 Méthode de sous bande amélioré

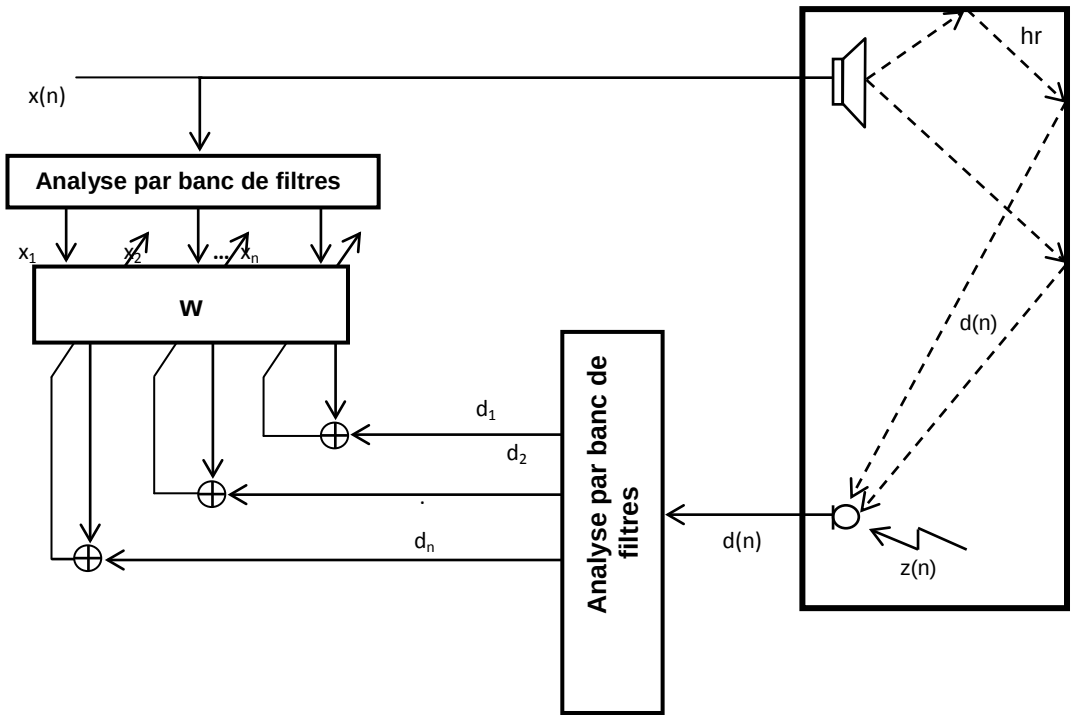

Figure 3.6 Annuleur d'écho en sous-bande amélioré.

La sortie à chaque sous-bande peut être écrite comme

$$y_{i,D}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m(k) x_i(kN - m) = w^T(k) x_i(k) \quad (3.1)$$

où

$$x_i(k) = \begin{bmatrix} x_i(kN), x_i(kN-1), \dots, x_i(kN-N+1), x_i(-N), \dots, \\ x_i(kN-M+1) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

est le vecteur de données d'entrée pour la ième sous-bande.

Le vecteur $w(k) = [w_0(k), w_1(k), \dots, w_{M-1}(k)]^T$ est le filtre adaptatif en sous bande.

Le signal d'erreur de sous-bande décimé est alors défini par.

$$e_{i,D}(k) = \left[d_{i,D}(k) - w^T(k) x_i(k)\right]$$

Basé sur le principe de minimum perturbation [34], nous utilisons ce critère comme un problème d'optimisation multi- contrainte comme suit.
Minimiser la norme euclidienne au carré de la variation de vecteur de poids de prise

$$f[w(k+1)] = \|w(k+1) - w(k)\|^2 \quad (3.3)$$

Soumis à l'ensemble des N contraintes imposées à la décimé filtrer la sortie

$$d_{i,D}(k) = w^T(k+1) x_i(k) \quad \text{i=0,..., N-1} \quad (3.4)$$

En appliquant la méthode des multiplicateurs de Lagrange, nous combinons (3.3) et (3.4) pour la formation de la fonction de Lagrange

$$J(k) = f[w(k+1)] + \sum_{i=0}^{N-1} y_i\left[d_{i,D}(k) - w^T(k+1)x_i(k)\right] \quad (3.5)$$

Dans cette fonction quadratique, les λ_i sont les multiplicateurs de Lagrange concernant les multiples contraintes décrites dans (3.4). En dérivant (3.5) par rapport au vecteur $w(k+1)$ on obtient.

$$w(k+1) = w(k) + \frac{1}{2}\sum_{i=0}^{N-1} y_i x_i(k) \quad (3.6)$$

En substituant (3.6) dans les N contraintes de (3.4), On donne un système de N équations linéaires. En mettant ces équations en forme de matrice et en résolvant les multiplicateurs de Lagrange, nous obtenons :

$$\lambda = 2[X^T(k)X(k)]^{-1}e_D(k) \quad (3.7)$$

Où

$\lambda = [\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \ldots \lambda_{N-1}]^{-1}$

est le vecteur de Lagrange.

$$\lambda_i = 2\frac{e_{i,D}(k)}{\|x_i(k)\|^2} \quad \text{i=0,…,N-1} \quad (3.8)$$

En combinant les résultats de (3.6) et (3.8), on obtient l'équation du filtre adaptatif :

$$w(k+1) = w(k) + \mu\sum_{i=0}^{N-1}\frac{x_i(k)}{\|x_i(k)\|^2}e_{i,D}(k) \quad (3.9)$$

Avec :

- μ : Paramètre positif qui décrit le pas d'adaptation.

Il est clair que cette équation d'adaptation est sous une forme simple par rapport à celle de l'Algorithme NLMS. Le nombre N de sous-bandes doit être inférieur à la

longueur M du vecteur de pas adaptatif. Cette exigence impose une limite supérieure sur le nombre de sous-bandes permises dans l'algorithme NSAF.

Analyse et Convergence

Dans cette section, le comportement de convergence de l'algorithme proposé est basé sur une analyse de l'écart quadratique moyenne

$$\mathrm{c(k)} = \mathrm{E}[\|\varepsilon(\mathrm{k})\|^2 = \mathrm{E}\|\mathrm{hr} - \mathrm{w(k)}\|^2] \tag{3.10}$$

$$\mathrm{c(k+1)} - \mathrm{c(k)} = \mu^2 \sum_{i=0}^{N-1} E\left[\frac{e_{i,D}(k)}{\|x_i(k)\|^2}\right] - 2\mu \sum_{i=0}^{N-1} E\left[\frac{\varepsilon^T(k)x_i(k)e_{i,D}(k)}{\|x_i(k)\|^2}\right] \tag{3.11}$$

$$0 < \mu < 2\left\{\frac{\sum_{i=0}^{N-1} E\left[\varepsilon^T(k)x_i(k)e_{i,D}(k)/\|x_i(k)\|^2\right]}{\sum_{i=0}^{N-1} E\left[e_{i,D}^2(k)/\|x_i(k)\|^2\right]}\right\} \tag{3.12}$$

$$0 < \mu < 2 \tag{3.13}$$

3.7 Conclusion

Ce chapitre rappelle le principe de l'annulation d'écho acoustique et les quelques méthodes algorithmiques existantes comme le filtrage adaptatif en sous-bande qui permet d'améliorer le faible taux de convergence de l'algorithme LMS classique lorsque le signal d'entrée est corrélé et que le filtre à adapter est très long, tout en gardant une complexité algorithmique très proche de celle de l'algorithme LMS.
Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les résultats de simulation des méthodes d'annulation d'écho acoustique en pleine bande et en sous-bande.

Chapitre 4 Résultats des simulations

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons tester et comparer deux méthodes d'annulation d'écho acoustique, le premier est la méthode en pleine bande et la deuxième méthode en sous bande. Dans cette dernière on a la méthode classique et nous allons tester une nouvelle méthode d'annulation d'écho acoustique en sous bande. Nous présentons aussi dans ce chapitre les résultats de cette comparaison.

4.2 Description des signaux de test

Dans le cadre des simulations faites dans ce chapitre, nous considérons comme signaux de test un bruit stationnaire qui a un spectre similaire au spectre moyen de la parole (bruit USASI) qui est donné par la Figure 4.1, il est souvent utilisé comme signal de test dans les applications d'annulation d'écho acoustique. Nous utilisant aussi un signal de parole de 8 kHz qui est donné par la Figure 4.2. Pour évaluer la vitesse de convergence des algorithmes adaptatifs et leur capacité de poursuite des non stationnarités intervenant dans le chemin d'écho à identifier, nous utilisons les deux méthodes présentées dans le chapitre 3.

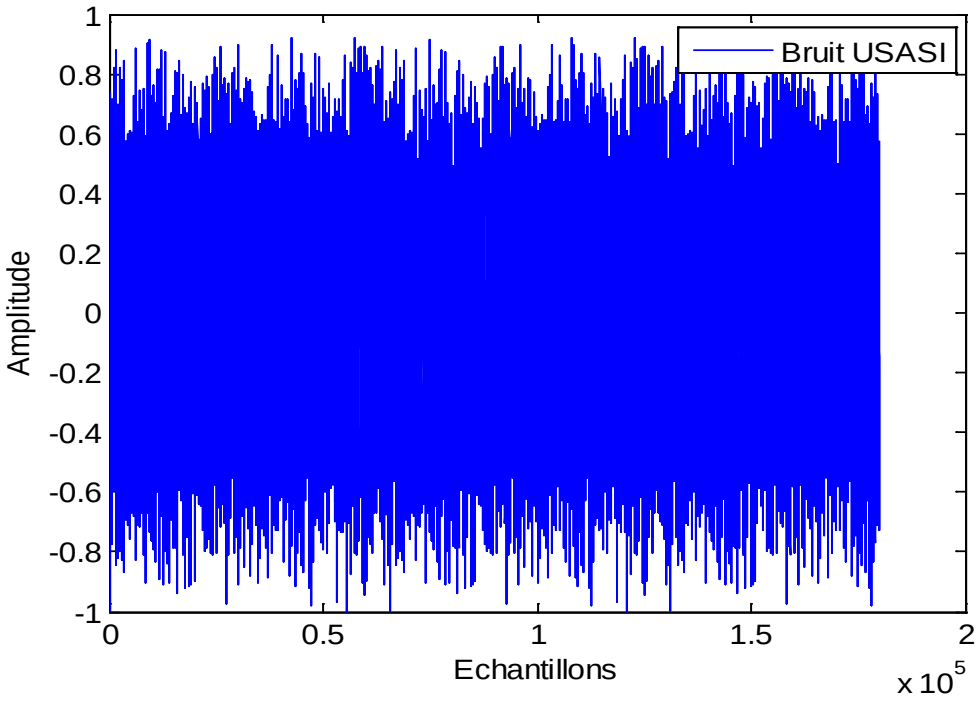

Figure 4.1 Bruit USASI. Fréquence d'échantillonnage est de 8 kHz

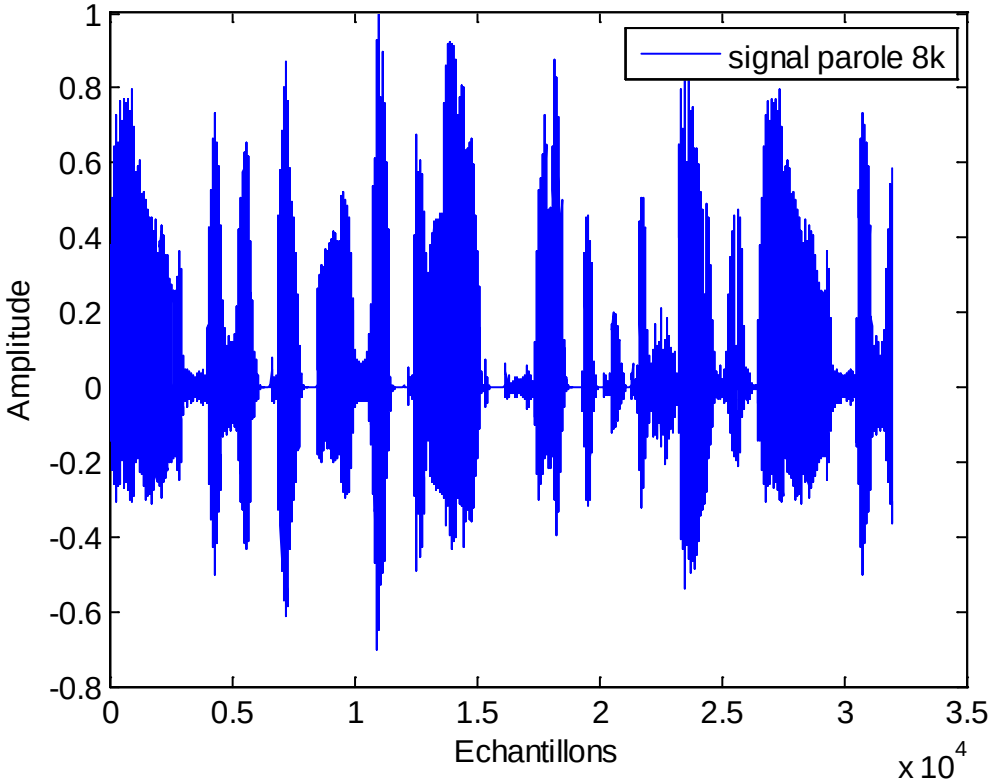

Figure 4.2. Signal de parole, fréquence d'échantillonnage est de 8 kHz.

