

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث 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 Master

Filière Télécommunications  
Spécialité Réseaux & Télécoms

Présenté par

BOUAMRA NESRINE

&

BENALDJIA RANIA

---

# Réduction du bruit acoustique par un nouvel algorithme proportionnel récursif en sous bande

---

Proposé par : Mr. Bendoumia Rédha

Année Universitaire 2020-2021

## *Remerciements*

---

*Nous tenons à remercier :*

*En tout premier lieu ALLAH le tout puissant de nous avoir donné la force et la patience et la volonté d'accomplir ce modeste travail.*

*Notre promoteur "MonsieurBendoumiaRédha", pour nous avoir fait confiance et nousavoir dirigés pour réaliser ce travail.*

*Tous les membres du jury, pour l'honneur et l'intérêt qu'ils nous ont accordé en acceptant d'examiner et d'évaluer notre mémoire.*

*Notre famille, et surtout nos parents, qui nous ont toujours encouragés.*

*Nos remerciements les plus sincères à toutes les personnes qui ont contribués de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire.*

# *Dédicace*

---

*Je dédie ce modeste travail aux étoiles de ma vie*

*Ma mère Nacéra et mon père ALI*

*A mes frères et ma soeur*

*À tous les membres de ma famille*

*A tous mes amis Et ceux qui m'aiment et qui croient en moi*

*Nesrine*

# Dédicace

---

## *A ma mère*

*A celle qui m'a donné la vie , qui a marqué chaque moment de mon existence avec son intarissable tendresse , à celle qui je dois le meilleur de moi-même*

*Tu sais très bien que mon amour et mon respect pour toi sont sans limite et dépassent toute description*

*A toi je dédie ce travail en gage mon amour le plus profond  
Puisse dieu te préserver et faire de moi une fille à la hauteur de ton espérance*

*Puisse Dieu tout puissant t'accorder longue vie, santé, bonheur pour que notre vie soit illuminée pour toujours*

## *A mon très cher père*

*Tu m'as appris comment affronter la vie, et c'est grâce à ton enseignement des valeurs et du devoir que j'ai pu m'accomplir. En ce jour ta fille espère réaliser l'un de tes plus grands rêves, et couronner tes années de sacrifice et d'espoir.*

*Je te dédie ce travail en témoignage de mon grand amour que je n'ai su exprimer avec les mots. Puisse Dieu tout puissant t'accorder longue vie, santé et bonheur pour que notre vie soit illuminée pour toujours.*

## *A ma sœur chahrazed et mon frère hamza*

*Je vous souhaite un avenir florissant et une vie pleine de bonheur, de santé et de prospérité. Que Dieu vous protège et consolide les liens sacrés qui nous unissent*

## *A mon fiancé samir*

*Je ne peux exprimer à travers ces lignes tous mes sentiments d'amour et de tendresse envers toi. Que Dieu te protège pour moi*

## *A notre Maître de thèse monsieur docteur BENDOUMIA .R*

*Vous nous avez accordé un grand honneur en nous confiant la réalisation de ce travail. Qu'il NOUS soit permis de vous témoigner toute NOTRE gratitude et notre profond respect d'avoir bien voulu assurer la direction de ce travail qui, grâce à votre esprit didactique et rigoureux, et vos précieux conseils, a pu être mené à bien.*

Rania

---

## ملخص:

يسعى هذا العمل المتواضع على تقليل الضوضاء الصوتية وتحسين الكلام. تعتبر الضوضاء من أكبر مشاكل الاتصال لأنها تنتج إحساس سمعي مزعج وغير سار مما يحد من تصور إشارة مفيدة. من أجل معالجة هذه المشكلة، سوف نقترح خوارزمية جديدة للتشكل المتماثل في النطاق الفرعي النسبي مطبقة على الهيكل الخلفي للفصل الأعمى. نجحت الخوارزمية المقترحة في التقليل من الضوضاء و إعطاء أداء جيد في النظام المتناثر و الطويل .

**كلمات المفاتيح:** الحد من الضوضاء الصوتية. فصل ثنائي المصدر إلى الخلف . النظام المتفرق..

---

**Résumé :** Ce modeste travail sert à la réduction du bruit acoustique et le rehaussement de la parole. Le bruit est considéré comme l'un des plus gros problèmes de communication car il produit une sensation auditive désagréable et gênante limitant la perception d'un signal utile. Afin de traiter ce problème on va proposer un nouvel algorithme de décorrélation symétrique en sous bande proportionnel implémenter sur la structure Backward de la séparation aveugle. L'algorithme proposé a réussi à atténuer le bruit et donner des bonnes performances dans un système sparse et long.

**Mots clés :** Réduction du bruit acoustique; séparation de source bi-capteur récurrente; systèmes sparse.

---

**Abstract :** This modest work serves to reduce acoustic noise and enhance speech. Noise is considered as one of the biggest communication problems because it produces an unpleasant and annoying hearing sensation that limits the perception of a useful signal. In order to deal with this problem, we will propose a new symmetric sub-band proportional decorrelation algorithm to implement on the Backward structure of the blind separation. The proposed algorithm has succeeded in attenuating noise and giving good performance in a sparse and long system.

**Key words :** Acoustic noise reduction; recursive bi-sensor source separation; sparse system.

## Listes des acronymes et abréviations

---

- **FFT** : Fast Fourier Transforme.
- **USASI** :United States of American Standard Institute.
- **EQM** :ErreurQuadratique Moyenne.
- **MSE** : Mean Square Error.
- **LMS**: Least-Mean Square.
- **NLMS**: Normalized Least-Mean Square.
- **PNLMS**: Proportionate Normalized Least Mean Square.
- **SAS**:Separation Aveugle de sources.
- **RIF**: Réponse Impulsionnelle Finie.
- **BSS** : Blind Source Separation.
- **FBSS**: Forward Blind Source Separation.
- **BBSS**: Blind Source Separation.
- **AD** : Adaptive deccorelation.
- **SAD** :Symmetric Adaptive Decorrelation.
- **B-SAD** :Backward Symmetric Adaptive Decorrelation.
- **SB-SAD** :Subband Backward Symmetric Adaptive Decorrelation.
- **SP-BSAD** :Subband Proportionate Backward Symmetric Adaptive Decorrelation.
- **SNR** : Signal to noise ratio.
- **RI** : Réponse Impulsionnelle.
- **DB** : Decibel.
- **RSB** :Rapport Signal a Bruit.

# Liste des figures

---

## Chapitre 1 : Généralités sur le filtrage adaptatif.

Figure 1.1. Représentation temporelle et spectrale d'un signal voisé (a et c ) et non voisé (b et d).....	6
Figure 1.2. Spectre du bruit Blanc. ....	8
Figure 1.3. Spectre du bruit Rose. ....	8
Figure 1.4. Spectre du bruit USASI.....	9
Figure 1.5. Schéma représentatif du Filtrage de Wiener. ....	11
Figure 1.6. Schéma représentatif du principe d'un filtre adaptatif. ....	12
Figure 1.7. Schéma représentatif de l'algorithme LMS.....	14
Figure 1.8. Structure complète du mélange convolutif. ....	17
Figure 1.9. Structure simplifiée d'un mélange convolutif bi-capteurs. ....	18
Figure 1.10. Structure de séparation de source Direct (Forward).....	19
Figure 1.11. Structure de séparation de source Récursive (Backward).....	20
Figure 1.12. Structure de l'algorithme LMS en sous-bandes. ....	22
Figure 1.13. Structure de l'algorithme NLMS en sous-bandes.....	23

## Chapitre 2 : Algorithmes proposés Backward SAD en sous bandes proportionnel.

Figure 2.1. Structure de l'algorithme de décorrélation adaptatif. ....	26
Figure 2.2. Structure de l'algorithme de décorrélation symétrique adaptatif Backward (BSAD).....	26
Figure 2.3. Structure générale de l'algorithmes SP-BSAD proportionnel bi-capteurs. ..	29

## Chapitre 3 : Résultats de simulations.

Figure 3.1. Signal de la parole. ....	33
Figure 3.2. Signal de bruit USASI. ....	33
Figure 3.3. Exemple d'une réponse impulsionnelle dispersive $h_{12}(n)$ .....	34
Figure 3.4. Exemple d'une réponse impulsionnelle dispersive $h_{21}(n)$ .....	34
Figure 3.5. Exemple d'une réponse impulsionnelle sparse $h_{12}(n)$ .....	34
Figure 3.6. Exemple d'une réponse impulsionnelle sparse $h_{21}(n)$ .....	35
Figure 3.7. Signal de mélange convolutif $p_1(n)$ . ....	35
Figure 3.8. Signal de mélange convolutif $p_2(n)$ . ....	35
Figure 3.9. Résultat pour un système acoustique dispersif, (A) BSAD, (B) S-BSAD et (C) SP-BSAD. ....	36
Figure 3.10. Résultat pour un système acoustique sparse, (A) BSAD, (B) S-BSAD et (C) SP-BSAD. ....	36
Figure 3.11. Evaluation du MSE obtenue par les algorithmes BSAD, S-BSAD et SP-BSAD pour RSB = - 3dB (dispersif). ....	37

<b>Figure 3. 12.</b> Evaluation du MSE obtenue par les algorithmes BSAD, S-BSAD et SP-BSAD pour SNR = - 3dB (sparse).....	38
<b>Figure 3.13.</b> Evaluation du MSE obtenue par les algorithmes BSAD, S-BSAD et SP-BSAD pour SNR = 0dB (sparse).....	38
<b>Figure 3. 14.</b> Evaluation du MSE obtenue par les algorithmes BSAD, S-BSAD et SP-BSAD pour SNR = 3dB (sparse).....	39
<b>Figure 3. 15.</b> Evaluation du MSE obtenue par les algorithmes BSAD, S-BSAD et proposé SP-BSAD avec M = 512. ....	39
<b>Figure 3. 16.</b> Evaluation du MSE obtenue par les algorithmes BSAD, S-BSAD et proposé SP-BSAD avec M = 1024. ....	40



# Table des matières

---

Introduction générale.....	1
<b>Chapitre 1 : Généralités sur le filtrage adaptatif</b>	
1.1 Introduction .....	3
1.2 La parole.....	3
1.2.1 Définitions de la parole .....	3
1.2.2 Classification des sons de la parole.....	4
a Les sons voisés.....	4
b Les sons non voisés.....	4
c Le silence .....	4
1.2.3 Caractéristiques du signal de parole.....	4
a Fréquence fondamentale.....	5
b Spectre .....	5
c Énergie : .....	6
1.3 Le bruit acoustique .....	6
1.3.1 Définition.....	6
1.3.2 Classes du bruit.....	7
1.3.3 Quelques types de bruit.....	7
a Bruit blanc .....	7
b Bruit coloré.....	8
c Bruit convolutionnel (multiplicatif).....	9
d bruit impulsif .....	9
e bruit USASI .....	9
1.4 Insuffisance du filtrage classique.....	10
1.5 Filtrage optimal (wiener) .....	10
1.6.1 Principe de filtrage adaptatif.....	12
1.6.2 Applications de filtrage adaptatif .....	13
1.6.3 Réponses impulsionnelle acoustiques .....	13
1.6.4 Algorithmes du gradient stochastiques .....	13
a Algorithme LMS .....	14
b Algorithme LMS normalisé (NLMS).....	15

1.6.5	Algorithme PNLMS (proportionnel).....	16
1.7	Méthodes de débruitage bi-capteurs .....	16
1.8	Séparation aveugle de sources (BSS).....	18
1.9	Réduction du bruit bi-capteurs en sous bande .....	21
1.9.1	LMS en sous bande .....	21
1.9.2	NLMS en sous bande.....	22
1.10	Conclusion.....	24
<b>Chapitre 2 : Algorithme proposé Backward proportionnel SAD en sous bandes</b>		
2.1	Introduction .....	25
2.2	L'inconvénient de l'algorithme Backward SAD classique .....	25
2.3	Algorithme de décorrélation adaptatif en pleine bande .....	25
2.4	Algorithme SAD récursive (BSAD).....	26
2.5	Algorithme proposé Backward proportionnel SAD en sous bandes (SP-BSAD).....	27
	La structure de l'algorithme proposé Backward proportionnel SAD en sous bandes (SP-BSAD) est donnée par la figure suivante. ....	27
2.6	Conclusion.....	31
<b>Chapitre 3 : Résultats de simulations</b>		
3.1	Introduction .....	32
3.2	Signaux de tests.....	32
3.2.1	Signal de la parole.....	32
3.2.2	Signal du bruit.....	33
3.2.3	Réponses impulsionnelles .....	34
3.2.4	Signaux Bruités .....	35
3.3	Evolution temporelle des signaux estimés .....	36
3.4	Vitesse de convergence .....	37
3.5	Conclusion.....	40
	Conclusion générale .....	41
	Bibliographie.....	43

# Introduction générale

---

Il est bien connu de tous, l'importance du rôle que jouent les moyens de communication verbale dans la vie quotidienne. Surtout après l'introduction du téléphone portable et des services Internet, Ce qui a créé la possibilité de transmettre l'audio sous sa forme numérique sur les réseaux de communication, et ce qui a rendu cela possible, le développement rapide des communications à long terme et du traitement numérique du signal.

Ce développement des systèmes de communication de l'implémentation analogique à l'implémentation numérique, est due grâce à leurs avantages récents d'efficacité de bande passante et d'immunité exceptionnelle au bruit.

Dans tous les types de communications, la communication n'est pas effectuée de la meilleure façon que nous prévoyons, en raison de plusieurs facteurs empêchant le signal d'atteindre le récepteur, et l'étendue de leur influence varie en fonction de sa force et de la susceptibilité du système. Parmi les obstacles les plus importants, il y a le bruit.

Le bruit est l'énergie aléatoire indésirable qui passe avec le signal à travers les éléments des systèmes de communication. Il est considéré comme l'un des plus gros problèmes de communication car il peut déformer les informations transmises d'une manière qui les rend inintelligibles à l'extrémité opposée.

Par conséquent, le plus grand défi pour un chercheur en télécommunications est de concevoir un système qui réalise un compromis entre les limites physiques d'un système de communication et le besoin de capacités et de ressources disponibles plus élevées, telles que l'utilisation de la bande passante et l'énergie, pour obtenir une immunité au bruit et améliorer la qualité de la parole. C'est pour cela, les systèmes de communication modernes doivent fonctionner dans une gamme très limitée du spectre radioélectrique avec un minimum d'interférences avec les autres systèmes.

Le rehaussement de la parole est un domaine de la télécommunication, qui vise essentiellement l'intégrité et la préservation optimales de l'identité et des spécificités de la source sonore recherchée malgré ses altérations subies et provoquées par des éléments sonores perturbateurs qui lui sont étrangers mais présents dans son environnement.

L'objectif des travaux effectués dans le cadre de ce mémoire est de fournir une solution efficace de réduction du bruit acoustique en basant sur un nouvel algorithme proportionnel récursif en sous bande.

Le présent mémoire est divisé en trois chapitres :

- **Le premier chapitre** : intitulé "généralités sur le filtrage adaptatif", comporte des notions fondamentales sur le signal de parole et celui du bruit, leur classifications et caractéristiques, nous donnons aussi les différentes techniques d'annulation du bruit comme la séparation des sources. Ainsi que, le filtrage adaptatif et ses algorithmes de gradient stochastique (LMS et NLMS).
- **Le deuxième chapitre** : intitulé "algorithmes proposés backward SAD en sous bande proportionnel", est consacré au principe de la réduction adaptative du bruit, en proposant une approche basée sur l'algorithme SAD en sous bande proportionnelle appliqué à la structure backward dans un système sparse.
- **Le troisième chapitre** : intitulé "résultats de simulations", il représente les résultats de simulations de l'algorithme proposé dans les deux réponses sparse et dispersive avec des constatations. Et aussi il comporte une étude comparative entre ces algorithmes en termes de plusieurs critères de performances.

# Chapitre 1 : Généralités sur le filtrage adaptatif

---

## 1.1 Introduction

Les signaux de la parole, lorsqu'ils se propagent à travers des canaux acoustiques et enregistrés par des récepteurs de microphone, sont inévitablement corrompus par le bruit et les interférences.

« Comment réduire le bruit dans la parole ? » est devenu l'un des problèmes les plus difficiles et le centre d'intérêt de nombreux chercheurs dans le domaine du traitement du signal acoustique.

Ce chapitre est consacré au problème de l'amélioration de la parole et de la réduction du bruit, qui vise initialement à présenter les principales caractéristiques de la parole et du bruit et leurs classifications.

D'autre part, on va montrer quelques techniques qui apparaissent comme une sorte de solution à ce problème majeur, tels que le filtrage adaptatif avec ses algorithmes de gradient stochastique pleine et sous bande `` LMS / NLMS ". On va mentionner également une autre méthode de débruitage qui est la méthode adaptatives bi-capteurs.

## 1.2 La parole

### 1.2.1 Définitions de la parole

La parole est le principal moyen de communication dans toute société humaine, est une succession de séquences sonores et de silences, cela se produit suite à une variation de la pression produite par l'émission d'un son par un locuteur.

La parole est un signal réel, continu, de puissance moyenne finie et non stationnaire et qui est caractérisé par son intensité, sa hauteur tonale et son timbre. Sa structure est complexe et variable avec le temps [1] [2].

### **1.2.2 Classification des sons de la parole**

La parole peut être attribuée à différentes catégories. Ces catégories permettent de regrouper les sons en fonction de leurs caractéristiques principales, ce qui est très important pour classer les différents sons visibles sur le spectrogramme selon leur classe respective dans un court laps de temps, et sans aucune écoute de la phrase correspondante. Ces catégories sont [3] :

#### **a Les sons voisés**

Ce sont les signaux quasi-périodiques de forte énergie tels que les voyelles, ils sont générés par les vibrations des cordes vocales. Les sons voisés ont des harmoniques engendrées par les cavités en aval des cordes vocales par effet de résonance, donnant une fréquence fondamentale appelée pitch [4].

#### **b Les sons non voisés**

Sont des signaux non périodiques à faible énergie et peu corrélés, tels que les consonnes. Cela se produit en raison de l'écoulement libre de l'air à travers la glotte. S'apparente à la nature aléatoire du bruit blanc, et se situe sur la partie haute du spectre vocal [5].

#### **c Le silence**

Il représente l'intervalle où le signal utile est absent. Il peut également être considéré comme un bruit, d'origine diverse et d'énergie négligeable devant celle du signal utile [10].

### **1.2.3 Caractéristiques du signal de parole**

Le signal de la parole a de nombreuses caractéristiques appelées traits acoustiques. Chaque trait acoustique a une signification sur le plan perceptuel. Ces caractéristiques sont :

### **a Fréquence fondamentale**

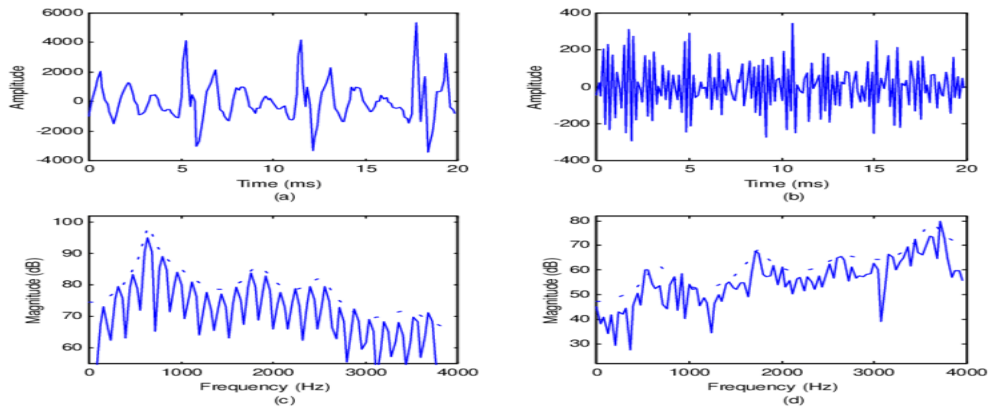
La fréquence fondamentale d'un signal parole, souvent désignée par  $F_0$ , fait référence à la fréquence approximative de la structure quasi-périodique des signaux de la parole.  $F_0$  est étroitement lié au pitch, qui est définie comme notre perception de la fréquence fondamentale. Autrement dit, le  $F_0$  décrit le phénomène physique réel, tandis que le pitch décrit comment nos oreilles et notre cerveau interprètent le signal, en termes de périodicité. Les plages de variation de la fréquence fondamentale sont[6] :

- De 80Hz à 200Hz pour une voix masculine.
- De 150Hz à 450Hz pour une voix féminine.
- De 200Hz à 600Hz pour une voix d'enfant

### **b Spectre**

Afin de déterminer les caractéristiques de fréquence du signal de la parole, nous avons besoin d'une méthode pour estimer le contenu spectral de ce signal. Une technique possible consiste à appliquer la transformée de Fourier rapide (FFT), ce qui peut nous aider à découvrir des informations qui peuvent être cachées dans la forme d'onde du domaine temporel. Le carré de la magnitude de la FFT est appelé le spectre de puissance, qui caractérise la façon dont l'énergie d'un signal est distribuée dans le domaine fréquentiel [7].

- ✓ Le spectre du son voisé est présenté comme un spectre fin avec une enveloppe de formants Les pics fins signifient la période de pitch et les formants reflètent la caractéristique du tractus vocal.
- ✓ Alors que pour le cas non voisé, le signal ressemble beaucoup à un bruit blanc. Les spectres perdent la période de pitch mais conservent certains pics de formants[8].



**Figure 1.1.** Représentation temporelle et spectrale d'un signal voisé (a et c) et non voisé (b et d).

### c Énergie :

L'intérêt de tout traitement automatique de la parole réside dans la compréhension de la variation de l'énergie et d'être plus spécifique, l'énergie associée à une région de parole à court terme qui peut être utilisée pour la classification des sons de la parole. En outre L'énergie associée à la région voisée est grande par rapport à la région non voisée et la région de silence n'aura pas d'énergie ou négligeable [8].

L'énergie du signal de la parole dans une trame est donnée par : [10]

$$E_s = \sum_{n=0}^{N-1} s^2(n) \quad (1.1)$$

Avec  $N$  : taille de la trame.

## 1.3 Le bruit acoustique

### 1.3.1 Définition

Tout système impliquant la transmission, l'acquisition ou la génération de parole est soumis à une large gamme d'influences, qui peuvent dégrader la qualité du signal de la parole [9].

L'une de ces influences est le bruit. Le bruit est un phénomène acoustique produisant une sensation auditive considérée comme désagréable ou gênante limitant la perception d'un signal utile. Le bruit est aléatoire et possède des caractéristiques statistiques spectrales ou spatiales [10].



### 1.3.2 Classes du bruit

Comme nous l'avons dit précédemment. Le bruit est un signal qui n'a pas d'amplitude ou de fréquence fixe car il est complètement aléatoire et imprévisible, et il est classé selon plusieurs critères[11] :

- structure : continu, impulsif ou périodique.
- le Type d'interaction : additif, multiplicatif ou convolutif.
- le Comportement temporel : stationnaire ou non-stationnaire.
- la Bande de fréquence : étroit ou large.
- Dépendance : corrélé ou décorrélé.
- Propriétés statistiques : dépendant ou indépendant.
- Propriétés spatiales : cohérent ou incohérent.

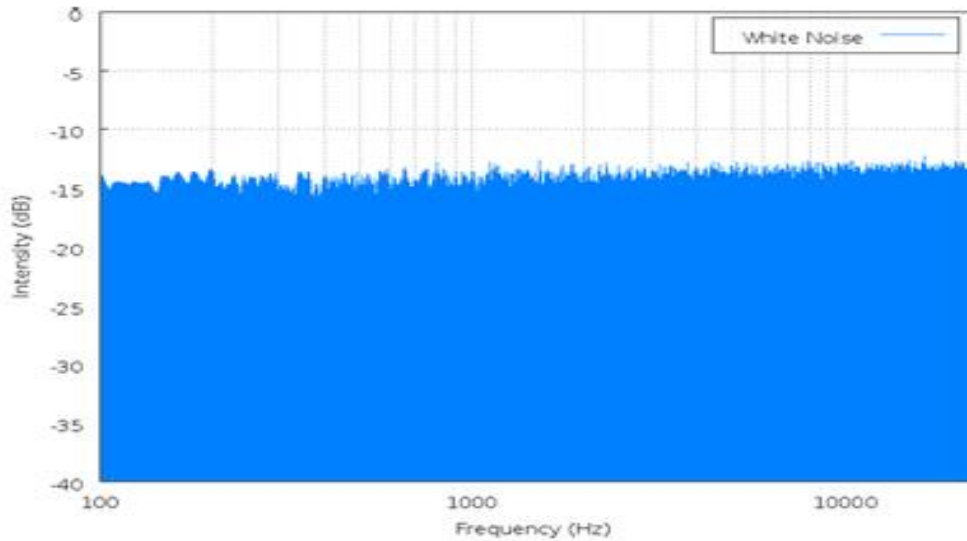
### 1.3.3 Quelques types de bruit

Le bruit est mieux caractérisé sur la base de sa dynamique temporelle et fréquentielle. Dans cette partie, nous distinguerons les types de bruit les plus courants :

#### a Bruit blanc

Le bruit blanc est défini comme un processus de bruit non corrélé et son spectre de puissance est plat, c'est-à-dire qu'il aura une puissance égale à toutes les fréquences [12]. De plus, il est un modèle théorique c'est à dire il ne peut pas exister naturellement car il contient des fréquences infinies ayant une puissance moyenne infinie.

Le bruit blanc est analogue à la lumière blanche, qui contient des intensités à peu près égales de toutes les fréquences de la lumière visible [11].

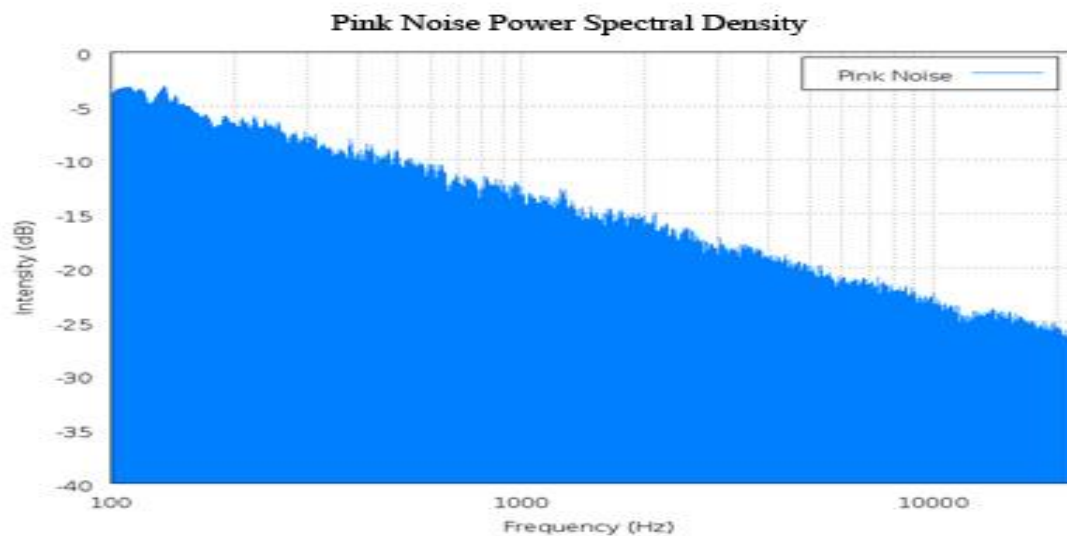


**Figure 1.2.** Spectre du bruit Blanc.

**b Bruit coloré**

Tout type de signal de bruit filtré peut être appelé « bruit coloré », c'est-à-dire qu'il ne s'agit pas d'un bruit blanc pur. Le bruit coloré aura une puissance intégrée différente, à différentes bandes de fréquences de la même durée. Tout dépend si c'est : de couleur grise, rose, bleue ou marron, il aura un spectre de puissance différente.