4.3 Description des canaux de couplage acoustique

Dans nos simulations, nous avons utilisé des réponses impulsionnelles synthétiques et réelles pour construire les signaux de référence et de primaire nécessaire au fonctionnement des algorithmes simulés. Dans la figure 4.3, on présente deux types de réponse impulsionnelles : la réponse impulsionnelle réelle et celle obtenu par l'algorithme NLMS. Ce qui est montré en jaune, n'est d'autre que la différence entre ces deux réponses. Cela prouve que l'algorithme NLMS a bien identifié la réponse impulsionnelle réelle.

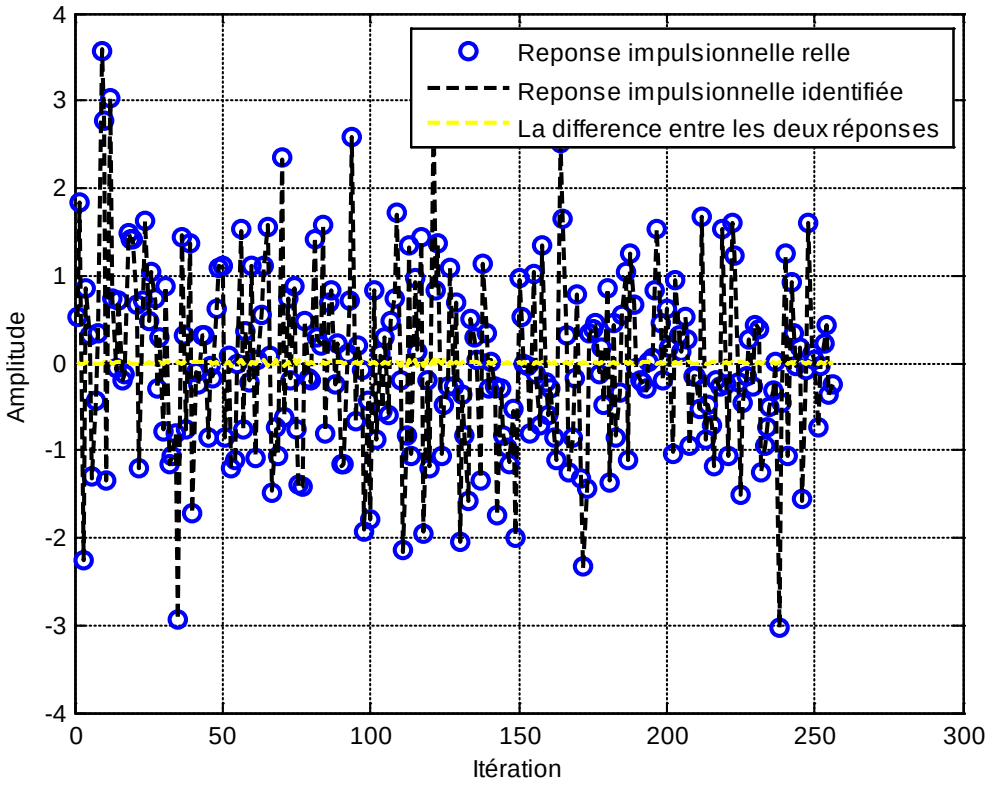

Figure 4.3 Réponse impulsionnelle utilisée.

4.4 Description des critères de performance

Le critère de performance couramment utilisé en annulation d'écho est celui de l'évolution temporelle de l'MSE ce critère est donné par :

$$MSE(n) = 10\log(\sigma_e^2(n)) \quad (4.1)$$

Ou : $\sigma_e(n)$ symbolise une moyenne temporelle de M échantillon consécutifs, et log(.) représente le logarithme a base 10, avec :

$$\sigma_e^2(n) = \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M} e^2(n) \quad (4.2)$$

Ou : e(n) représente l'erreur de filtrage a priori calculé avant la mise à jour du filtre, qui est représenté dans les deux figure 4.4 et 4.5 suivantes :

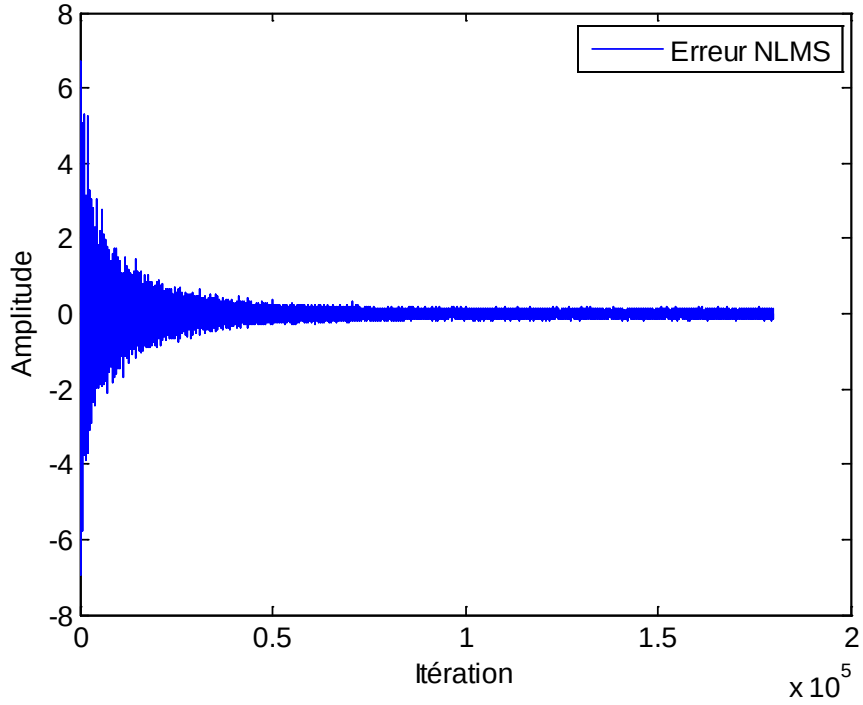

Figure 4.4 Erreur quadratique moyenne entre la sortie du filtre et le signal désiré.

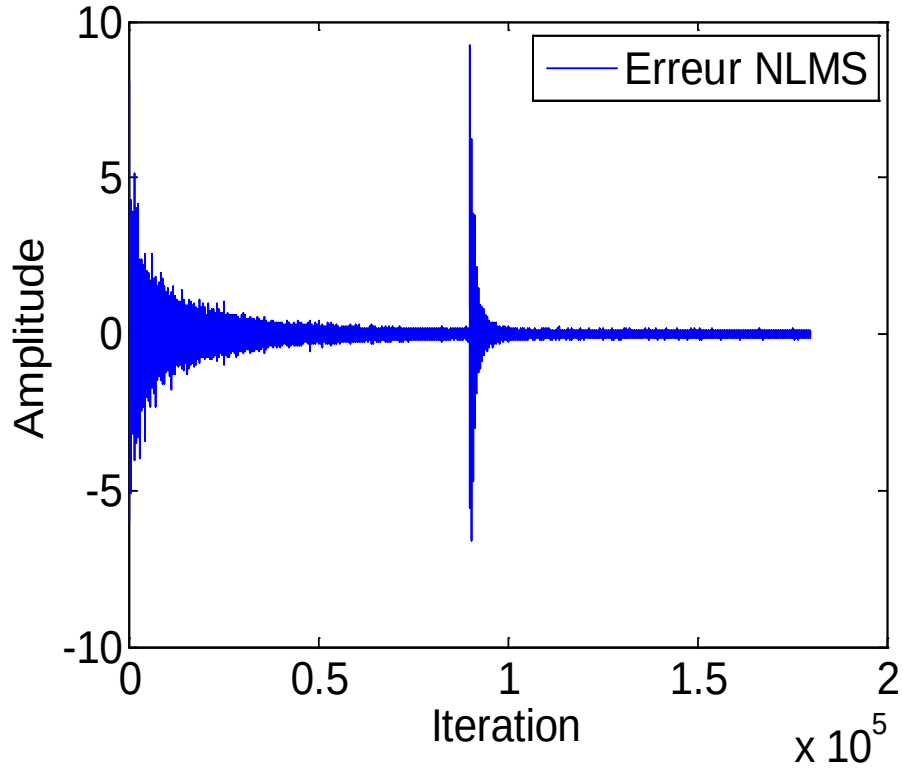

Figure 4.5 L'erreur quadratique moyenne entre la sortie du filtre et le signal désiré en deux régimes transitoire et permanant**.**

D'après ces deux figures 4.4 et 4.5, on remarque bien que l'erreur de filtrage est minimisé quel que soit le régime transitoire ou permanent.

4.5 Signal en pleine bande

Dans la figure 4.6, nous avons tracé le spectre d'amplitude te de phase du bruit USASI que nous avons utilisé pour tester la vitesse de convergence des algorithmes simulés.

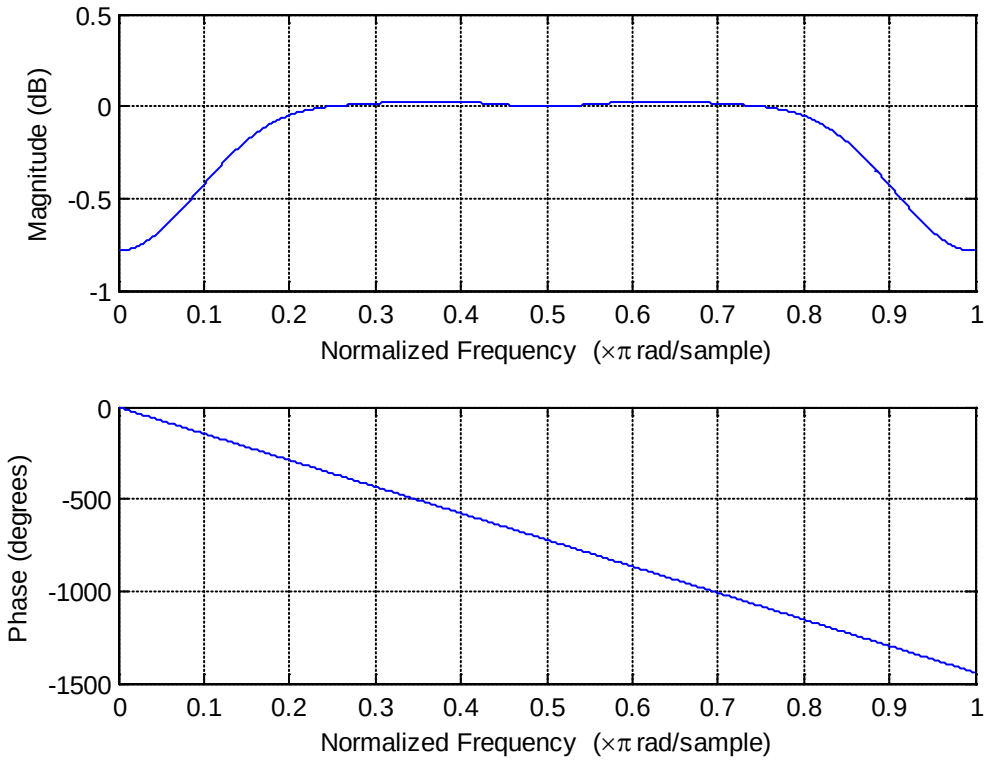

Figure 4.6 pleine bande.

Nous présentons dans les deux figures 4.7 et 4.8 les erreurs de filtrage adaptatif obtenu avec l'algorithme NLMS implémenté en pleine bande. On remarque bien que l'erreur est minimale en régime transitoire et aussi en régime permanent.

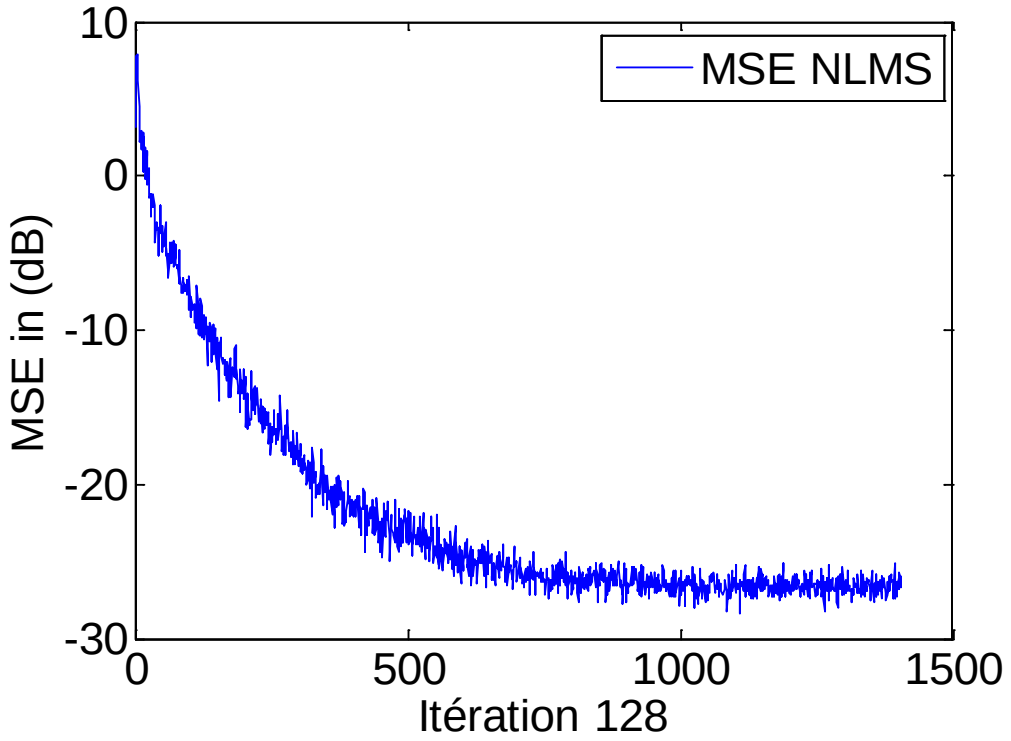

Figure 4.7 Erreur quadratique moyenne (MSE) d'un signal en pleine bande.

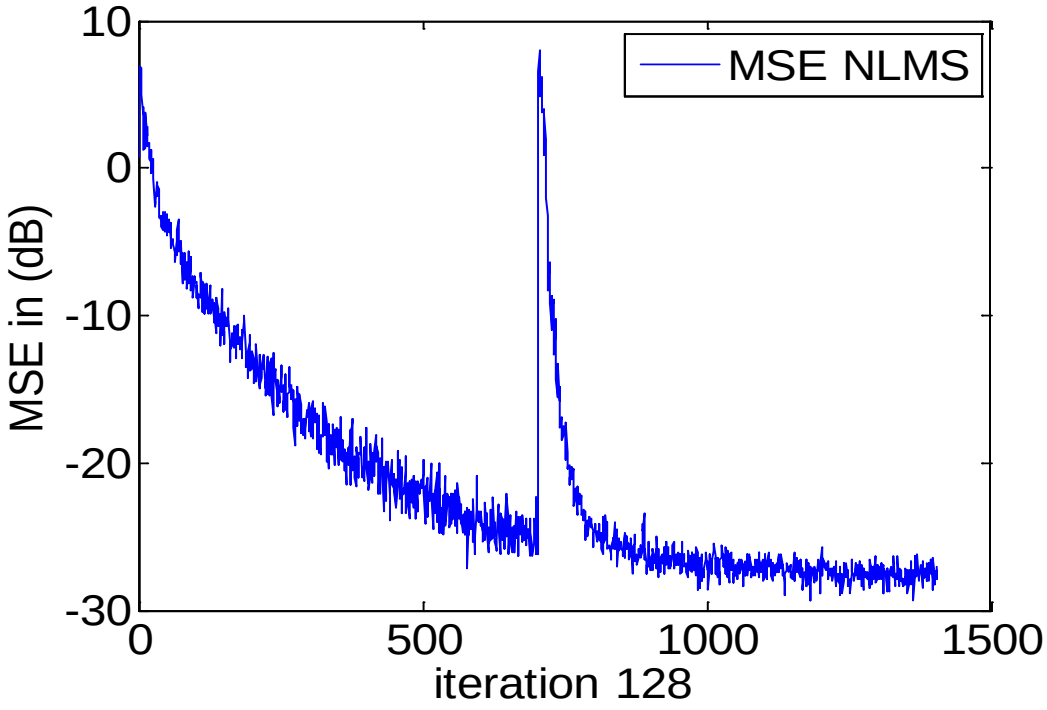

Figure 4.8 Erreur quadratique moyenne (MSE) d'un signal en pleine bande

Régime transitoire et régime permanant.

4.6 Signal en sous bandes

Dans ce qui suit, nous allons découper notre signal de test qui est le bruit USASI en quatre sous bandes est qui sont représenté par les figure 4.9, 4.12, 4.15 et 4.18. Pour chacune de ces sous-bandes, nous avons présenté l'erreur quadratique moyenne (MSE) en régime permanent et en transitoire par les figure 4.10, 4.11, 4.13, 4.14, 4.16, 4.17 et 4.19. Dans la figure 4.20, nous avons représenté l'erreur quadratique moyenne à la sortie de toutes les sous bandes.

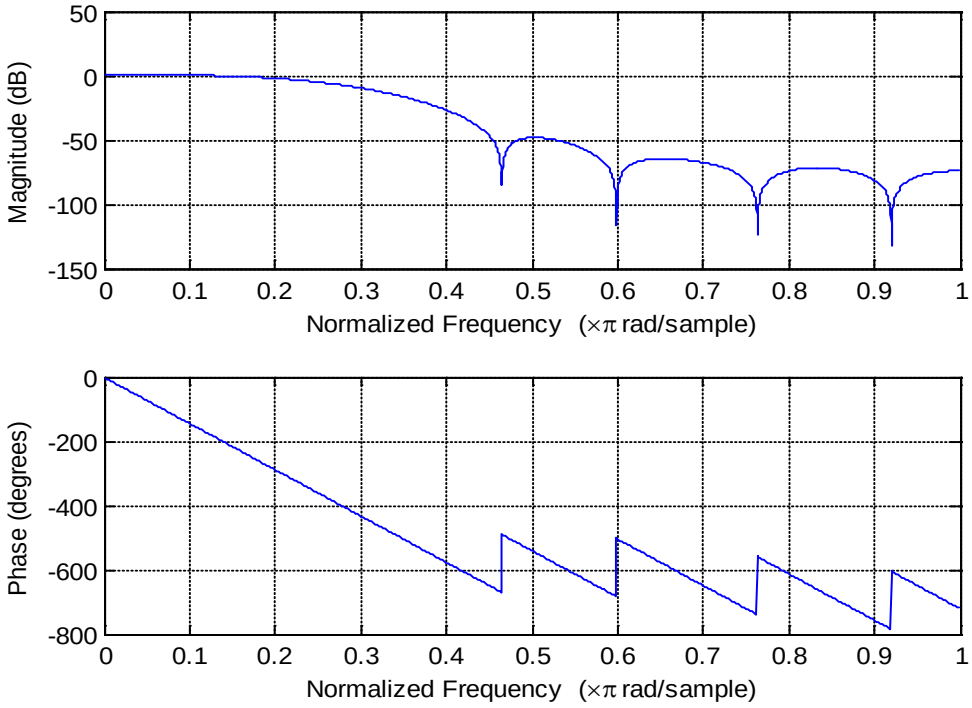

Figure 4.9 La première sous bande.

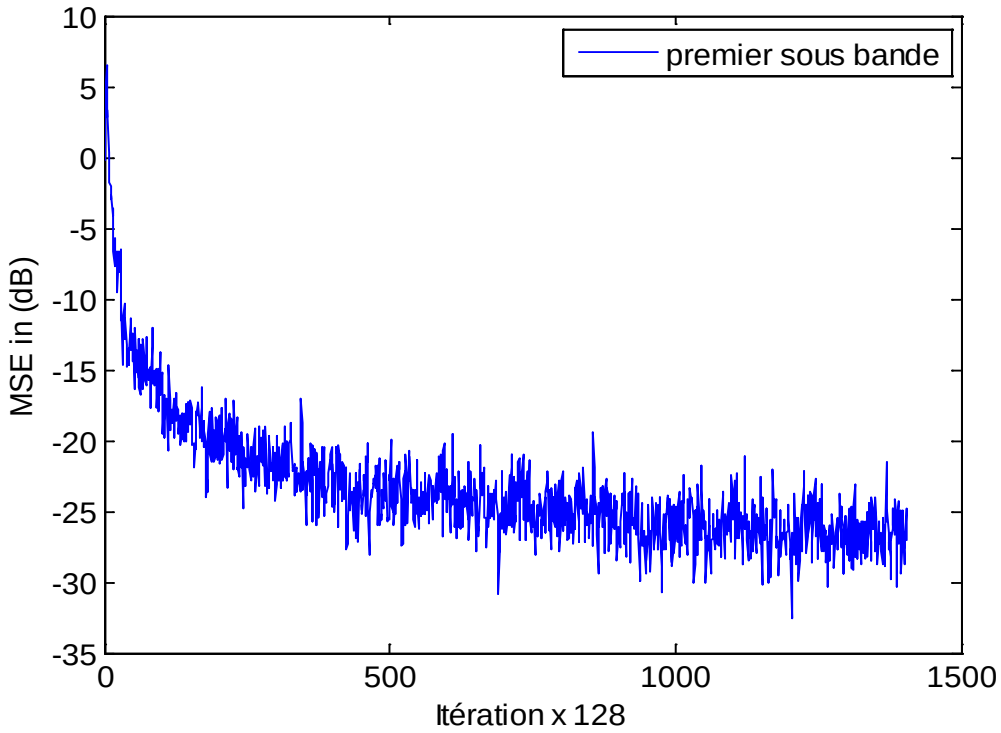

Figure 4.10 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la première sous bande du signal.

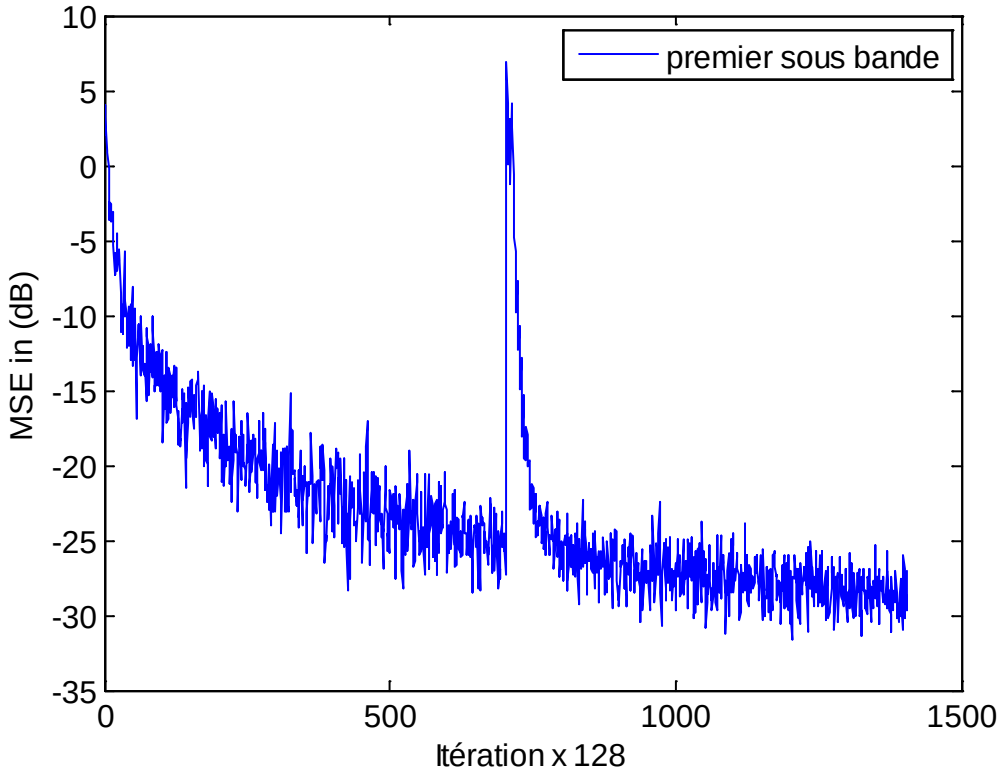

Figure 4.11 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la première sous bande du signal.

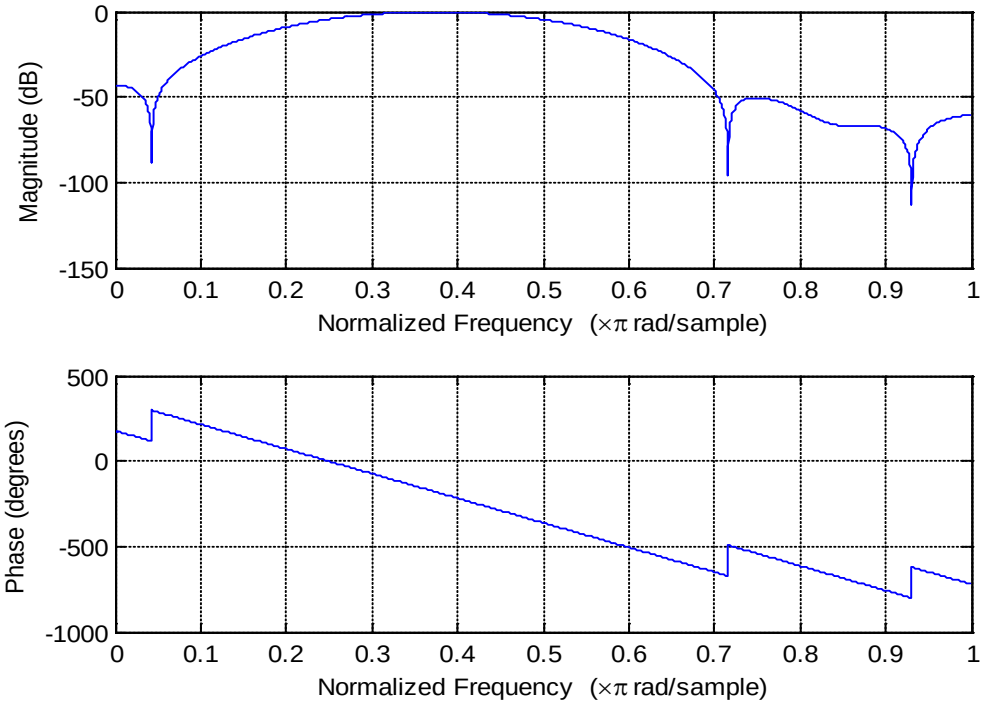

Figure 4.12 La deuxième sous bande.