En audio, la couleur la plus courante rencontrée est le " bruit rose ". Un bruit rose est caractérisé par la diminution de sa densité spectrale avec l'augmentation de fréquence[13].



**Figure 1.3.** Spectre du bruit Rose.

### c Bruit convolutionnel (multiplicatif )

Peut se produire, en raison de nombreux facteurs. Parmi ces facteurs [14]:

- la distorsion induite par la voie de communication.
- l'étroitesse en bande passante du support de transmission.
- la mauvaise qualité de support du message.

### d bruit impulsif

Ce type de bruit est très gênant pour la transmission de données, car il modifie la forme du signal reçu, en utilisant des tensions perturbatrices de valeur élevée mais de courte durée et à des instants quelconques[15].

### e bruit USASI

Il est utilisé par les fabricants de diffusion audio en tant qu'un signal de test, dans le domaine de la réduction de bruit et le rehaussement de la parole, pour évaluer la vitesse de convergence des algorithmes[16].

Le spectre de ce bruit est constitué d'un bruit blanc filtré à une plage horizontale de 20 KHz et il est présenté dans la figure ci-dessous :

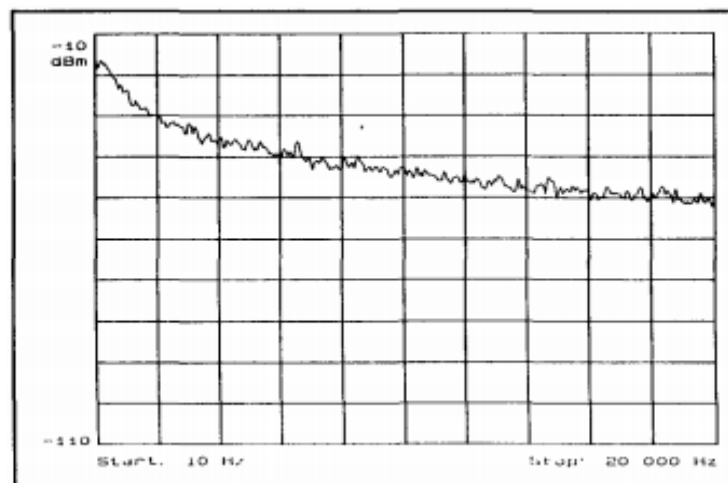


Figure 1.4. Spectre du bruit USASI.

## 1.4 Insuffisance du filtrage classique

Dans cette partie, nous présenterons les points les plus importants de validité et aussi de faiblesse du filtrage classique, qui imposent la nécessité de passer vers le filtrage optimal.

☹ Le filtrage classique est efficace dans le cas où les spectres du signal informatif et celle du bruit sont séparés. Donc il est inadéquat dans le cas de la superposition de ces deux signaux.

☹ Une autre limitation du filtrage classique est le manque de capacité d'auto-apprentissage ; Les coefficients d'un filtre classique ne changent pas avec le temps, par conséquent ils ne peuvent pas effectuer certaines tâches de modélisation en temps réel ou en ligne, donc on doit passer vers un autre type de filtrage.

Le Filtrage adaptatif apporte une solution à ce problème et il a pour but de répondre à ce genre de problème, et se généralise à tout problème d'extraction d'une information d'un signal, lorsque le filtrage fréquentiel classique se révèle impuissant[17].

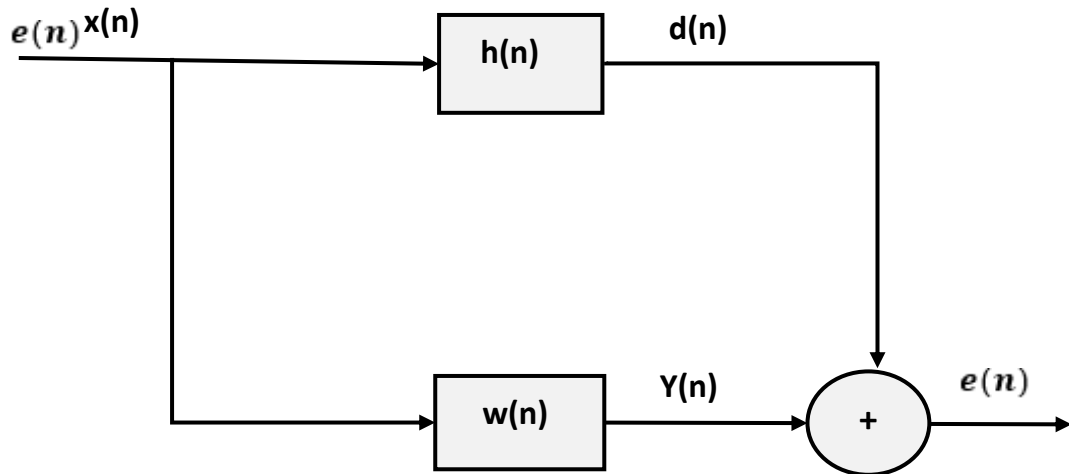
## 1.5 Filtrage optimal (wiener)

Le filtrage de Wiener est l'une des méthodes classiques de débruitage les plus couramment utilisées dans le cas où le spectre du signal désiré et celui du signal perturbateur se superposent, et lorsque ce processus (signal et bruit) est stationnaire[18].

Le filtre optimal de wiener est développé à partir de concepts temporels plutôt que fréquentiels, ce filtre est conçu pour minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le signal de sortie et le signal désiré, c'est à dire qu'il est optimal au sens du critère de l'erreur quadratique moyenne, et nous verrons que dans ce cas, les coefficients du filtre sont liés à la fonction d'autocorrélation du signal d'entrée et à l'intercorrélacion entre les signaux d'entrée et de sortie désirée. L'erreur quadratique moyenne (EQM) est définie par [5]:

$$J = E[e(n)^2] \tag{1.2}$$

Le filtre de wiener est représenté par :



**Figure 1.5.** Schéma représentatif du Filtrage de Wiener.

$x(n)$  : Le signal d'entrée.

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

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

$d(n)$  : Le signal désiré (référence).

$h(n)$  : Système inconnu de longueur M.

$w(n)$  : Le filtre d'estimation.

## 1.6 Le filtrage adaptatif

Il est bien connu que, la conception de filtres numériques à coefficients fixes nécessite, des spécifications prescrites bien définies. Cependant, dans certaines situations, les spécifications ne sont pas disponibles ou varient dans le temps. La solution dans ces cas est d'employer un filtre numérique à coefficients adaptatifs, appelés filtres adaptatifs.

Les filtres adaptatifs sont des filtres numériques dont les coefficients changent selon un critère donné, dans le but est de faire converger le filtre vers un état optimal. C'est-à-dire pour supprimer le bruit situé dans le domaine de fréquences du signal utile.

Les filtres adaptatifs sont considérés comme des systèmes non linéaires, donc leur analyse de comportement est plus compliquée que pour les filtres fixes, par contre, leur

conception peut être considérée comme moins impliquée que dans le cas des filtres numériques à coefficients fixes [19][20].

### 1.6.1 Principe de filtrage adaptatif

La configuration générale d'un environnement de filtrage adaptatif est illustrée sur la figure (1.6).

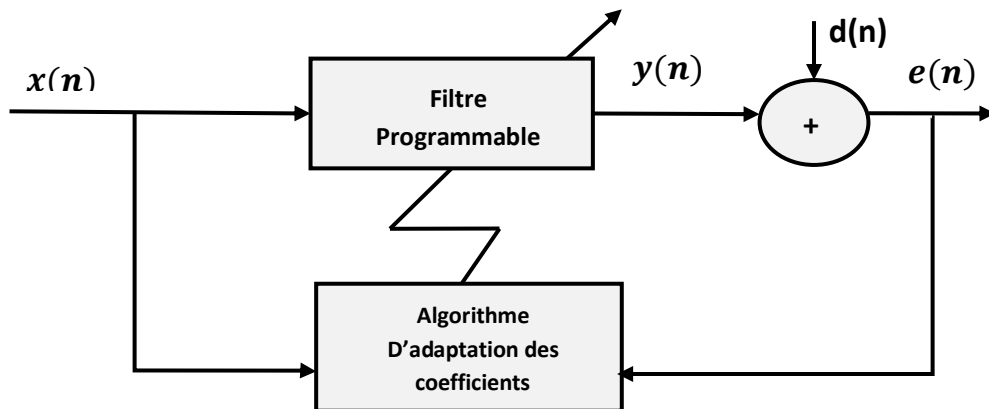


Figure 1.6. Schéma représentatif du principe d'un filtre adaptatif.

Où :

$x(n)$  : désigne le signal d'entrée.

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

$d(n)$  : définit le signal souhaité( désiré).

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

Le principe du filtrage adaptatif repose sur :

- ✓ L'utilisation du signal d'erreur  $e(n) = d(n) - y(n)$  pour former une fonction de performance (ou objectif), requise par l'algorithme d'adaptation afin de déterminer la mise à jour appropriée des coefficients du filtre.
- ✓ Le filtrage c'est-à-dire La minimisation de la fonction objective, implique que le signal de sortie du filtre adaptatif  $y(n)$  correspond au signal souhaité  $d(n)$

(estimation du signal inconnu). Cette étape est effectuée en convolant le signal d'entrée  $x(n)$  avec les coefficients du filtre adaptatif [19].

### **1.6.2 Applications de filtrage adaptatif**

Le type d'application est défini par le choix des signaux acquis de l'environnement, à être les signaux d'entrée et de sortie souhaités. Le nombre d'applications différentes dans lesquelles les techniques adaptatives sont utilisées avec succès, a augmenté au cours des deux dernières décennies. Quelques exemples sont [19]:

- L'annulation d'écho.
- L'égalisation des canaux dispersifs.
- L'identification du système.
- Le rehaussement du signal.
- La formation de faisceaux adaptative.
- L'annulation du bruit et le contrôle.

### **1.6.3 Réponses impulsionnelle acoustiques**

La réponse impulsionnelle est la réponse à une suite de nombre dont seul le premier est différent de 0. Par convention, ce premier échantillon est égal à 1.

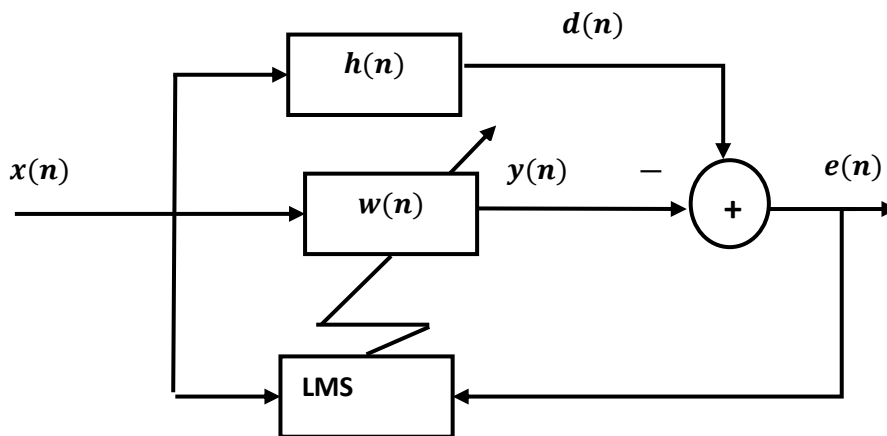
Dans l'acoustique, La réponse impulsionnelle permet de comprendre l'effet du système (salle par exemple) sur un signal d'entrée acoustique plus complexe. Le son serait répété à intervalles réguliers (échos), chaque réflexion du son sera encore retardée et atténuée [21].

### **1.6.4 Algorithmes du gradient stochastiques**

C'est l'une des principales approches pour les algorithmes adaptatifs, présente un ensemble d'équations récursives utilisées pour ajuster le filtre adaptatif  $w(n)$  automatiquement pour minimiser le signal d'erreur  $e(n)$  de telle sorte que le filtre converge itérativement vers la solution optimale qui correspond à la MSE minimale [21].

### a Algorithme LMS

Est un algorithme de recherche qui minimise l'erreur quadratique moyenne entre un signal désiré et celui d'estimation, largement utilisé dans diverses applications de filtrage adaptatif en raison de sa faible complexité de calcul et la preuve de convergence en environnement stationnaire. Les performances du LMS dépendent de trois facteurs: le pas d'adaptation, les valeurs propres de la matrice et la longueur du filtre [10][22]. Le principe de l'algorithme LMS est présenter dans la figure suivante :



**Figure 1.7.** Schéma représentatif de l'algorithme LMS.

On constate que l'algorithme LMS est géré par deux équations :

i) L'équation de l'erreur du filtrage qui est donnée par :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (1.3)$$

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}(n)^T \mathbf{x}(n) \quad (1.4)$$

$$e(n) = d(n) - \mathbf{x}(n)^T \mathbf{w}(n) \quad (1.5)$$

ii) Adaptation (mise à jour) des filtres est donnée par :

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) - \nabla_{\mathbf{w}}(e(n)) \quad (1.6)$$

$\nabla_{\mathbf{w}}$ : Représente le gradient, mais dans le sens du minimum.