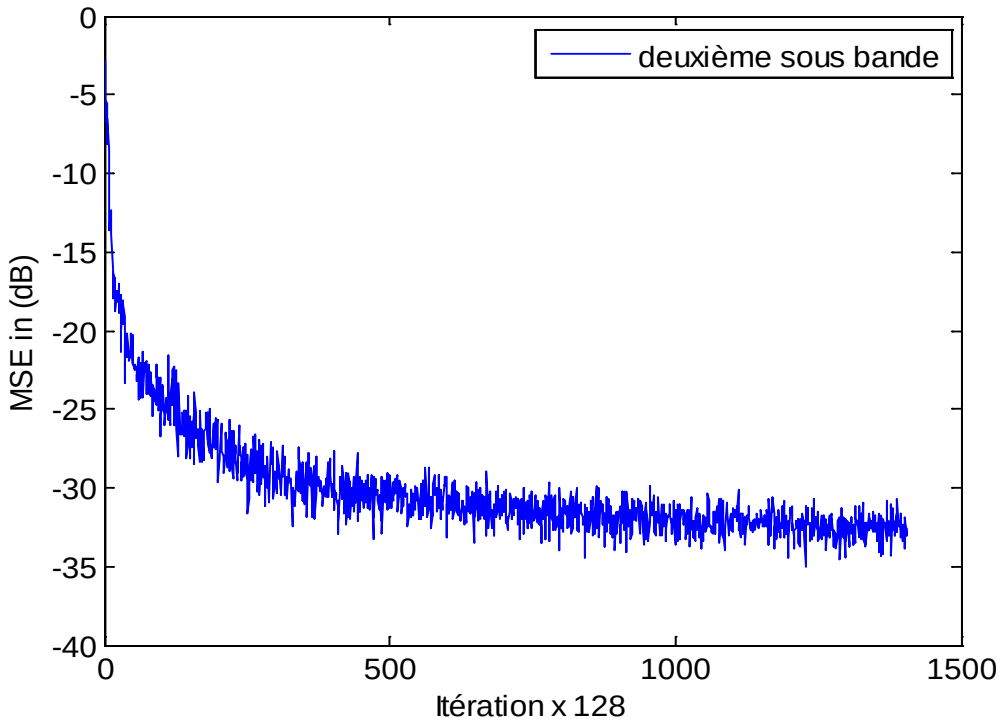

Figure 4.13 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la deuxième sous bande du signal.

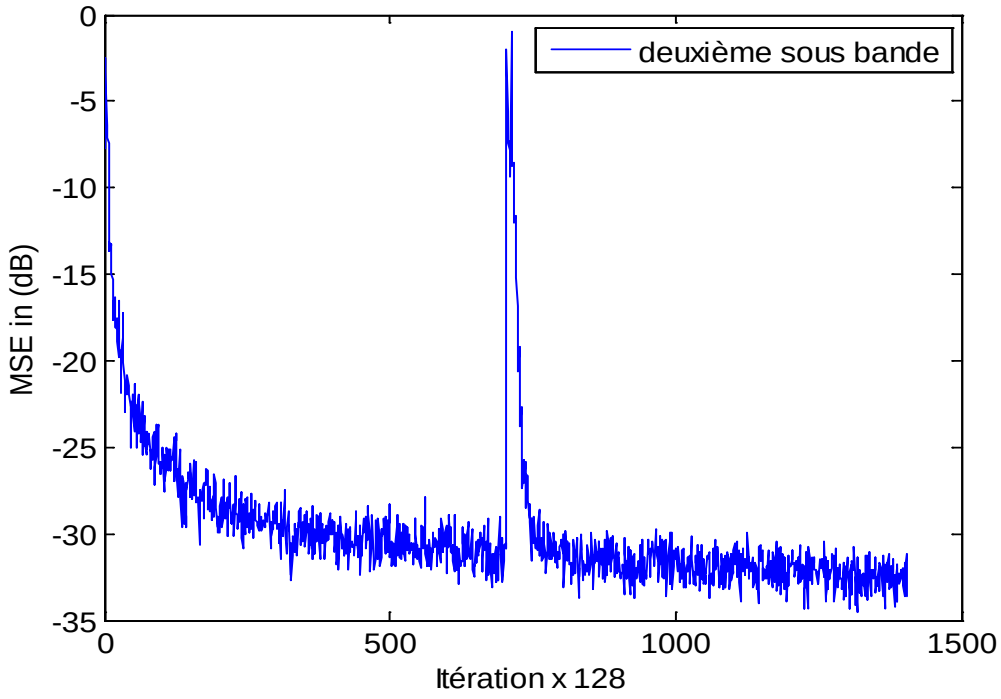

Figure 4.14 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la deuxième sous bande du signal.

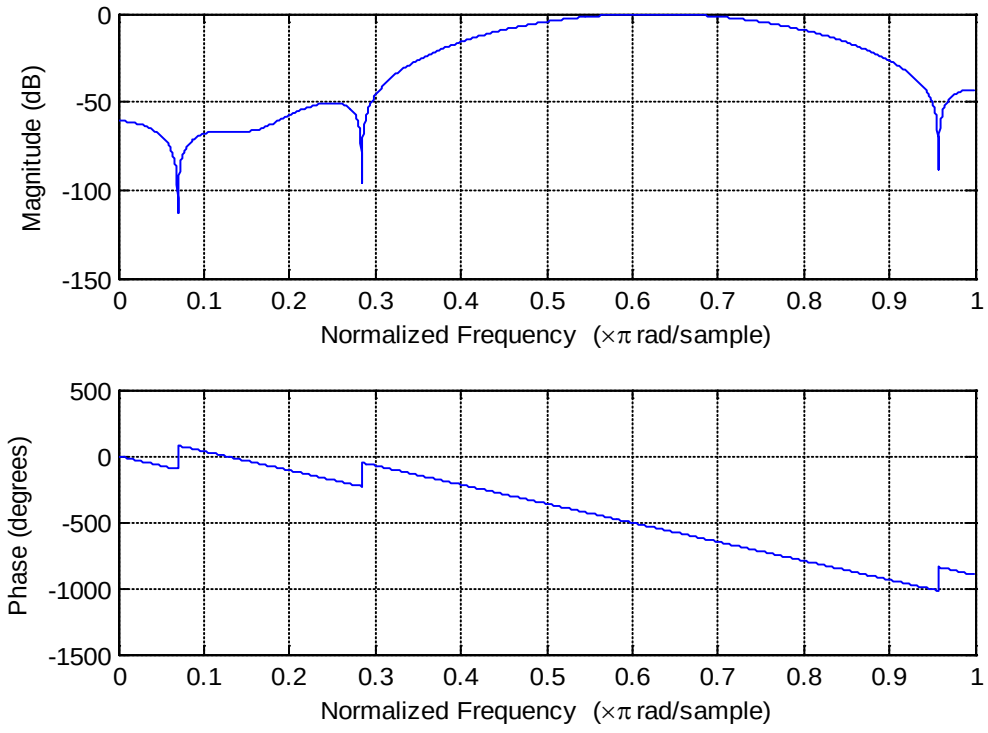

Figure 4.15 La troisième sous bande.

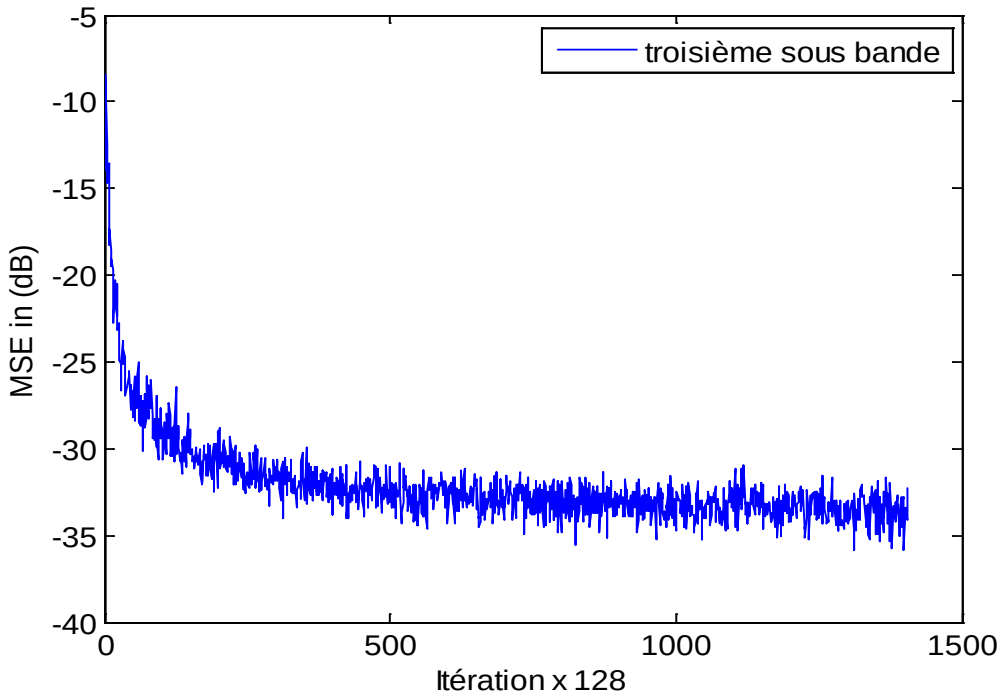

Figure 4.16 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la troisième sous bande du signal.

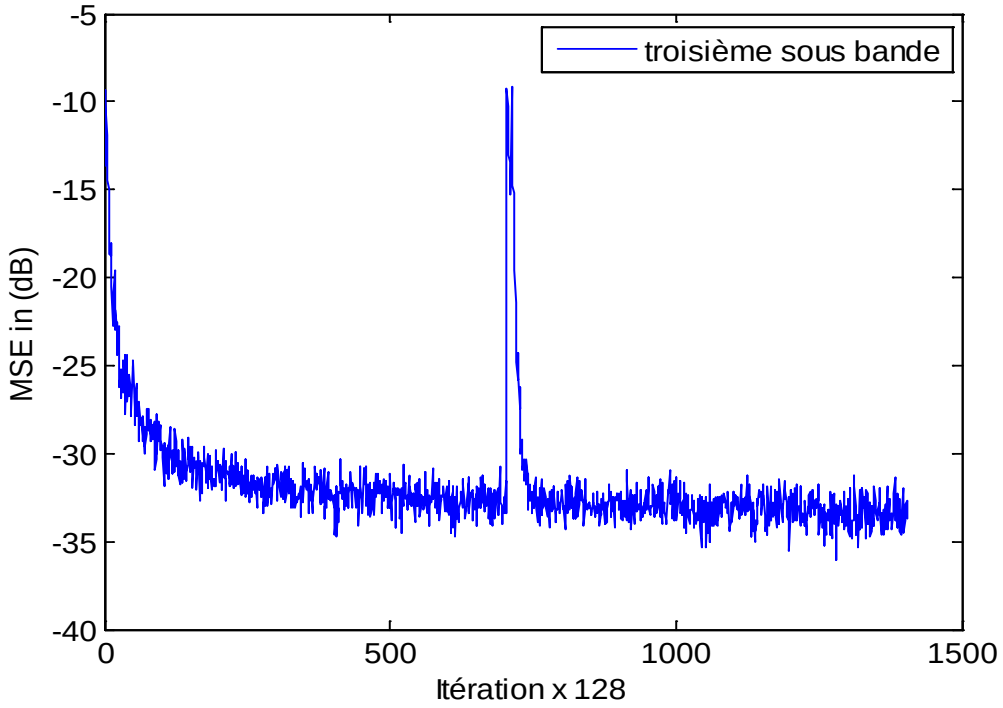

Figure 4.17 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la troisième sous bande du signal.

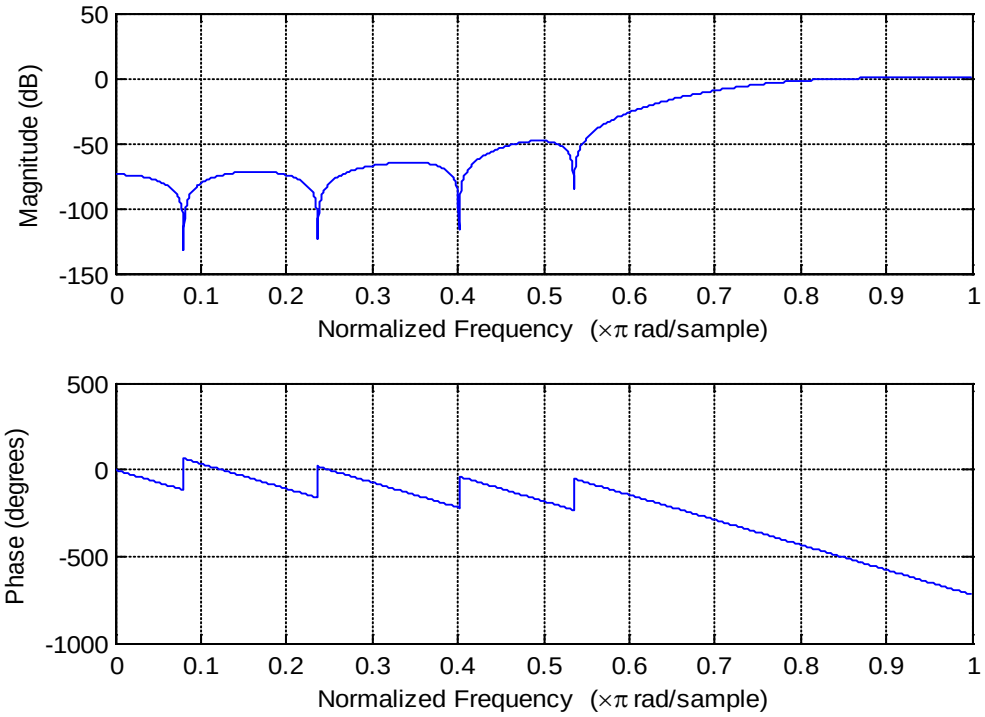

Figure 4.18 La quatrième sous bande.

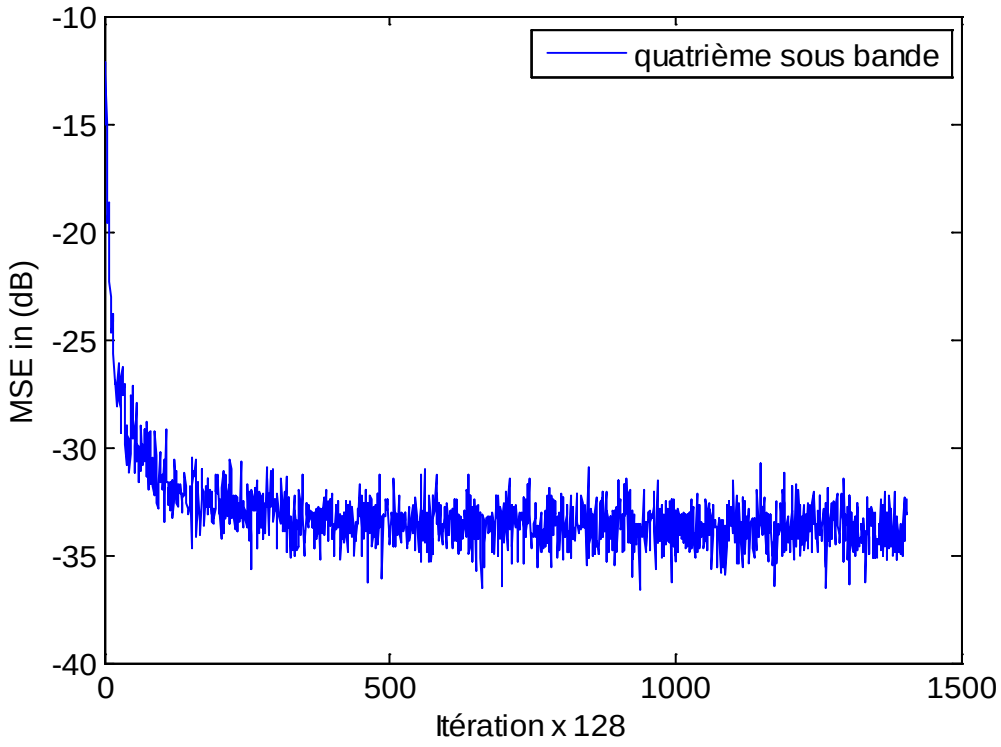

Figure 4.19 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la quatrième sous bande du signal.

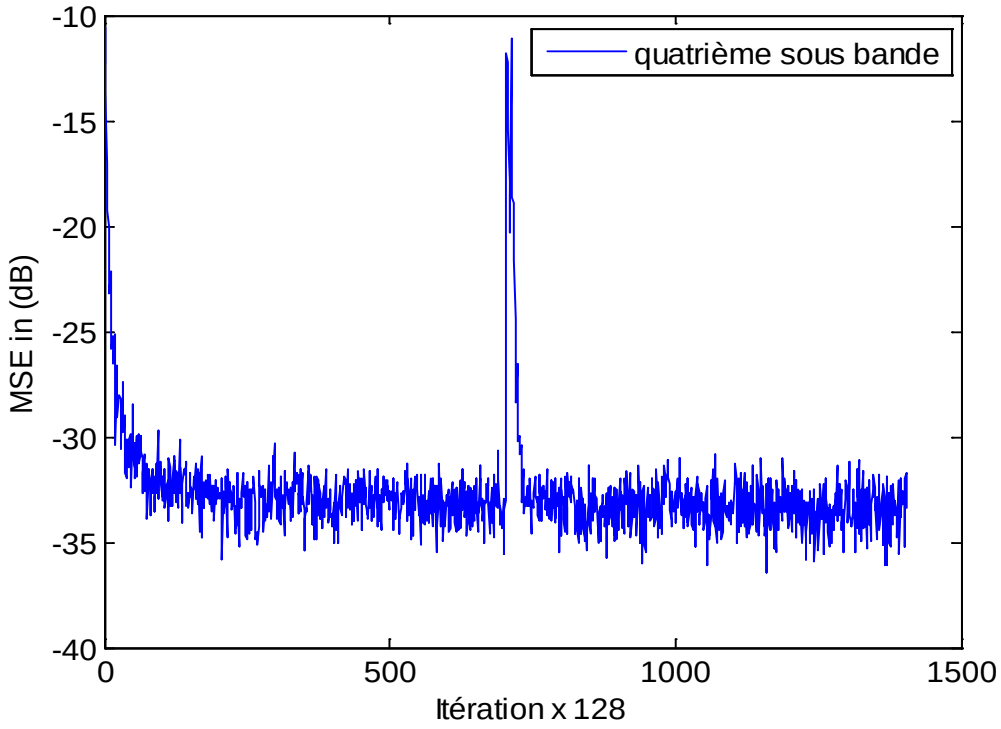

Figure 4.20 Erreur quadratique moyenne (MSE) de la quatrième sous bande du signal.

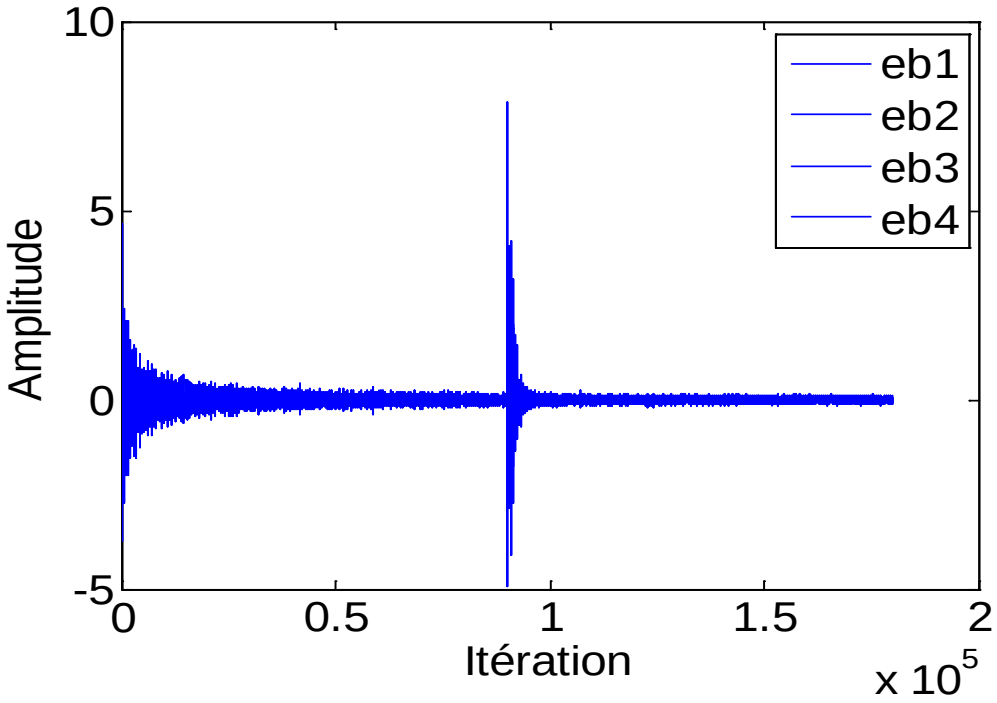

Figure 4.21 Erreur de filtrage des quatre sous bande en deux régimes transitoire et permanent.

4.6.1 Sous bandes classiques

Le fonctionnement de ce système donné par la figure 4.22 en sous bandes peut être décrit de la façon suivante. Premièrement, le signal d'entrée x(n), qui est dans nos simulation est un bruit USASI, est découpé en quatre sous bande $\{x_1(n), x_2(n), x_3(n), x_4(n)\}$ et chaque sous bande doit être filtré en donnant les signaux $\{y_1(n), y_2(n), y_3(n), y_4(n)\}$. Le signal désiré d(n) est également découpé en quatre sous bande. Le signal à la sortie de chaque filtre adaptatif $y_i(n)$ est comparé au signal désiré $d_i(n)$. Le signal d'erreur $e_i(n)$, qui est la différence entre le signal a la sortie du filtre $y_i(n)$ et le signal désiré $d_i(n)$, permet de mettre à jour des coefficients de chaque filtre adaptatifs w_i. A chaque itération, les coefficients du filtre varient en fonction du signal d'erreur $e_i(n)$ et cela pour diminuer la différence entre la sortie du filtre $y_i(n)$ et le signal désiré $d_i(n)$. Le signal d'erreur diminue jusqu'à atteindre dans certains cas une valeur nulle. Cela est bien montre par l'évolution temporelle de l'erreur quadratique moyenne montrée par les figure 4.23 et 4.24 et cela dans le régime transitoire et permanent. Ces deux figures montrent bien l'efficacité de cet algorithme.

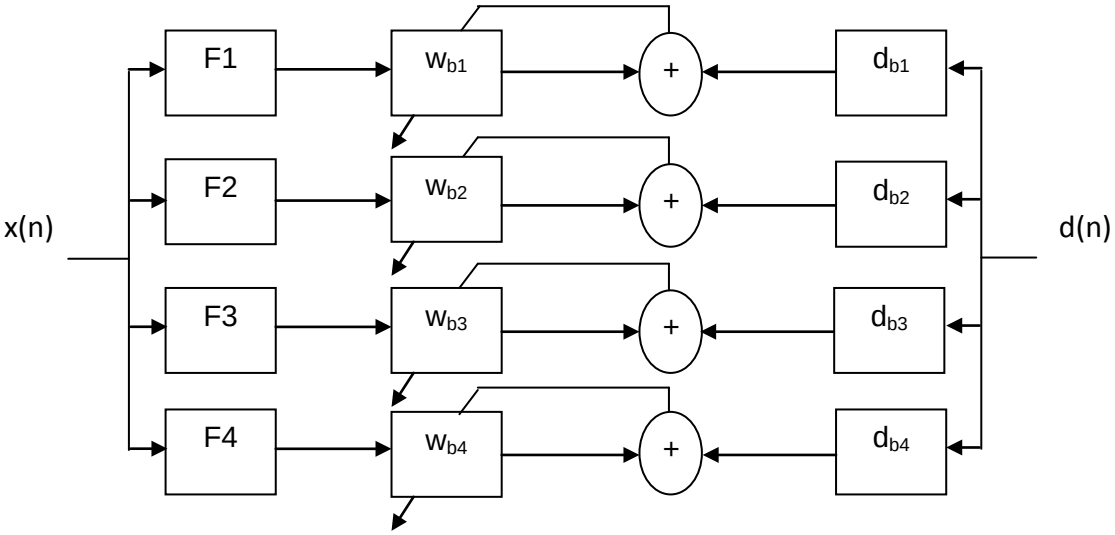

Figure 4.22 Schéma synoptique de principe de base de la méthode sous bande classique.

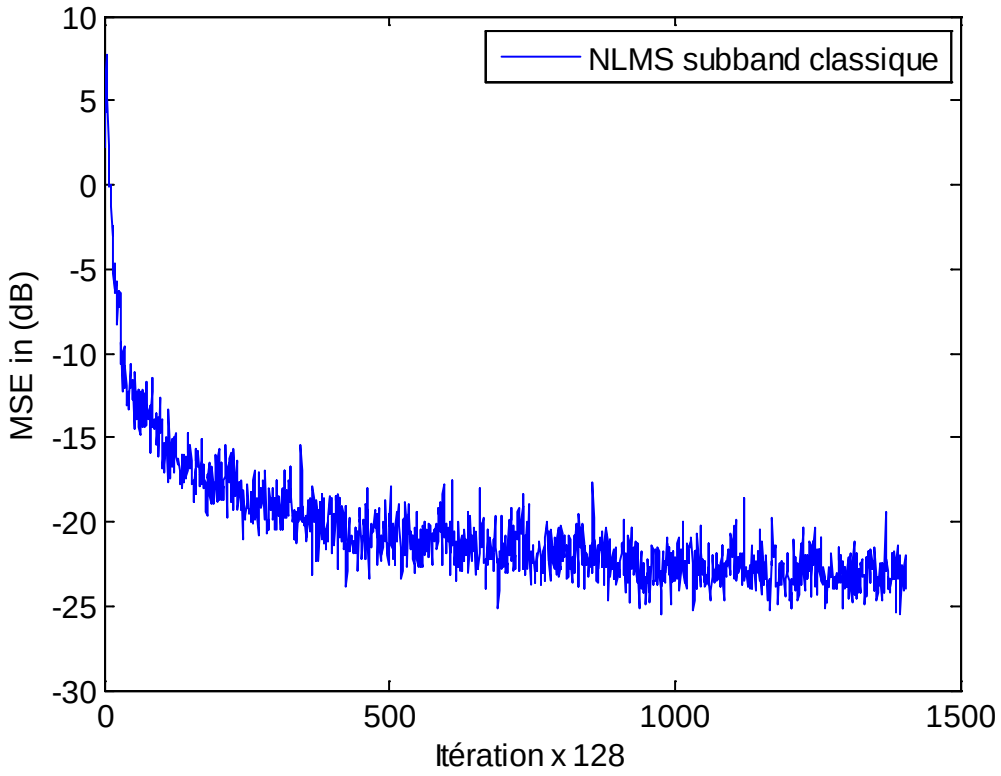

Figure 4. 23 Erreur quadratique moyenne (MSE).