On obtient la relation du LMS :



$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n - 1) + 2\mathbf{x}(n)e(n) \quad (1.7)$$

On rajoute un paramètre  $\mu$  qui est le pas d'adaptation de l'algorithme pour contrôler la vitesse de convergence :

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n - 1) + \mu e(n)\mathbf{x}(n) \quad (1.8)$$

$\mu$  : dépend de l'énergie de  $x(n)$  et il est donné par :

$$0 < \mu < \frac{1}{M\sigma_x^2}$$

Où :

M: La taille du filtre adaptatif.

$\sigma_x^2$ : L'énergie du signal d'entrée  $\mathbf{x}(n)$ .

### **b Algorithme LMS normalisé (NLMS)**

Parmi les inconvénients majeurs de l'algorithme LMS est d'avoir un paramètre de taille de pas fixe pour chaque itération, Cela nécessite une compréhension des statistiques du signal d'entrée avant de commencer l'opération de filtrage adaptatif. En pratique, cela est rarement réalisable pour les signaux inconnus et non stationnaires comme la parole. Par conséquent, un signal plus fort (avec une grande longueur de filtre), doit utiliser une taille de pas plus petite, tandis qu'un signal plus faible (avec une petite longueur de filtre), doit utiliser une taille de pas plus grande. Cela est réalisable en normalisant la taille du pas par rapport à la puissance du signal d'entrée. Cette normalisation de la taille du pas conduit à une variante utile de l'algorithme LMS connue sous le nom d'algorithme LMS normalisé (NLMS)[24].NLMS rendre ainsi la convergence plus ou moins uniforme en passant d'une étape d'adaptation à une autre[23][13]. Cette dernière est garantie pour un pas d'adaptation  $0 < \mu n \leq 2$ .

Le pas d'adaptation  $\mu$  est alors remplacé par :

$$\mu_n = \frac{\mu(n)}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)}$$

La mise à jour des coefficients du filtre adaptatif par l'algorithme NLMS est alors donnée par:

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n - 1) + \frac{\mu}{(\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n) + \beta)} \mathbf{x}(n)e(n) \quad (1.9)$$

Où  $\beta$  est un facteur de régularisation pour éviter la division par zéros.

Un des inconvénients de l'algorithme NLMS par rapport au LMS est l'augmentation de la complexité de calcul au niveau du nombre de multiplications.

### 1.6.5 Algorithme PNLMS (proportionnel)

Les algorithmes du filtrage adaptatif subissent une convergence lente pour les réponses impulsionnelles longues (de nature sparse), afin d'améliorer la convergence des algorithmes adaptatifs pour ce genre de réponses, il suffit d'utiliser l'adaptation proportionnelle qui est une méthode consiste à d'assigner à chaque coefficient un paramètre de taille de pas différent. Autrement dit, les algorithmes adaptatifs proportionnels mettent à jour chaque coefficient individuellement en affectant une taille de pas proportionnelle à sa magnitude estimée, plus précisément, PNLMS attribue des pas plus grands pour les coefficients de magnitude plus élevée en utilisant une matrice de contrôle  $\mathbf{G}(n)$  qui est défini par [24] :

$$\mathbf{G}(n) = \text{diag}\{g_0(n), g_1(n), \dots \dots \dots g_{L-1}(n)\}$$

Une version normalisée peut être obtenue en normalisant l'équation de mise à jour :

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n - 1) + \frac{\mu(n)}{(\|\mathbf{x}(n)\|^2 \mathbf{G}(n) + \delta_{\text{pnlms}})} \mathbf{G}(n)\mathbf{x}(n)e(n) \quad (1.10)$$

Où  $\delta_{\text{pnlms}}$  est un paramètre de régularisation.

L'avantage du PNLMS est qu'il nécessite moins d'informations a priori sur le chemin d'écho, puisque la mise à jour ne dépend que des estimations de filtre actuelles.

## 1.7 Méthodes de débruitage bi-capteurs

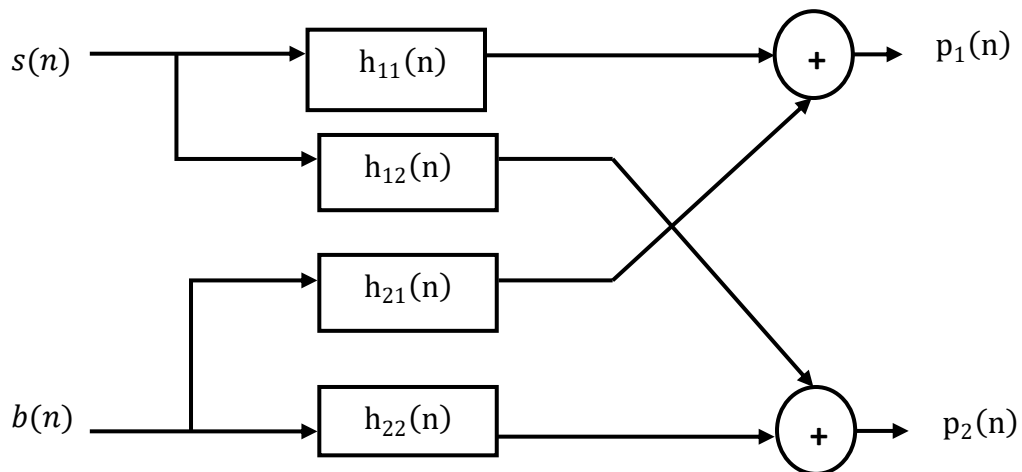
Dans les systèmes mono-capteur d'annulation du bruit, un seul capteur est utilisé pour séparer la parole du bruit par un algorithme de rehaussement. Cette séparation est idéale dans le cas de la stationnarité du bruit.

Par contre dans le cas de la non stationnarité si on utilise cette séparation, il en résulte de nombreuses distorsions du bruit et de la parole. Ceci nous amène à considérer l'utilisation d'un second microphone.

Ce second capteur doit permettre de s'affranchir de l'hypothèse de stationnarité du bruit et permet d'avoir des informations sur la configuration spatiale des signaux[25]. Donc l'idée de cette méthode, c'est d'avoir deux sources (parole et bruit), le premier microphone capte le signal de parole  $s(n)$  et le bruit  $b(n)$  convolué avec la réponse impulsionnelle  $h(n)$ , et en prenant le deuxième capteur comme le bruit seul. A la sortie des microphones, on observe une superposition des signaux primitifs inconnus résulte un mélange inconnu  $p_1(n)$  et  $p_2(n)$  connu sous le nom de mélange convolutif des signaux à large bande, qui dépend de la propagation des signaux dans le milieu, de la position des microphones et des sources, ainsi des caractéristiques de la salle (voir la figure 1.8). Les équations de ce mélange s'écrivent donc [11]:

$$p_1(n) = s(n) * h_{11}(n) + b(n) * h_{21}(n) \quad (1.11)$$

$$p_2(n) = b(n) * h_{22}(n) + s(n) * h_{12}(n) \quad (1.12)$$



**Figure 1.8.** Structure complète du mélange convolutif.

Où :

$s(n)$ : signal de parole.

$b(n)$ : signal du bruit.

$p_1(n)$  et  $p_2(n)$ : représentent les deux signaux bruités obtenus à la sortie du mélange convolutif bi-capteurs.

$h_{11}(n)$  et  $h_{22}(n)$ : sont les réponses impulsionnelles directes de chaque canal.

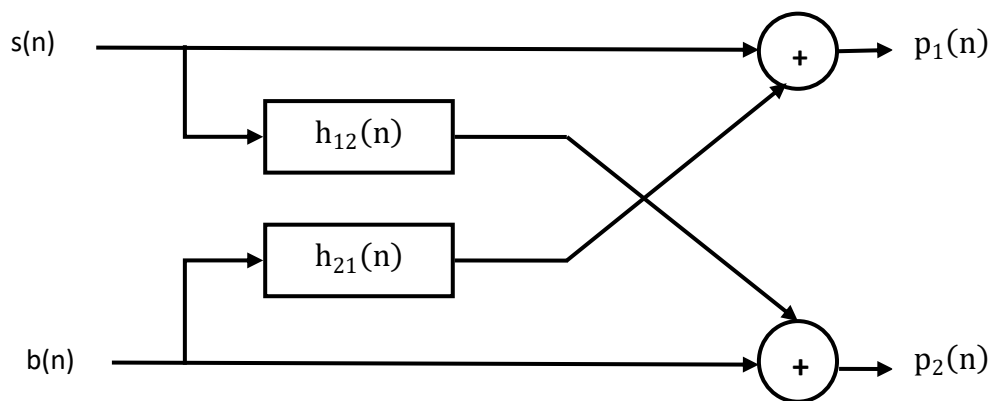
$h_{12}(n)$  et  $h_{21}(n)$ : représente le couplage croisé entre les réponses impulsionnelles des deux sources.

Maintenant on suppose que les deux microphones sont placés près des deux sources et la distance entre les deux microphones est petite [11]. Alors les réponses impulsionnelles directes de chaque source deviennent :

$$h_{22} = h_{11} = \delta(n)$$

Où :  $\delta(n)$  est l'impulsion de Dirac.

Donc on aura un modèle du mélange convolutif simplifié donné par la figure (1.9) :



**Figure 1.9.** Structure simplifiée d'un mélange convolutif bi-capteurs.

Les équations du mélange bruités deviennent :

$$p_1(n) = s(n) + b(n) * h_{21}(n) \quad (1.13)$$

$$p_2(n) = b(n) + s(n) * h_{12}(n) \quad (1.14)$$

## 1.8 Séparation aveugle de sources (BSS)

Le principe de la séparation aveugle de sources consiste à reconstituer les signaux sources émis à partir de la seule connaissance de signaux d'observations reçus correspondant à des mélanges de ces sources et les réponses impulsionnelles du milieu. Le traitement est alors

aveugle, aucune connaissance a priori n'est disponible ni sur les sources ni sur le processus de mélange.

Deux structures de séparation de sources (BSS) bi-capteurs qui peuvent être utilisées pour l'annulation du bruit acoustique et le rehaussement de la parole. Connues sous les noms Directe (Forward) et Récursive (backward) sont souvent utilisées dans ce contexte [13][25].

### 1.8.1 Structure directe (Forward)

Cette structure a pour but d'estimer les deux signaux de sources, à partir des signaux de mélange, en se basant sur l'indépendance des deux sources. L'inconvénient majeur de cette structure, est que les signaux de sortie  $u_1(n)$  et  $u_2(n)$  sont distordus à cause d'une petite quantité du bruit nommé "bruit résiduel". On peut éliminer ce bruit en plaçant un post filtre dans chaque signal de sortie estimé [13].

Le schéma est illustré par la figure 1.10 :

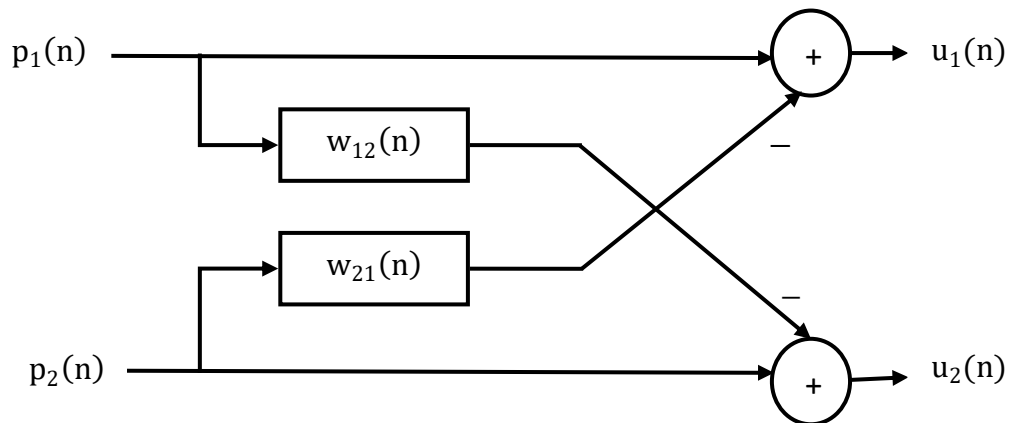


Figure 1.10. Structure de séparation de source Direct (Forward).

Où :

$w_{12}(n)$  et  $w_{21}(n)$  représente les filtres adaptative qu'on cherche à trouver.