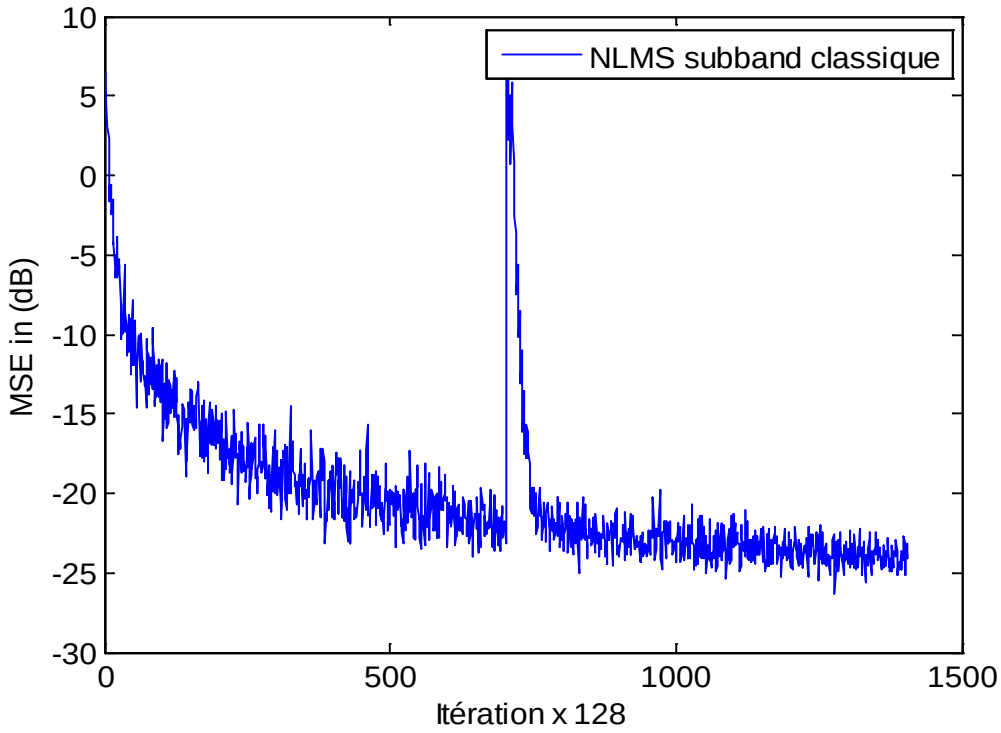

Figure 4.24 Erreur quadratique moyenne (MSE) en régime permanent et transitoire.

4.6.2 Technique en sous bandes amélioré

Le fonctionnement du ce système donné par la figure 4.25 se décrit de la façon suivante. Premièrement, le signal d'entrée x(n) qui est dans notre travaille un signal (bruit USASI) est découpé en quatre sous bande $\{x_1(n), x_2(n), x_3(n), x_4(n)\}$ et chaque sous bande doit être filtré et cela donne $\{y_1(n), y_2(n), y_3(n), y_4(n)\}$. Le signal désiré d(n) est également découpé en quatre sous bande. Le signal a la sortie de chaque filtre adaptatif $y_i(n)$ est comparé au signal désiré $d_i(n)$. Le signal d'erreur $e_i(n)$, qui est la différence entre le signal a la sortie du filtre $y_i(n)$ et le signal désiré $d_i(n)$, permet de faire mise à jour des coefficients de chaque filtre adaptatifs w_i. A chaque itération, les coefficients du filtre varient en fonction du signal d'erreur $e_i(n)$ et ces pour faire diminuer la différence entre la sortie du filtre $y_i(n)$ et le signal désiré $d_i(n)$. Le signal d'erreur diminue jusqu'à atteindre dans certains cas une valeur nulle. Un exemple sur les erreurs de filtrage obtenu avec cet algorithme en régime transitoire et permanant sont données par les deux figures 4.26 et 4.27. Ces deux figures montrent bien l'efficacité de cet algorithme à réduite l'écho acoustique.

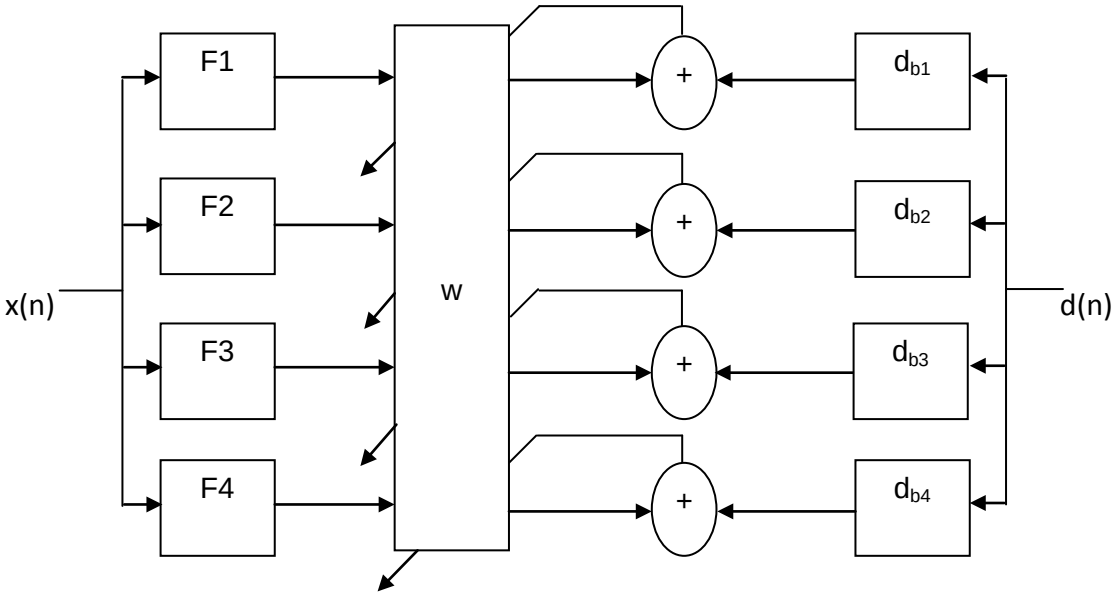

Figure 4.25 Schéma synoptique de principe de base de la méthode amélioré en en sous bande.

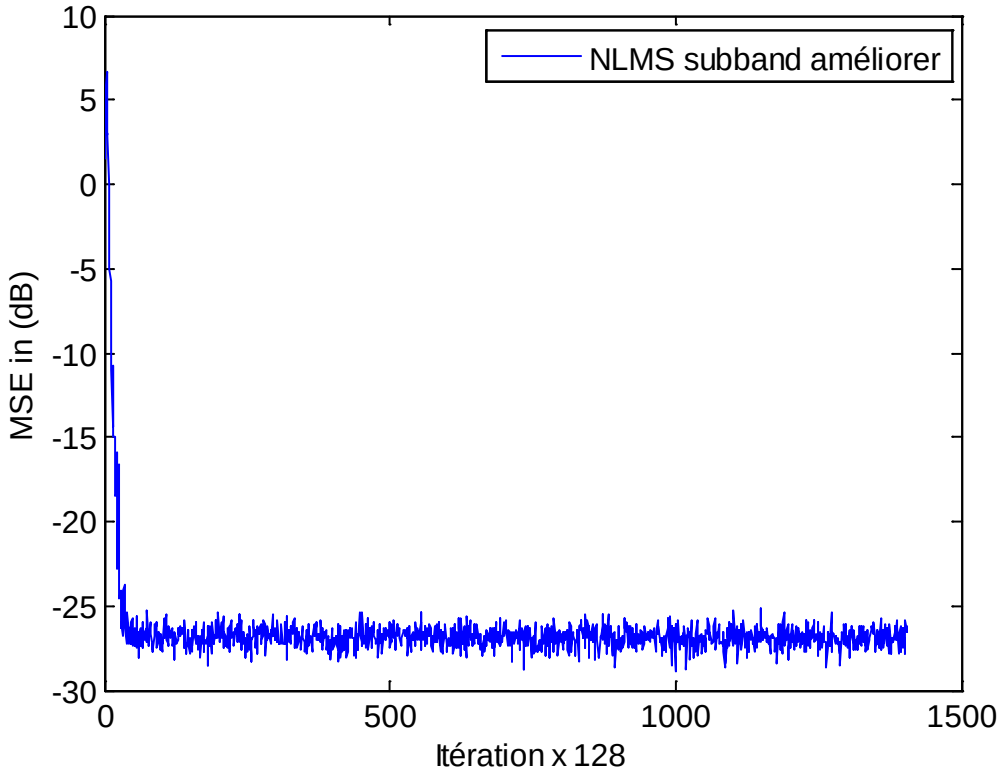

Figure 4.26 Erreur quadratique moyenne (MSE).

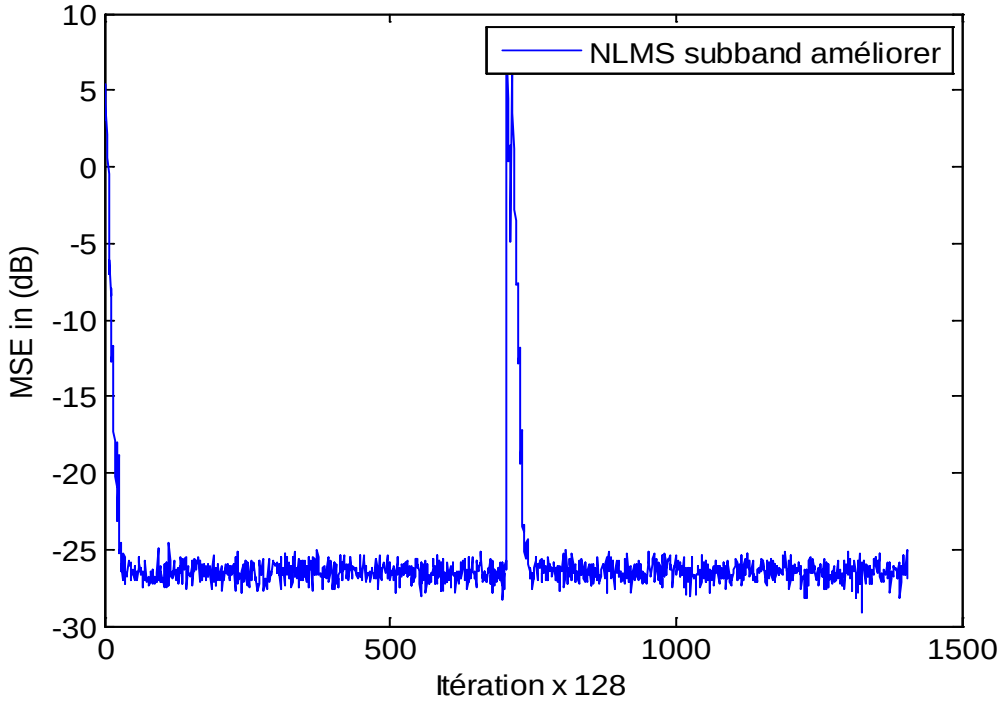

Figure 4.27 Erreur quadratique moyenne (MSE) en régime permanent et transitoire.

4.7 Comparaison entre les deux méthodes en sous bandes

Dans cette section, nous allons comparer les deux méthodes d'annulation d'écho acoustique en sous bande et en pleine bandes. Pour cela, nous allons évaluer l'effet du pas d'adaptation, la taille du filtre sur les performances de chaque algorithme.

4.7.1 Effet du pas d'adaptation

Les résultats de ce test obtenus pour plusieurs pas d'adaptation sont présentés dans le tableau 4.1 et les figures 4.28 et 4.29 données ci-dessous. Dans ces simulations, la taille du filtre adaptatif est L=256 et le rapport signal à bruit d'entrée est de 90 dB.

Le pas d'adaptation μ	**MSE (dB)**	
	Sous bande classique	**Sous bandes améliorée**
0.1	-20	-77
0.3	-25	-77.5
0.5	-27	-79
0.7	-27	-80
0.9	-30	-81
0.99	-32	-81.5

Tableau 4.1: Effet du pas d'adaptation sur les deux méthodes d'AEA en sous bandes. RSB=90, L=256.

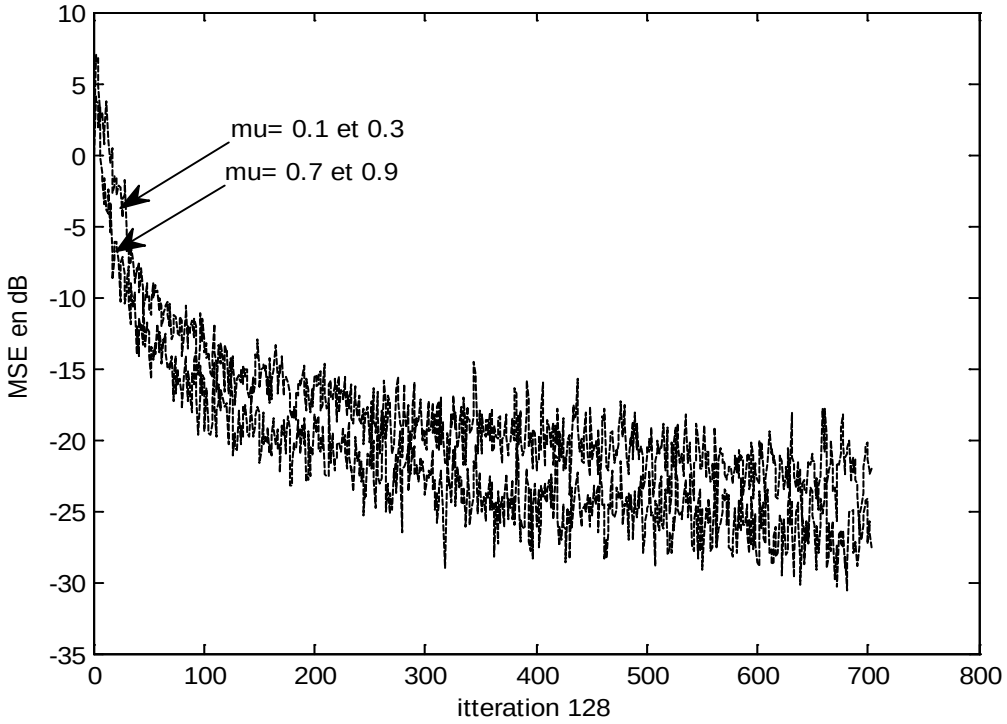

Figure 4.28 Influence du pas d'adaptation en sous bande classique *L*=256, *RSB*=40, μ = {0.1, 0.3, 0.7, 0.9}.