Les signaux de sortie sont donnés par :

$$u_1(n) = p_1(n) - w_{21}(n) * p_2(n) \quad (1.15)$$

$$u_2(n) = p_2(n) - w_{12}(n) * p_1(n) \quad (1.16)$$

On remplace les expressions  $p_1(n)$  et  $p_2(n)$  dans les expressions de  $u_1(n)$  et  $u_2(n)$  :

$$u_1(n) = s(n) + b(n) * h_{21}(n) - [b(n) + s(n) * h_{12}(n)] * w_{21}(n) \quad (1.17)$$

$$u_2(n) = b(n) + s(n) * h_{12}(n) - [s(n) + b(n) * h_{21}(n)] * w_{12}(n) \quad (1.18)$$

À l'optimum on a :

$$w_{12}^{opt}(n) = h_{12}(n) \text{ et } w_{21}^{opt}(n) = h_{21}(n)$$

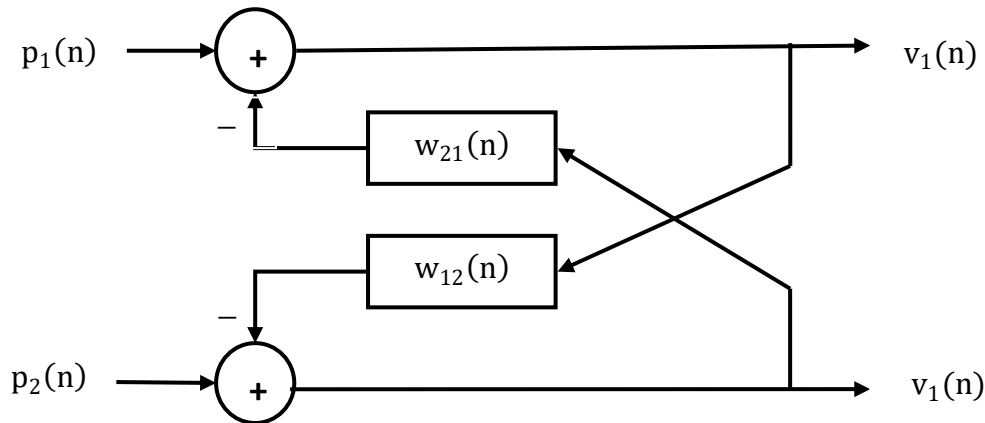
Alors :

$$u_1(n) = s(n) * [\delta(n) - h_{12}(n) * w_{21}(n)] \quad (1.19)$$

$$u_2(n) = s(n) * [\delta(n) - h_{21}(n) * w_{12}(n)] \quad (1.20)$$

### 1.8.2 Structure réursive (Backward)

Cette structure est un peu compliquée par rapport à la structure directe, mais l'avantage de cette méthode, est que les deux signaux de sortie estimés  $u_1(n)$  et  $u_2(n)$  sont exactement égaux aux signaux d'origine  $s(n)$  et  $b(n)$  sans bruit résiduel. Le schéma de Cette structure est illustré par la figure 1.11. [13] :



**Figure 1.11.** Structure de séparation de source Réursive (Backward).

Les deux signaux de sortie  $v_1(n)$  et  $v_2(n)$  de la structure Backward sont donnés par :

$$v_1(n) = p_1(n) - v_2(n) * w_{21}(n) \quad (1.21)$$

$$v_2(n) = p_2(n) - v_1(n) * w_{12}(n) \quad (1.22)$$

On remplace les expressions  $\mathbf{p}_1(\mathbf{n})$  et  $\mathbf{p}_2(\mathbf{n})$  dans les expressions  $v_1(\mathbf{n})$  et  $v_2(\mathbf{n})$  respectivement:

$$v_1(\mathbf{n}) = [b(\mathbf{n}) * (h_{21}(\mathbf{n}) - w_{21}(\mathbf{n})) + s(\mathbf{n}) * (\delta(\mathbf{n}) - h_{21}(\mathbf{n}) * w_{21}(\mathbf{n}))] * (\delta(\mathbf{n}) - w_{12}(\mathbf{n}) * h_{21}(\mathbf{n}))^{-1}$$

(1.23)

$$v_2(\mathbf{n}) = [s(\mathbf{n}) * (h_{12}(\mathbf{n}) - w_{12}(\mathbf{n})) + b(\mathbf{n}) * (\delta(\mathbf{n}) - h_{21}(\mathbf{n}) * w_{21}(\mathbf{n}))] * (\delta(\mathbf{n}) - w_{21}(\mathbf{n}) * h_{12}(\mathbf{n}))^{-1}$$

(1.24)

À l'optimum on a :

$$w_{12}^{opt}(\mathbf{n}) = h_{12}(\mathbf{n}) \text{ et } w_{21}^{opt}(\mathbf{n}) = h_{21}(\mathbf{n})$$

Donc :

$$v_1(\mathbf{n}) = s(\mathbf{n}) \tag{1.25}$$

$$v_2(\mathbf{n}) = b(\mathbf{n}) \tag{1.26}$$

## 1.9 Réduction du bruit bi-capteurs en sous bande

Dans le filtrage adaptatif en sous-bandes, le signal d'entrée et le signal souhaité sont divisés en sous-bandes de fréquences via un banc de filtres d'analyse. Afin de situer la ou les bandes de fréquence où l'on peut trouver l'information. Cela permet de d'augmenter la vitesse de convergence en gardant presque la même complexité des calculs par rapport aux algorithmes pleine bande[11].

### 1.9.1 LMS en sous bande

La fonction de base de l'algorithme LMS est la minimisation de l'énergie d'erreur. On va l'utiliser pour mettre à jour chaque filtre adaptatif en sous bande.

La figure (1.12) représente la structure de l'algorithme LMS en sous-bandes :

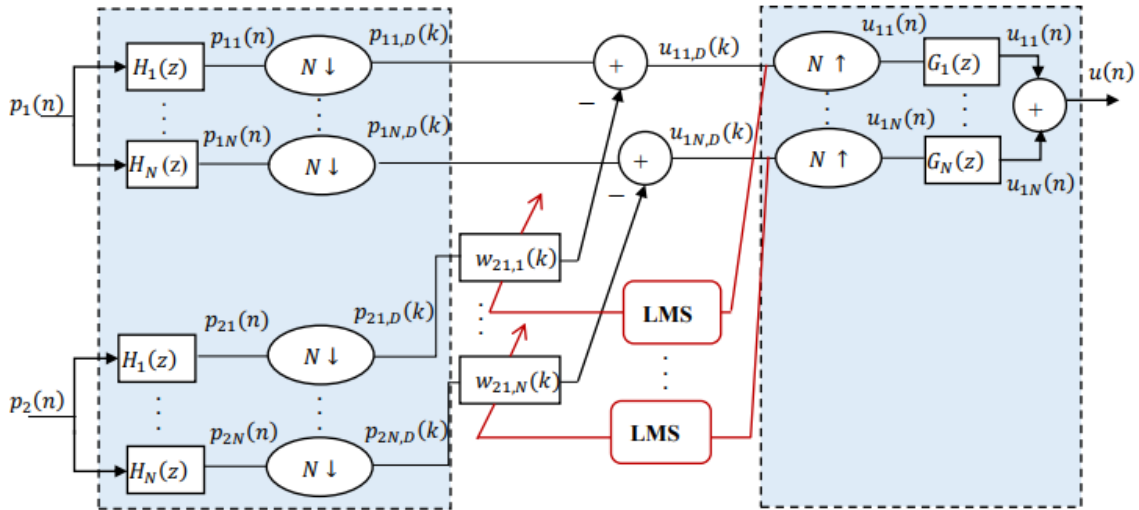


Figure 1.12. Structure de l'algorithme LMS en sous-bandes.

➤ **1ère étape de l'algorithme LMS en sous bande :**

Calcul d'erreur pour chaque sous-bande :

$$e_{11,D}(k) = p_{11,D}(k) - \mathbf{w}_{21,1}(k)\mathbf{p}_{21,D}(k) \quad (1.27)$$

$$\vdots$$

$$e_{1N,D}(k) = p_{1N,D}(k) - \mathbf{w}_{21,N}(k)\mathbf{p}_{2N,D}(k) \quad (1.28)$$

➤ **2ème étape:**

Calcul des équations de mise à jour des filtres :

$$\mathbf{w}_{21,1}(k) = \mathbf{w}_{21,1}(k-1) + \mu_{21,1}u_{11,D}(k)\mathbf{p}_{21,D}(k) \quad (1.29)$$

$$\vdots$$

$$\mathbf{w}_{21,N}(k) = \mathbf{w}_{21,N}(k-1) + \mu_{21,N}u_{1N,D}(k)\mathbf{p}_{2N,D}(k) \quad (1.30)$$

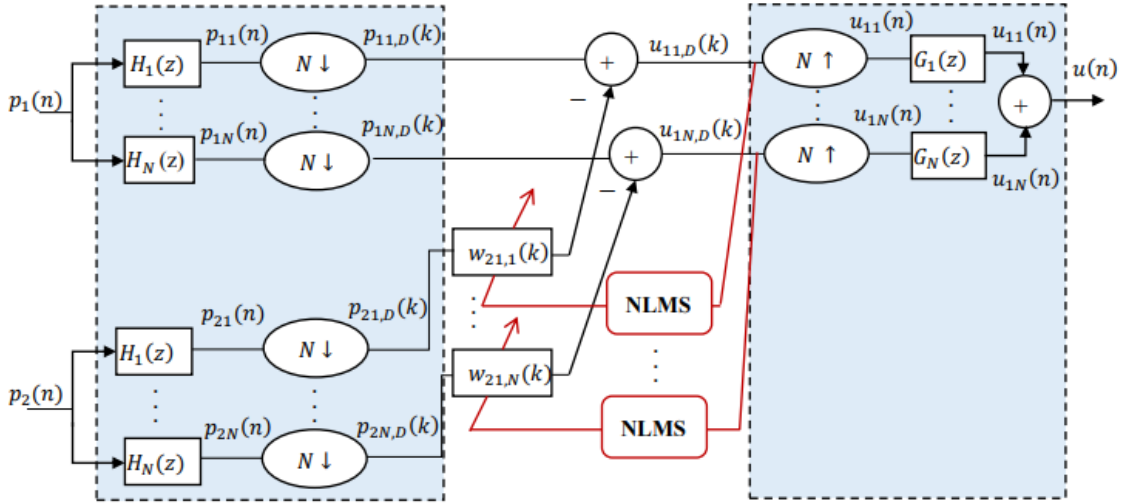
Où :  $\mu$  est le pas d'adaptation fixe des filtres.

## 1.9.2 NLMS en sous bande

Dans cette partie on va normaliser les pas d'adaptations par l'énergie des signaux d'entrée, afin réduire l'effet de la variation de la puissance du signal d'entrée et rendre ainsi la convergence uniforme.



La structure de l'algorithme NLMS en sous-bandes est donnée par la figure suivante :



**Figure 1.13.** Structure de l'algorithme NLMS en sous-bandes.

Pour obtenir  $\mu_{21,1}$  et  $\mu_{21,N}$  et par exemple, on a remplacé l'équation dans l'équation respectivement, nous trouvons les expressions finales de sortie données par :

$$e_{11,D}(k) = p_{11,D}(k) - [w_{21,1}(k-1) + \mu_{21,1} u_{11,D}(k) p_{21,D}(k)] p_{21,D}(k) \quad (1.31)$$

$$e_{1N,D}(k) = p_{1N,D}(k) - [w_{21,N}(k-1) + \mu_{21,N} u_{1N,D}(k) p_{2N,D}(k)] p_{2N,D}(k) \quad (1.32)$$

Ensuite, en insérant l'équation 1.32 dans l'équation 1.34 et l'équation 1.33 dans l'équation 1.35 respectivement, on obtient :

$$e_{11,D}(k) = u_{11,D}(k) + w_{21,1}(-1) p_{21,D}(k) \dots - [w_{21,1}(k-1) + \mu_{21,1} u_{11,D}(k) p_{21,D}(k)] p_{21,D}(k) \quad (1.33)$$

$$e_{1N,D}(k) = u_{1N,D}(k) + w_{21,N}(-1) p_{2N,D}(k) \dots - [w_{21,N}(k-1) + \mu_{21,N} u_{1N,D}(k) p_{2N,D}(k)] p_{2N,D}(k) \quad (1.34)$$

À l'optimum on a :

$$u_{11,D}(k) - u_{11,D}(k) u_{21,1} p_{21,D}(k) p_{21,D}(k) = 0 \quad (1.35)$$

$$u_{1N,D}(k) - u_{1N,D}(k) u_{21,N} p_{2N,D}(k) p_{2N,D}(k) = 0 \quad (1.36)$$

Elles deviennent :

$$\mu_{21,1} = \frac{1}{\|\mathbf{p}_{21,D}(k)\|^2} \quad (1.37)$$

·  
·  
·

$$\mu_{21,N} = \frac{1}{\|\mathbf{p}_{2N,D}(k)\|^2} \quad (1.38)$$

Les équations de mise à jour des filtres :

$$\mathbf{w}_{21,1}(k) = \mathbf{w}_{21,1}(k-1) + \mu_{21n,1} \frac{u_{11,D}(k)\mathbf{p}_{21,D}(k)}{\|\mathbf{p}_{21,D}(k)\|^2 + \varepsilon} \quad (1.39)$$

·  
·  
·

$$\mathbf{w}_{21,N}(k) = \mathbf{w}_{21,N}(k-1) + \mu_{21n,N} \frac{u_{1N,D}(k)\mathbf{p}_{2N,D}(k)}{\|\mathbf{p}_{2N,D}(k)\|^2 + \varepsilon} \quad (1.40)$$

Où :

$\varepsilon$  : constante positive utilisée pour éviter la division par zéro.

## 1.10 Conclusion

Au cours de ce premier chapitre, nous avons présenté les notions d'acoustique de base de la parole et le bruit et leurs différents types et caractéristiques. Ensuite nous avons cité les différentes techniques réduction du bruit parmi ces technique il' y a le filtrage adaptatif qui présente une partie très importante dans le traitement des signaux aléatoires. Son principal intérêt consiste à réduire le bruit dont les caractéristiques évoluent dans le temps par des différents algorithmes qui ont également été abordés dans le cadre de ce chapitre. Restons toujours dans le même contexte d'amélioration de la qualité de la parole et la réduction du bruit, nous avons mentionnés la méthode de débruitage bi-capteurs,basées sur la séparation idéale de la parole du bruit dans le cas de la non stationnarité de ce dernier. Une autre technique de séparation des deux sources c'est la séparation aveugle de sources avec ses deux structures (directe et inverse) ont été brièvement détaillés.

# Chapitre 2 : Algorithme proposé Backward

## proportionnel SAD en sous bandes

---

### 2.1 Introduction

Dans le contexte de la téléphonie mobile, les signaux vocaux sont souvent corrompus par le bruit acoustique. Cela à son tour a un effet négatif sur la qualité perçue et l'intelligibilité de la parole. La réduction du bruit acoustique est liée à l'utilisation de nombreuses techniques tel que, l'implémentation des algorithmes adaptatifs aux structures de séparation aveugle de sources (Forward et Backward).

Ce chapitre vise la réduction adaptative du bruit, en utilisant une approche basée sur l'algorithme SAD en sous bande appliqué à la structure backward proportionnelle pour valider les bonnes performances de notre algorithme proposé.

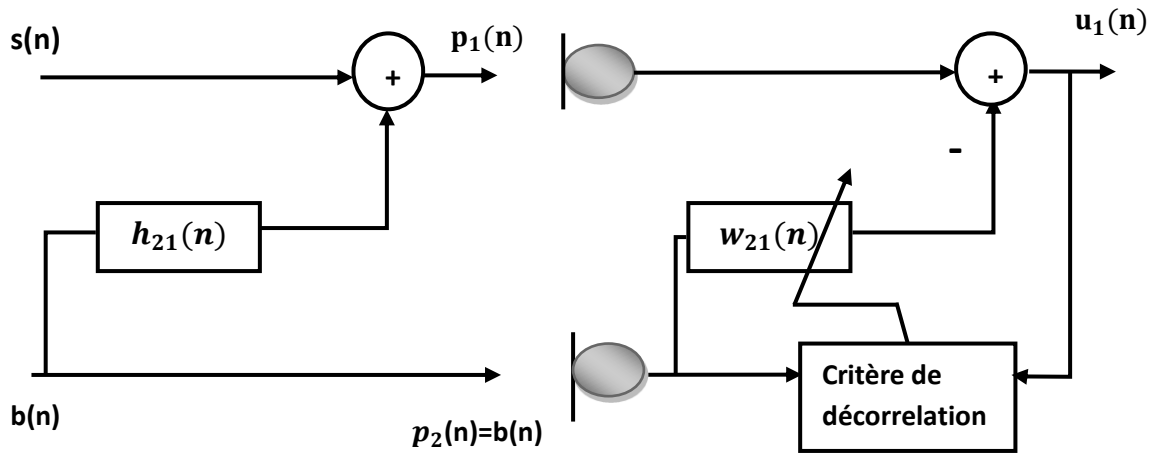
### 2.2 L'inconvénient de l'algorithme Backward SAD classique

Un algorithme adaptatif devrait idéalement présenter un taux de convergence élevé, de bonnes performances en régime permanent et une robustesse contre le bruit. Cependant, lorsque la réponse impulsionnelle est sparse et longue, les algorithmes adaptatifs classiques comme BSAD ne sont pas la solution idéale pour fournir une convergence élevée. Peu d'algorithmes peuvent répondre simultanément à ces exigences, notamment la famille des algorithmes proportionnels (P-BSAD) qui exploite ces conditions pour améliorer leurs performances [11].

### 2.3 Algorithme de décorrélation adaptatif en pleine bande

Dans cette partie on va présenter les techniques de réduction du bruit bi-capteur appliqué sur les structures de séparation aveugle des sources, en utilisant une approche de décorrélation connu sous le nom de l'algorithme AD.

La condition principale du fonctionnement de cet algorithme est basée sur le principe de décorrélation entre le signal de la parole et le bruit. Cette condition facilite le processus de séparation des signaux de la parole du bruit pour l'algorithme AD[26].

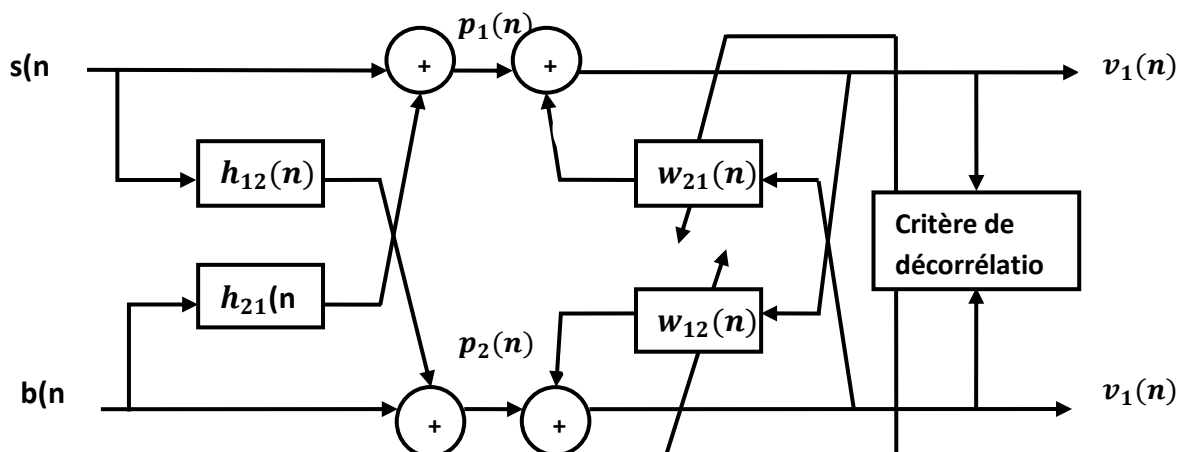


**Figure 2.1.** Structure de l'algorithme de décorrélation adaptatif.

L'algorithme AD repose sur la minimisation de l'énergie d'erreur, qui est équivalente à l'intercorrélation entre le signal estimé  $u_1(n)$  et le signal du mélange  $p_2(n)$ .

## 2.4 Algorithme SAD récursive (BSAD)

Dans cette section on s'intéresse à l'application de l'algorithme SAD sur la structure Backward. Donc on va appliquer la décorrélation entre le signal estimé  $v_1(n)$  et le bruit estimé  $v_2(n)$  comme le montre la figure 2.2. [11] :



**Figure 2.2.** Structure de l'algorithme de décorrélation symétrique adaptatif Backward (BSAD).

Estimation des signaux de sortie :

$$v_1(n) = p_1(n) - \mathbf{w}_{21}(n)v_2(n) \quad (2.1)$$

$$v_2(n) = p_2(n) - \mathbf{w}_{12}(n)v_1(n) \quad (2.2)$$

Où :

$$\mathbf{v}_1(\mathbf{n}) = [v_1(n), v_1(n-1), \dots, v_1(n-M+1)]^T$$

$$\mathbf{v}_2(\mathbf{n}) = [v_2(n), v_2(n-1), \dots, v_2(n-M+1)]^T$$

Les deux équations de mise à jour des deux filtres adaptatifs sont données par :

$$\mathbf{w}_{12}(n) = \mathbf{w}_{12}(n-1) + \mu_{12} \frac{v_2(n)\mathbf{v}_1(n)}{\mathbf{v}_1^t(n)\mathbf{v}_1(n) + \epsilon} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{w}_{21}(n) = \mathbf{w}_{21}(n-1) + \mu_{21} \frac{v_1(n)\mathbf{v}_2(n)}{\mathbf{v}_2^t(n)\mathbf{v}_2(n) + \epsilon} \quad (2.4)$$

Avec :  $m=0,1,\dots,M-1$

Où :

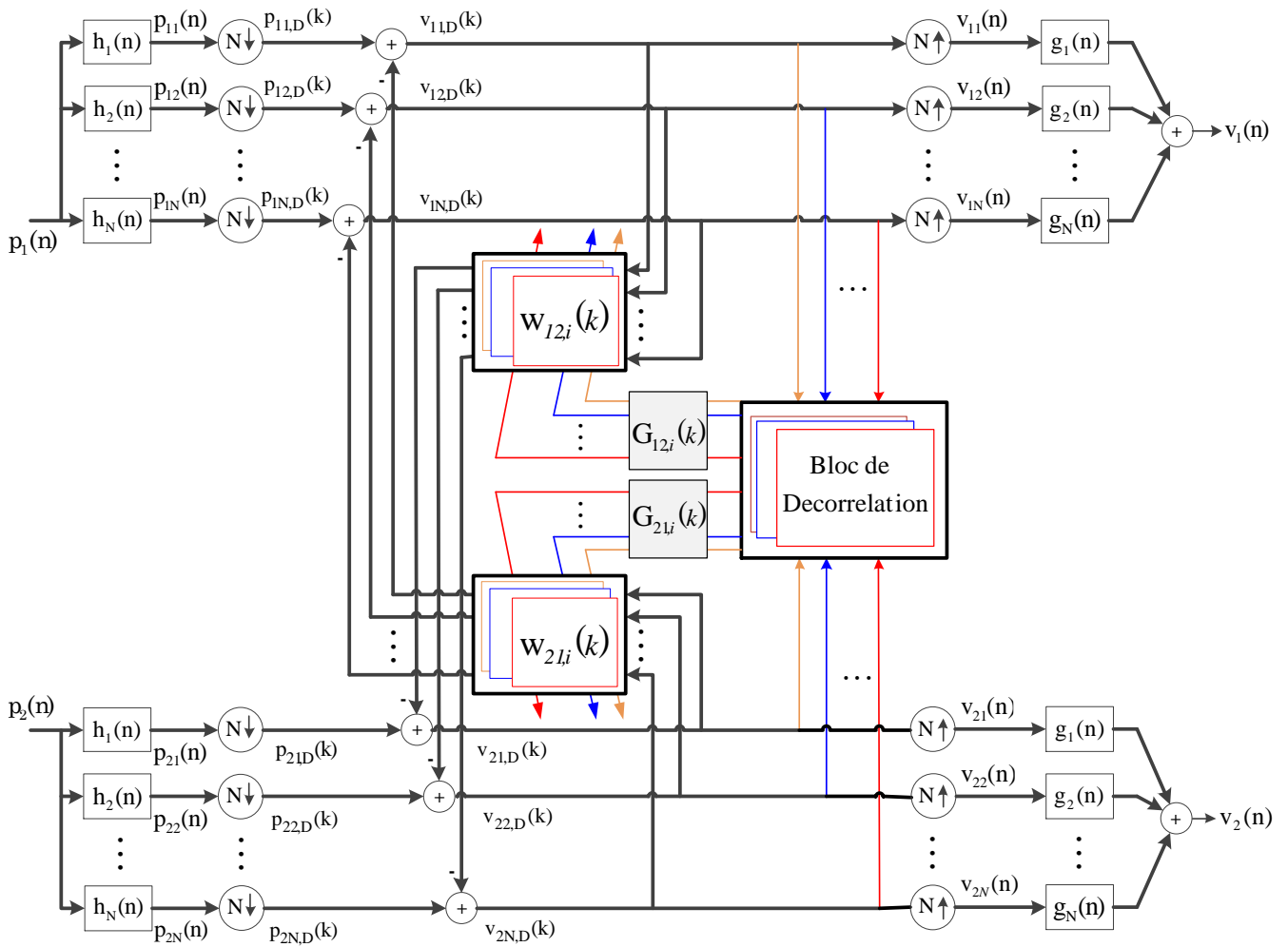
$\mu_{12}$  et  $\mu_{21}$  : sont les pas d'adaptation des filtres adaptatifs  $\mathbf{w}_{12}(n)$  et  $\mathbf{w}_{21}(n)$  respectivement.

$m$  : indice de retard.

$M$  : Taille des filtres adaptatifs  $\mathbf{w}_{12}(n)$  et  $\mathbf{w}_{21}(n)$ .

## 2.5 Algorithme proposé Backward proportionnel SAD en sous bandes (SP-BSAD)

La structure de l'algorithme proposé Backward proportionnel SAD en sous bandes (SP-BSAD) est donnée par la figure suivante.



**Figure 2.3.** Structure générale de l'algorithme SP-BSAD proportionnel bi-captureurs.

### 2.5.1 Etage 1 : banc de filtre d'analyse

Dans ce premier étage, nous allons présenter en détail chaque bloc de l'algorithme adaptatif proportionnel de décorrélation symétrique Backward en utilisant  $N$  sous bandes.

Il sert à la décomposition des deux signaux bruités  $p_1(n)$  et  $p_2(n)$  en  $N$  sous-bandes par des filtres d'analyse  $h_1(z), \dots, h_N(z)$ . Les sous-signaux bruités sont donnés par :

$$p_{1i}(k) = h_i^T(n) * p_1(n) \quad (2.5)$$

$$p_{2i}(k) = h_i^T(n) * p_2(n) \quad (2.6)$$

Les sous signaux de la sortie de chaque filtre adaptatif  $w_{12,i}(k)$  et  $w_{21,i}(k)$  sont donnés par :

$$y_{2i}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} w_{21,i}(k)v_{2i}(kN - m) \quad (2.7)$$

$$y_{1i}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} w_{12,i}(k)v_{1i}(kN - m) \quad (2.8)$$

Avec Ou bien sous la forme vectorielle :

$$y_{1i}(k) = \mathbf{w}_{21,i}^T(k)\mathbf{v}_{2i}(k) \quad (2.9)$$

$$y_{2i}(k) = \mathbf{w}_{12,i}^T(k)\mathbf{v}_{1i}(k) \quad (2.10)$$

Avec  $i = 1, 2, \dots$ , Net  $k$  est l'indice de temps pour les signaux de sous-bande.