La figure 4.28 donnée ci-dessus présente l'évolution temporelle de L'MSE pour la méthode classique avec un signal d'entrée de type Bruit USASI. On remarque que la vitesse de convergence est proportionnelle au pas d'adaptation. On remarque que le régime permanent est atteint après 600 blocs d'itération avec un pas de 0.1 et 0.3 ainsi que pour un pas de 0.7 et 0.9.

La figure 4.29 donnée ci-dessous présente l'évolution temporelle de L'MSE pour la méthode en sous bandes améliorée avec un signal d'entrée de type Bruit USASI. On remarque que la vitesse de convergence est proportionnelle au pas d'adaptation. On remarque aussi que le régime permanent est atteint après 120 blocs d'itération avec un pas de 0.1, et après 100 blocs d'itération avec un pas de 0.3 et 0.7 et enfin 60 blocs d'itération avec un pas de 0.9. Cela prouve que la méthode en sous bande améliorée est meilleure que celle de la classique.

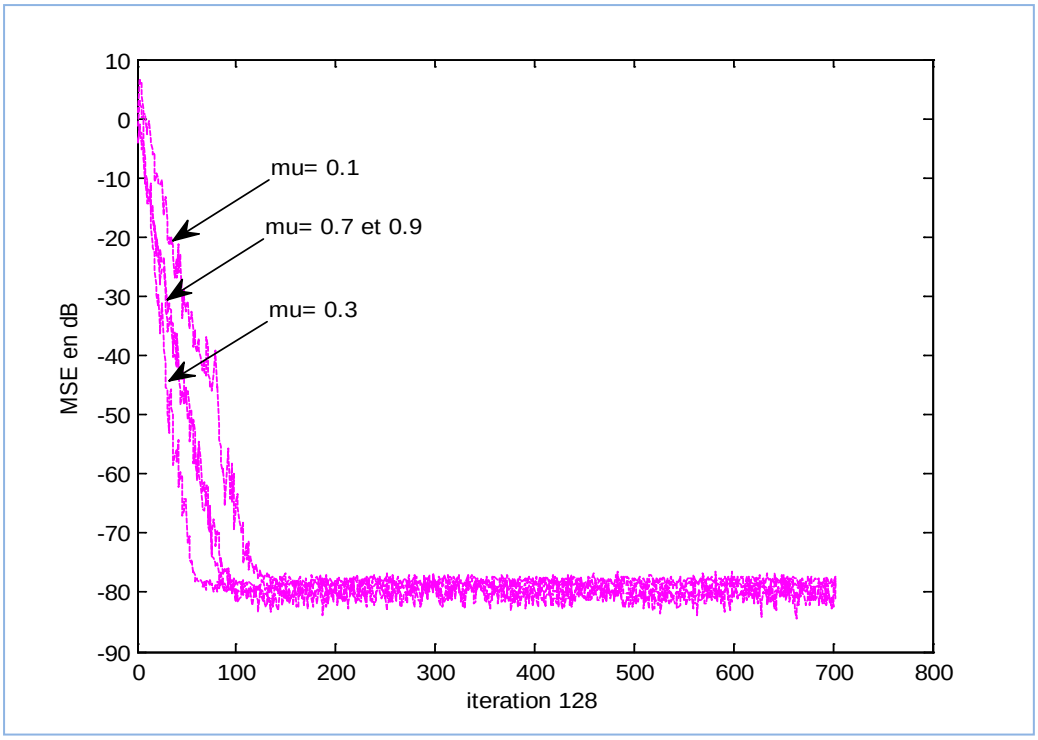

Figure 4.29 Influence du pas d'adaptation en sous bande nouvelle L=256, RSB=40, μ = {0.1, 0.3, 0.7, 0.9}.

4.7.2 Effet de la taille de filtre

Les résultats de cette simulation sur l'effet de la taille du filtre sont obtenus en sélectionnant plusieurs tailles du filtre et on calcule les valeurs du MSE pour chaque méthode en sous bandes. Ces résultats obtenus sont donnés dans le tableau 4.2 et les figures 4.30 et 4.31 suivants:

La taille du filtre L	**MSE (dB)**	
	Sous bande classique	**Sous bandes améliorée**
32	-45	-85
64	-47	-90
182	-37	-85
256	-27	-80
512	-23	-78
1024	-17	-75

Tableau 4.2 Effet de la taille de filtre RSB=90, μ=0.9.

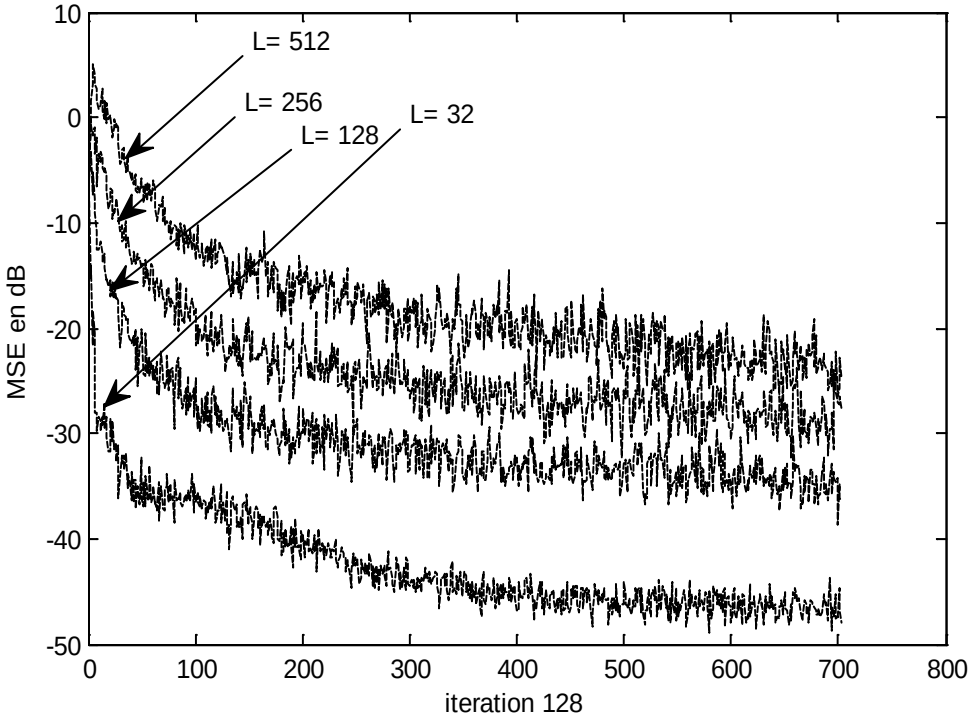

Figure 4.30 Influence de la taille de filtre en sous bande classique $\mu = 0.2$, RSB=40, L = {32, 128, 256, 512}.

La figure 4.30 donnée ci-dessus présente l'évolution temporelle de l'MSE pour la méthode classique avec un signal d'entrée de type Bruit USASI. On remarque que la vitesse de convergence est inversement proportionnelle à la taille de filtre. On remarque aussi que le régime permanent est atteint après 600 blocs d'itération avec une taille de 512, après 500 blocs d'itération avec une taille de 256, après 400 blocs d'itération avec une taille de 128 et enfin presque après 350 blocs d'itération avec une taille de 32.

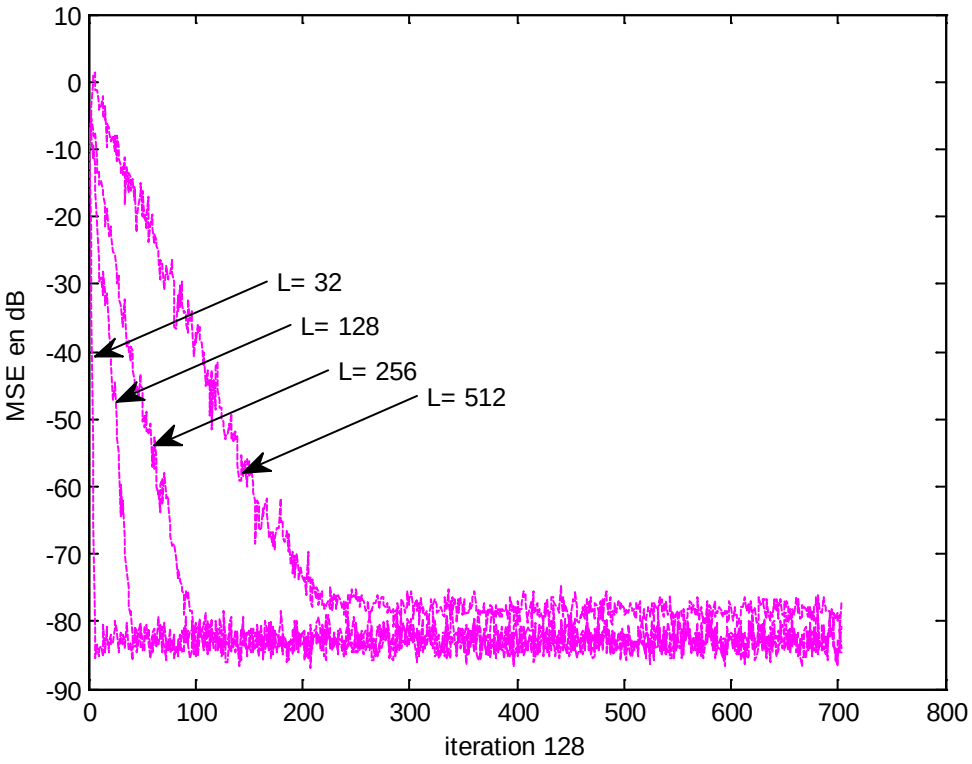

Figure 4.31 Influence de la taille de filtre en sous bande nouvelle $\mu = 0.2$, RSB=40, L = {32, 128, 256, 512}.

La figure 4.31 donnée ci-dessus présente l'évolution temporelle de l'MSE pour la nouvelle méthode avec un signal d'entrée de type Bruit USASI. On remarque que la vitesse de convergence est inversement proportionnelle à la taille de filtre. On remarque aussi que le régime permanent est atteint après 200 blocs d'itération avec une taille de 512, après 100 blocs d'itération avec une taille de 256, après 40 blocs d'itération avec une taille de 128 et enfin presque 8 blocs d'itération avec une taille de 32.

4.7.3 Comparaison entre les deux méthodes d'AEA en sous bande et la technique en pleine bande

La figure 4.32 donnée ci-dessous présente l'évolution temporelle de l'MSE pour la méthode en pleine bande et les deux méthodes en sous bande classique et améliorée avec un signal d'entrée de type Bruit USASI. On remarque que la vitesse de convergence est dissemblable pour les trois méthodes. On remarque que le régime permanent est atteint après 650 blocs d'itération pour la méthode en pleine bande, après 600 blocs d'itération pour la méthode en sous bande classique et moins de 40 blocs d'itération pour la nouvelle méthode. Enfin et d'après la Figure 4.32, on voit bien que cette nouvelle méthode améliorée nous donne les meilleurs résultats par rapport aux autres méthodes (pleine bande et sous bande classique).

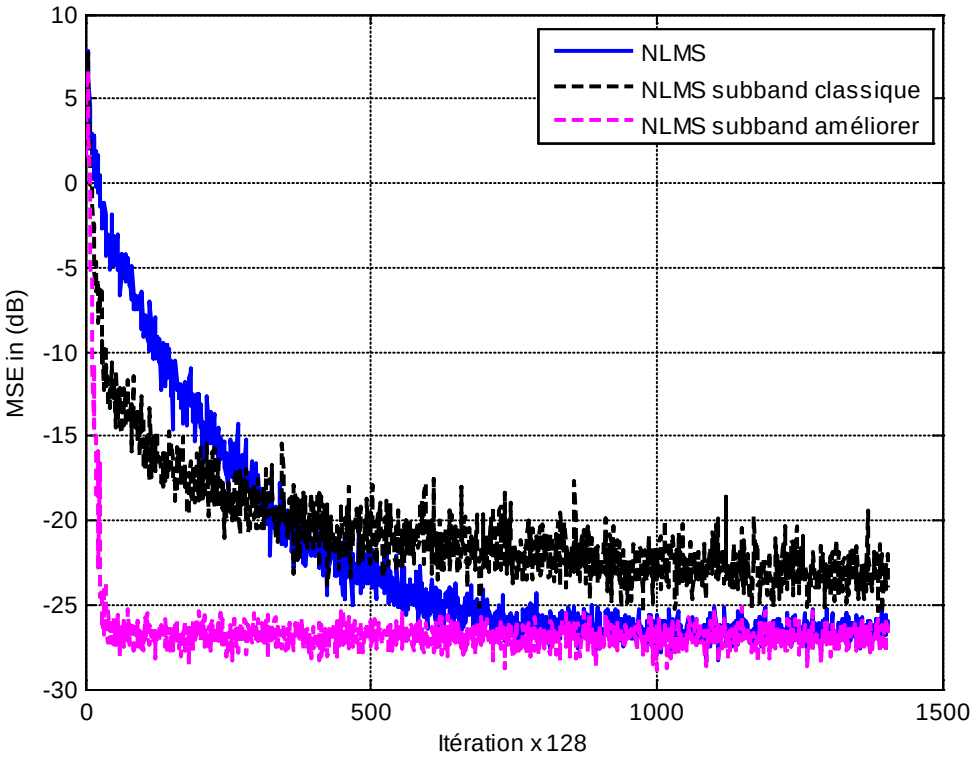

Figure 4.32 Comparaison entre la méthode en pleine bande et les deux méthodes en sous bande classique et amélioré avec RSB=40, L=256, $\mu = 0.2$ (signal BUSASI).