## 2.5.2 Etage 2 : Adaptation

Il est basé sur une structure récursive. On utilise les sous-signaux de sortie  $y_{1i}(k)$  et  $y_{2i}(k)$  pour adapter les coefficients de chaque filtre adaptatif  $\mathbf{w}_{12,i}(k)$  et  $\mathbf{w}_{21,i}(k)$ . Ce bloc résulte deux ensembles des sous-signaux estimés, de parole  $\mathbf{v}_{1i}(k)$  et du bruit  $\mathbf{v}_{2i}(k)$  qui sont exprimés comme suit :

$$\mathbf{v}_{1i}(k) = p_{1i}(k) - \mathbf{w}_{21,i}^T(k)\mathbf{v}_{2i}(k) \quad (2.11)$$

$$\mathbf{v}_{2i}(k) = p_{2i}(k) - \mathbf{w}_{12,i}^T(k)\mathbf{v}_{1i}(k). \quad (2.12)$$

Avec :

$$\mathbf{v}_{1i}(k) = [v_{1i}(k), \dots, v_{1i}(k-M+1)]^T$$

$$\mathbf{v}_{2i}(k) = [v_{2i}(k), \dots, v_{2i}(k-M+1)]^T$$

Où :  $i = 1, 2, \dots, N$ .

### a Estimation des pas proportionnels

Afin d'améliorer la convergence de notre algorithme proposé dans un système sparse. On propose une autre approche proportionnelle.

Le principe de base du SP-BSAD est de :

- Implémenter un filtrage adaptatif en sous-bandes sur notre algorithme S-BSAD, car l'ordre élevé du filtre adaptatif affecte la vitesse de convergence.
- Mettre à jour chaque coefficient individuellement en affectant une taille de pas proportionnelle à sa magnitude estimée. De cette façon, SP-BSAD a une vitesse initiale de convergence plus rapide que SB-SAD lorsque le système est sparse.

On déduit l'algorithme SP-BSAD pour les deux capteurs :

$$\mathbf{w}_{12,i}(k)=[w_{12,i}(k),\dots,w_{12,N}(k)]; \quad \mathbf{w}_{21,i}(k)=[w_{21,i}(k),\dots,w_{21,N}(k)]$$

Et :

$$\mathbf{v}_{1i}(k)=[v_{1i}(k),\dots,v_{1i}(k-L+1)]$$

$$\mathbf{v}_{2i}(k)=[v_{2i}(k),\dots,v_{2i}(k-L+1)]$$

Pour  $k = 1, 2, \dots$ , itérations

Les équations des sous-signaux estimés sont données par :

$$\mathbf{v}_{1i}(k)=\mathbf{p}_{1i}(k)-\mathbf{v}_{2i}^T*\mathbf{w}_{21,i}(k) \quad (2.13)$$

$$\mathbf{v}_{2i}(k)=\mathbf{p}_{2i}(k)-\mathbf{v}_{1i}^T*\mathbf{w}_{12,i}(k) \quad (2.14)$$

La définition originale de l'élément diagonal de la matrice  $\mathbf{G}_i(k)$  dans l'algorithme SP-BSAD est décrite comme suit :

$$\mathbf{G}_{21,i}(k) = \text{diag}\{g_{12,i}(k), \dots, g_{12,L-1}(k)\} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{G}_{21,i}(k) = \text{diag}\{g_{21,i}(k), \dots, g_{21,L-1}(k)\} \quad (2.16)$$

Pour  $l = 0, 1, \dots, L-1$

$$g_{12l,i}(k) = \frac{F_{12l,i}(k)}{\frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} |F_{12l,i}(k)|} \quad (2.17)$$

$$g_{21l,i}(k) = \frac{F_{21l,i}(k)}{\frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} |F_{21l,i}(k)|} \quad (2.18)$$

$$F_{12l,i}(k) = \max\{|w_{12l,i}(k)|, \rho \max\{\delta_p, |w_{12l,i}(k), \dots, w_{12l,L-1}(k)|\}\} \quad (2.19)$$

$$F_{21l,i}(k) = \max\{|w_{21l,i}(k)|, \rho \max\{\delta_p, |w_{21l,i}(k), \dots, w_{21l,L-1}(k)|\}\} \quad (2.20)$$

### a Sous filtres adaptatifs

Les équations de mise à jour de l'approche SP-BSAD est comme suit :



$$\mathbf{w}_{12,i}(k) = \mathbf{w}_{12,i}(k-1) + \mu_{12,ik} \frac{\mathbf{v}_{1i}^T(k) \mathbf{G}_{12,i}(k-1) \mathbf{v}_{2i}(k)}{(\mathbf{v}_{1i}^T(k) \mathbf{G}_{12,i}(k-1) \mathbf{v}_{1i}(k) + \delta_{\text{SPSAD}})} \quad (2.21)$$

$$\mathbf{w}_{21,i}(k) = \mathbf{w}_{21,i}(k-1) + \mu_{21,ik} \frac{\mathbf{v}_{2i}^T(k) \mathbf{G}_{21,i}(k-1) \mathbf{v}_{1i}(k)}{(\mathbf{v}_{2i}^T(k) \mathbf{G}_{21,i}(k-1) \mathbf{v}_{2i}(k) + \delta_{\text{SPSAD}})} \quad (2.22)$$

Où  $\delta_{\text{SPSAD}}$  est le paramètre de régularisation pour éviter de diviser par zéro.

$\mu_{12,ik}$  et  $\mu_{21,ik}$  : sont les paramètre de pas des filtres adaptatifs.

### 2.5.3 Etage 3 : banc de filtres de synthèse ( interpolation)

Ce dernier étage contient deux opérations : l'interpolation (avec le même facteur  $l = N$ ) et un banc de filtres de synthèse  $\mathbf{g}_1(\mathbf{z}), \dots, \mathbf{g}_N(\mathbf{z})$ . Il est utilisé pour récupérer les signaux estimés en pleine bande  $\mathbf{v}_1(\mathbf{n})$  et  $\mathbf{v}_2(\mathbf{n})$ :

$$\mathbf{v}_1(\mathbf{n}) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{g}_i^T \mathbf{v}_{1i}(\mathbf{n}) \quad (2.23)$$

$$\mathbf{v}_2(\mathbf{n}) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{g}_i^T \mathbf{v}_{2i}(\mathbf{n}) \quad (2.24)$$

Et :

$$\mathbf{v}_{1i}(\mathbf{n}) = [v_{1i}(\mathbf{n}), \dots, v_{1i}(\mathbf{n}-L+1)]^T$$

$$\mathbf{v}_{2i}(\mathbf{n}) = [v_{2i}(\mathbf{n}), \dots, v_{2i}(\mathbf{n}-L+1)]^T$$

Avec  $L$  : Taille des filtres d'analyse et de synthèse.

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montré l'inconvénient des algorithmes adaptatifs classiques comme BSAD dans un système sparse, puis nous avons également proposé un nouveau modèle d'algorithme proportionnel en sous bande " SP-BSAD" qui remplit la condition de la convergence de façon plus rapide que BSAD.

## Chapitre 3 : Résultats de simulations

---

### 3.1 Introduction

Dans ce chapitre nous présentons les résultats de notre algorithme proposé SP-BSAD, en commençant par la présentation des signaux de parole et de bruit utilisés dans notre travail, ainsi que les mélanges convolutifs et les réponses impulsionnelles dans les deux milieux sparse et dispersif. Ensuite nous allons passer à la simulation des signaux de sorties estimés par différents algorithmes : BSAD, S-BSAD, SP-BSAD.

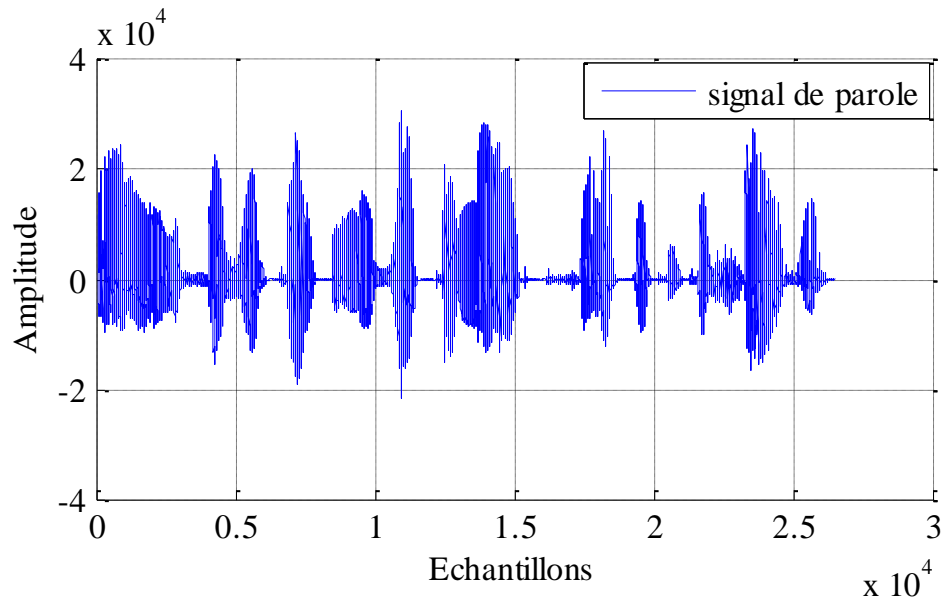
Dans la dernière étape on va présenter les résultats de simulation de notre algorithme en termes de vitesse de convergence pour trois valeurs de RSB d'entrée et des tailles de filtres différentes.

### 3.2 Signaux de tests

Avant de commencer dans le processus de simulation des différents signaux utilisés dans notre travail, on note que la fréquence d'échantillonnage utilisée est 8 kHz.

#### 3.2.1 Signal de la parole

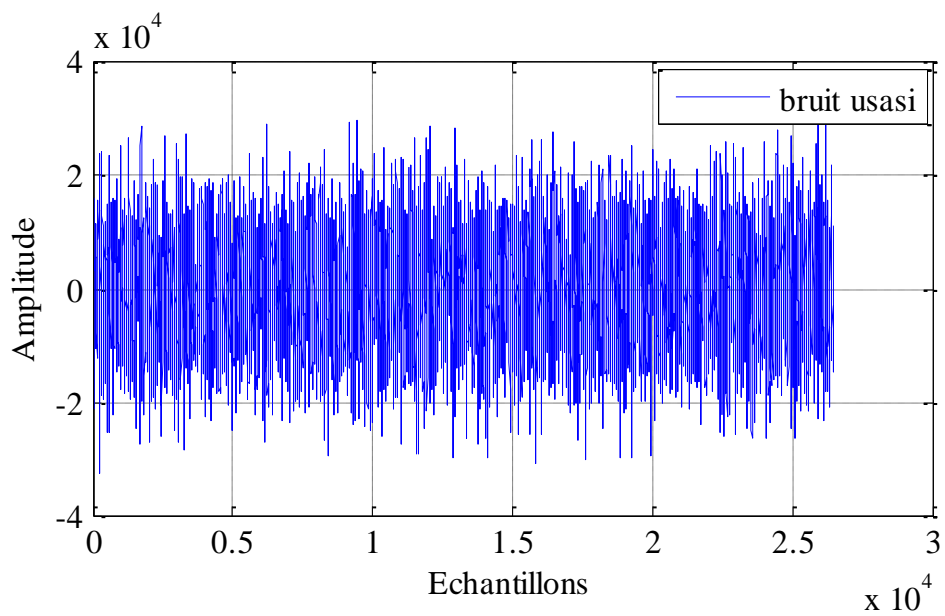
Le signal de la parole utilisé dans le cadre de ce travail est le suivant : « Un loup s'est jeté immédiatement sur la petite chèvre ». Il est enregistré par un locuteur masculin, d'environ 3 secondes de durée. Il est représenté dans la figure ci-dessous :



**Figure 3.1.** Signal de la parole.

### 3.2.2 Signal du bruit

Nous considérons comme signal de test un bruit USASI, il correspond à un standard reconnu dans les tests acoustiques. C'est un processus aléatoire stationnaire dont les échantillons sont des variables aléatoires corrélées. Il est représenté par la figure 3.2 :

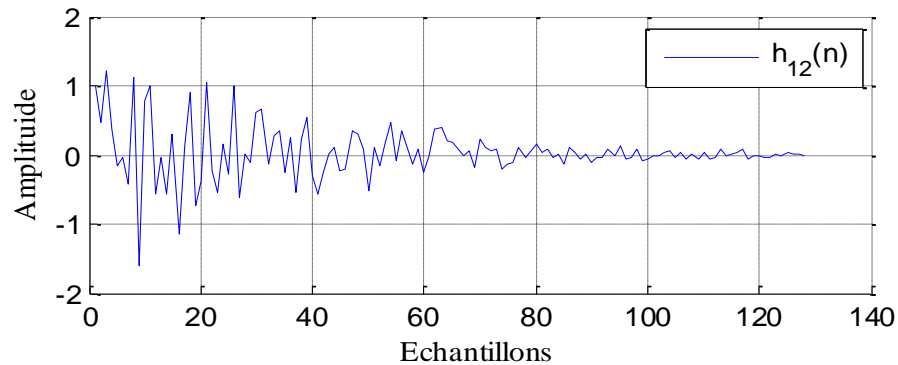


**Figure 3.2.** Signal de bruit USASI.

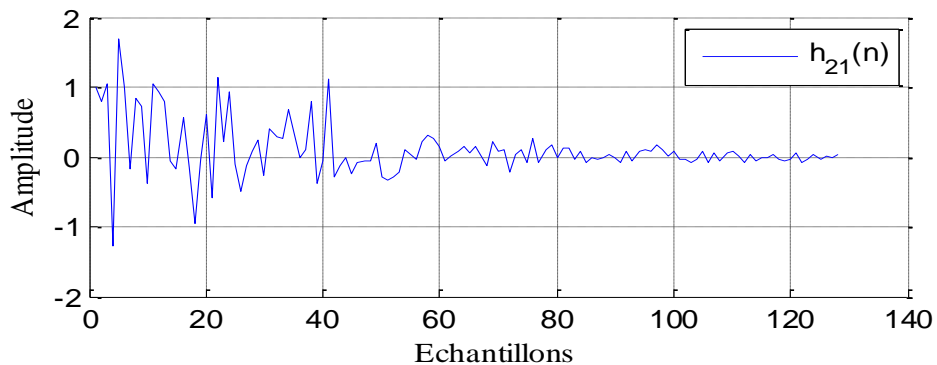
### 3.2.3 Réponses impulsionnelles

Dans cette partie de simulation, nous avons utilisées deux type de réponses impulsionnelles  $h_{12}(n)$  et  $h_{21}(n)$  "sparse et dispersive" qui sont données par Les quatre figures ci-dessous avec une taille  $L = 128$ :