La figure 4.33 donnée ci-dessous présente l'évolution temporelle de l'MSE pour la méthode en pleine bande et les deux méthodes en sous bande classique et nouvelle avec un signal d'entrée de type Bruit USASI en deux régimes permanent et transitoire. On remarque que la vitesse de convergence est dissemblable pour les trois méthodes. On remarque que le régime permanent est atteint après 750 blocs d'itération pour la méthode en pleine bande, après 400 blocs d'itération avec pour la méthode en sous bande classique et 100 blocs d'itération avec pour la nouvelle méthode. Enfin et d'après la Figure 4.33 en vois bien que cette nouvelle méthode nous des meilleurs résultats par rapport aux autres méthodes (pleine bande et sous bande classique). On conclut que la méthode en sous bandes améliorée est meilleure que les deux autres méthodes et cela en régime transitoire et permanent.

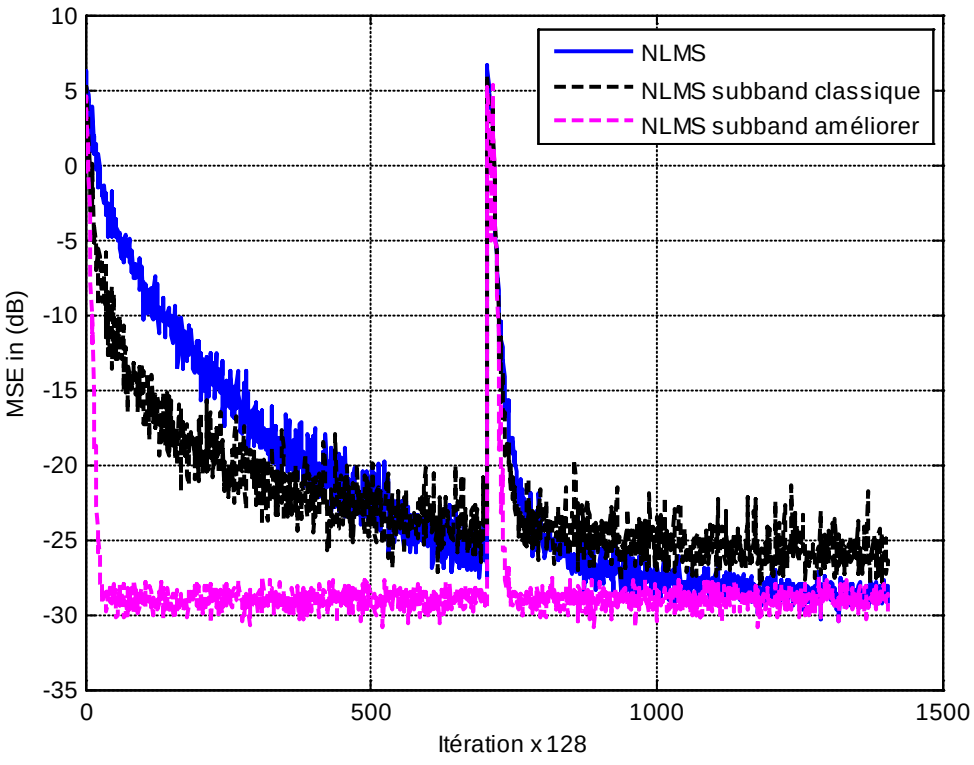

Figure 4.33 Comparaison en deux régimes transitoires et permanents entre les trois méthode avec RSB=40, L=256, $\mu = 0.2$ (signal BUSASI).

4.7.4 Comparaison des trois méthodes d'AEA dans un contexte réel

Pour bien voir les performances des trois méthodes dans un contexte réel d'AEA, nous avons réalisé une expérience en utilisant comme signal d'entrée de la parole réelle et aussi des canaux de couplage acoustique réel. Cette expérience est réalisée avec une taille du filtre L=64. Le résultat de simulations est montré par la Figure 4.34. On remarque que la vitesse de convergence de la méthode en sous bandes améliorée est meilleure que les autres méthodes. En conclusion, on peut dire que même dans des conditions réelles, la technique d'AEA en sous bande améliorée a montré sa supériorité en performances que les autres méthodes.

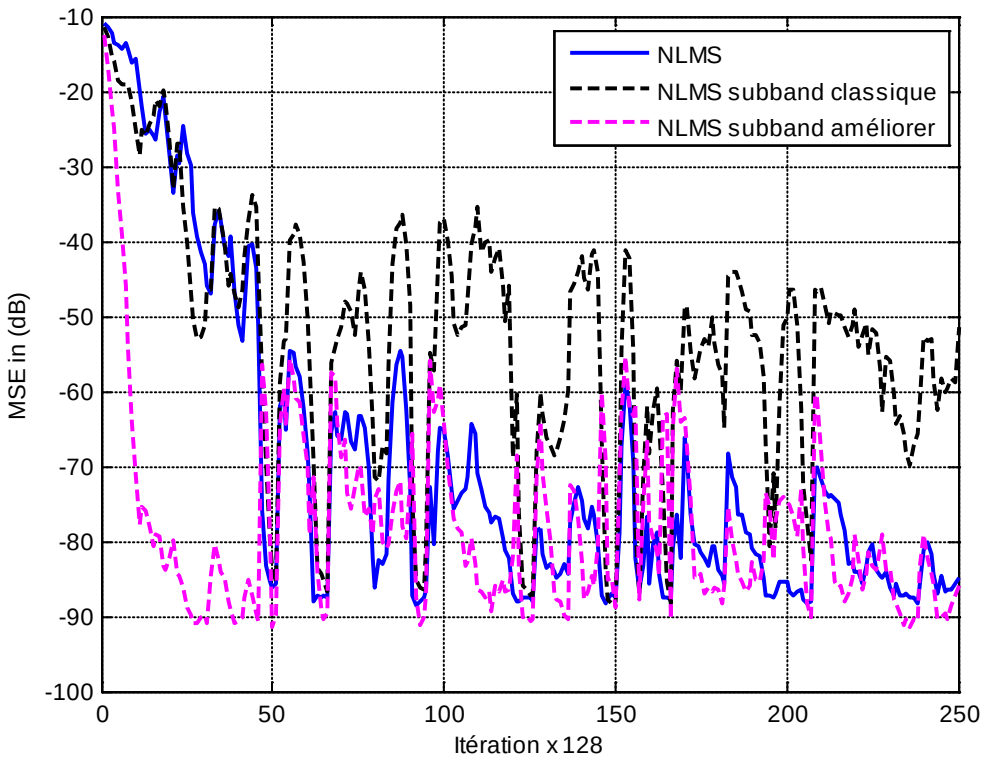

Figure 4.34 Comparaison entre la méthode en pleine bande et les deux méthodes en sous bande classique et amélioré avec RSB=40, L=256, $\mu = 0.2$ (signal de parole).

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté trois méthodes d'annulation d'écho acoustique (AEA). La première méthode consiste à utiliser les signaux de référence et primaire en pleine bande, alors que dans la deuxième et la troisième méthode, on utilise les même signaux mais en sous-bandes. Dans ce même chapitre, une comparaison entre ces trois méthodes d'annulation d'écho acoustique a été présentée et analysé.

Les résultats de la simulation obtenus dans ce chapitre montrent bien que la méthode d'AEA employant une technique en sous-bandes dans son fonctionnement est plus efficace que celle employé en pleine bandes. Cette supériorité en performance de la méthode en sous-bandes employant un seul filtre adaptatif est interprétée via l'étude de la vitesse de convergence en analysant le critère de l'erreur quadratique moyenne. Toutes les simulations ont montré l'efficacité de cette techniques en sous bandes avec un seul filtre adaptatifs et cela dans le régime transitoire comme dans le régime permanent.

Conclusion générale

L'étude que nous avons présentée dans ce mémoire concerne l'annulation d'écho acoustique (AEA) en sous bandes. Pour cela, trois méthodes d'AEA sont présentées est analysé par simulations.

Ces trois méthodes emploient un algorithme NLMS standard. La première méthode utilise l'algorithme NLMS en pleines bande. La deuxième méthode utilise un filtrage adaptatif dédié pour chaque bande de fréquence. Alors que la troisième méthode utilise un seul filtre adaptatif pour annuler l'écho acoustique.

Via les résultats de simulations, nous avons remarqué que la troisième méthode d'AEA en sous bandes est meilleure que les autres méthodes grâce à sa structure efficace dans le traitement des signaux de simulation.

Bibliographie

[1] Francis Cottet « Aide-mémoire traitement du signal » Dunod, Paris 2005.

[2] T.Dumartin « Rappels traitement du signal »

[3] L.Herous «Élément de base de théorie de traitement de signal » OPU Alger 1989.

[4] G .DimitrisManolakis, K. Viney Ingle, M. Stephen Kogon «Statistical and adaptive signal processing » article, 2005.

[5] Emmanuelle Guibert, Aurélie Boudier «Introduction à l'Acoustique » Studio M–Marseille 2006-2007.

[6] Thierry Dutoit«Introduction au Traitement Automatique de la Parole »Faculté Polytechnique de Mons 2000.

[7] Didier Pietquin« Notions fondamentales d'acoustique»

[8] R. Bourlard, H.Boite, T.Dutoit, J.Hancq, H.Leich « Traitement de la parole » Presses polytechniques et universitaires Romandas, Lausanne 2000.

[9] Lawrence R. Rabiner, Ronald W. Schafer« Introduction to digital speech processing» Now Publishers Inc., Hanover,MA, USA, 2007.

[10] A.Amehraye « Débruitage perceptuel de la parole » thèse de doctorat, l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne,2009.

[11] Hugues Benoit-Cattin ‹‹ Département Télécommunications, Services & Usages 3TC / Traitement du Signal ›› INSA-Lyon.

[12] Francis Cottet ‹‹ Aide-mémoire traitement de signal›› Dunod, Paris 2005.

[13] M. Bellenger ‹‹ traitement numérique du signal ›› MASSON, 1987.

[14] Dimitris G. Manolakis, Vinay K. Ingle, Stephen M. Kogon ‹‹ Satistical and

Adaptive signal Processing ›› ARTECH HOUSE 2005.

[15] Vijay K. Madisetti, Dougls B. Williams ‹‹ Digital signal Processing ›› CRC Press 1999.

[16] Greet Rombouts ‹‹ Adaptive filtering algorithms for acoustic echo and noise cancellation›› dissertation, KATHOLIEKE UNIVERSITEITLEUVEN, 2003.

[17] H. Ding, ‹‹ A stable fast affine projection adaptation algorithm suitable for low – cost processors ›› in Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process, Istanbul Turkey, Jun. 2000,pp. I-360- I-363.

[18] D. Lay ‹‹ Linear Algebra and its aplications, Addison Wesley ›› Publishing company,1994.

[19] Lee, L. Park, Y.-C, Youn, D.-H ‹‹ Robust pseudo affine projection algorithm with variable step-size ›› Electronics Letters 44 (3), pp.250-252, 2008.

[20] R.W. Lucky, « techniques for adaptive equalization of digital communication systems » Bell Syst. Tech, 1965.

[21] Gilloire A., Julien J.P «L'acoustique des salles dans les télécommunications » L'écho des recherches, N◦127, pp. 43-54, 1987.

[22] Kuttruff H « Rooms acoustics » Elsevier Applied Sciences, 1991.

[23] Gilloire A., Vetterli M « Performance evaluation of acoustic echo controls : required values and measurement procedures »Annales de Télécommunications, vol 49, 1994.

[24] Benesty J « Algorithmes du type gardient à complexité de calcul réduite et à capacité de poursuite et de vitesse de convergence accrues. Application à l'annulation de l'écho acoustique » Note technique CRPE/193, 1991.

[25] J. Benesty, T. Gansler, D.R. Morgan, M.M. Sondhi, S.L. Gay « Advances in

Network and Acoustic Echo Cancellation » Springer-Verlag, 2001.

[26] S.L, Gay « An efficient fast converging adaptive filter for network echo Cancellation » Asilomar Conference on Signal, Systems and Computers, USA, November 1998.

[27] Le Tourneur G « High quality hands free telephone with acoustic echo control » Proceedings of the International Workshop on Acoustic Echo Control, L'Aquila, Italie, September 1991.

[28] Ye H., Wu X « A new double-talk detection algorithm based on the Orthogonality theorem » IEEE Trans. on Communications, vol. 39, November 1991.

[29] Prado J., Moulines E « Frequency domain adaptive filtering with applications to acoustic echo cancellation » Annales des télécommunications, vol. 49, 1994.

[30] E.R. Ferrara « Fast implementation of LMS adaptive filters", IEEE Trans. Acoustic, Speech, Signal Processing, vol. ASSP-28, 1980.

[31] G.A. Clark, S.K. Mitra, and S.R. Parker « Block implementation of adaptive digital filters » IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. CAS-28, June 1981.

[32] F.Ykhlef « Réduction de bruit et contrôle d'écho pour les applications radio mobile et audioconférence » Thèse de Doctorat, ENP, juin 2008.

[33] Simon Haykin « Adaptive Filter Théorie » (4th edn). Prentice-Hall : Upper Saddle River, NJ, 2002.

[34] Kong A. Lee and Woon S. Gan, Senior Member, IEEE « IEEE SIGNAL PROCESSING LETTERS», VOL. 11, NO. 9, SEPTEMBER 2004.