Dans un système dispersif :

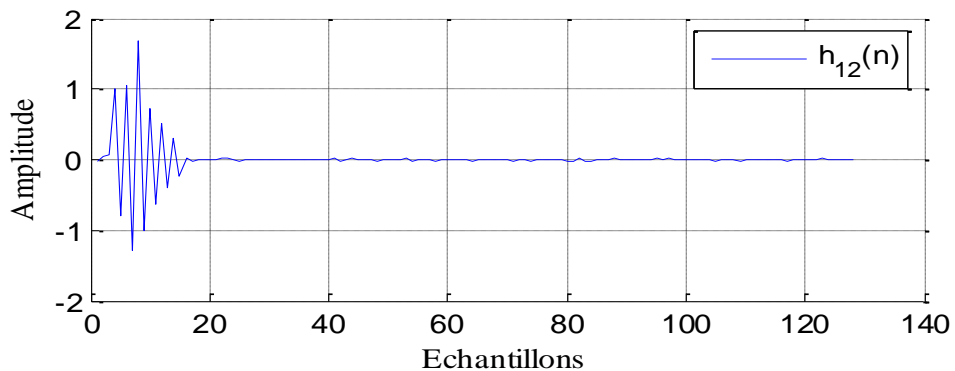


**Figure 3.3.**Exemple d'une réponse impulsionnelle dispersive  $h_{12}(n)$ .



**Figure 3.4.**Exemple d'une réponse impulsionnelle dispersive  $h_{21}(n)$ .

Dans un système sparse :



**Figure 3.5.** Exemple d'une réponse impulsionnelle sparse  $h_{12}(n)$ .

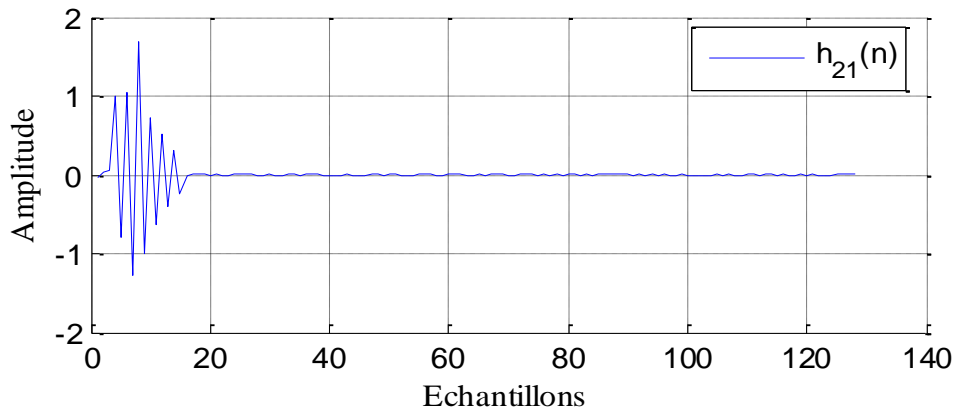


Figure 3.6. Exemple d'une réponse impulsionnelle sparse  $h_{21}(n)$ .

### 3.2.4 Signaux Bruités

Les figures 3.7 et 3.8 représentent les deux signaux bruités obtenus à la sortie du système bi-capteurs, qui sont une superposition des deux signaux de source primitifs  $b(n)$  et  $s(n)$  avec les réponses impulsionnelles du milieu  $h_{12}(n)$  et  $h_{21}(n)$ .

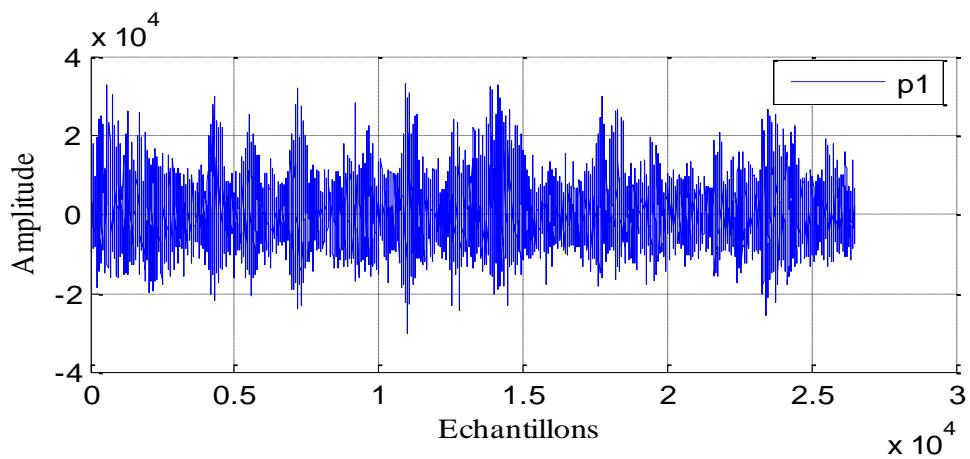


Figure 3.7. Signal de mélange convolutif  $p1(n)$ .

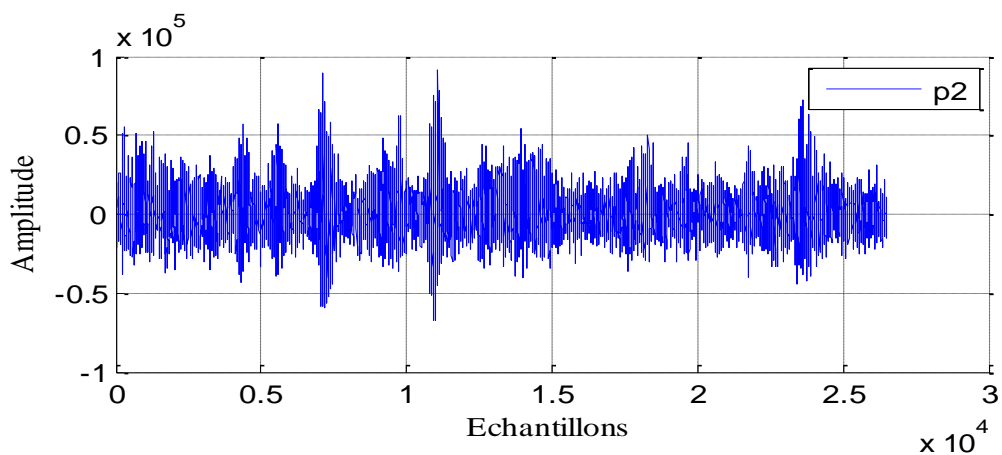
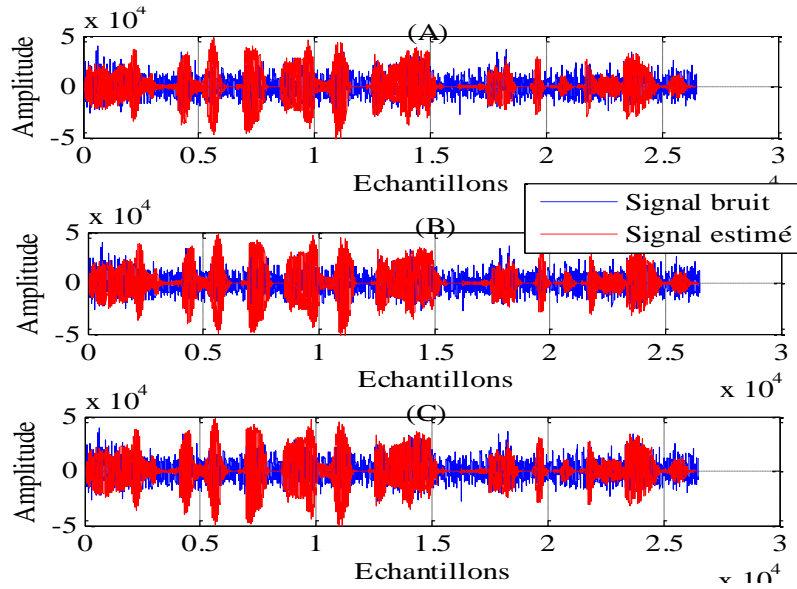


Figure 3.8. Signal de mélange convolutif  $p2(n)$ .

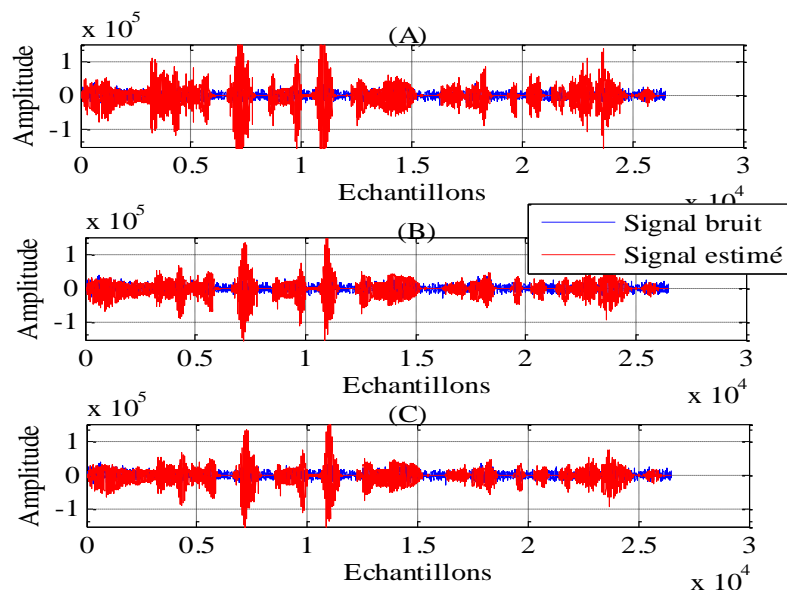
### 3.3 Evolution temporelle des signaux estimés

Dans les figures ci-dessous; nous allons présenter les signaux estimés par les algorithmes BSAD, S-BSAD et SP-BSAD pour les deux types de RI. Donc nous avons tracé pour chaque algorithme le signal de mélange  $p_1(n)$  et le signal de sortie  $v_1(n)$ .



**Figure 3.9.** Résultat pour un système acoustique dispersif, (A) BSAD, (B) S-BSAD et (C) SP-BSAD.

D'après les résultats obtenus, on voit que pour une réponse dispersive, le signal de parole estimé  $v_1(n)$  à la sortie de l'algorithme de décorrelation en sous-bande SP-BSAD converge vers le signal de parole original  $s(n)$ .



**Figure 3.10.** Résultat pour un système acoustique sparse, (A) BSAD, (B) S-BSAD et (C) SP-BSAD.

Pour une réponse sparse, on voit que le signal de parole estimé  $\hat{v}_1(n)$  à la sortie de l'algorithme proposé SP-BSAD converge aussi vers le signal de parole original ( $v_1(n)$ ) et le bruit est suffisamment réduit.

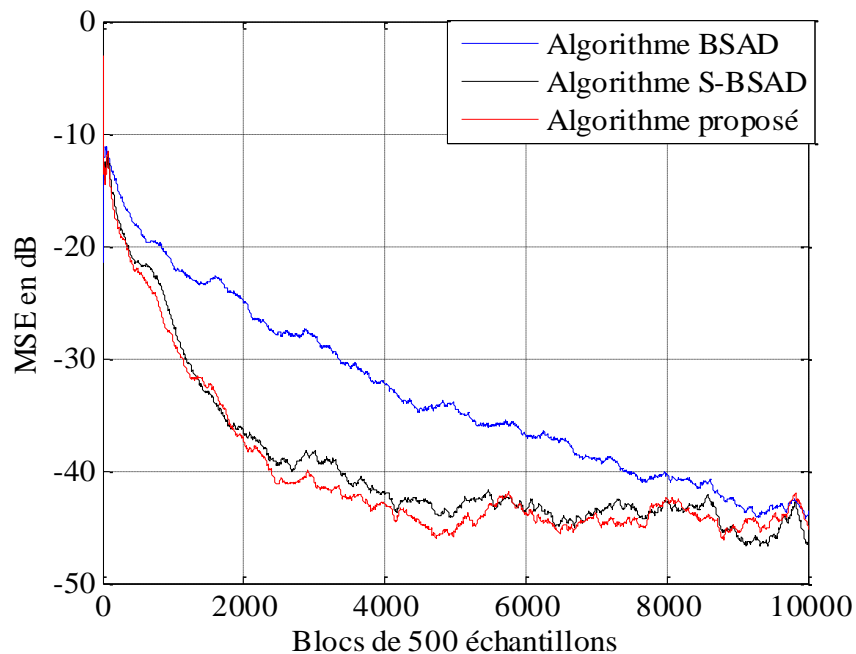
### 3.4 Vitesse de convergence

Afin de tester les performances de notre algorithme proposé pour la réduction de bruit et le rehaussement de la parole, nous avons fait d'autres simulations comparatives, en utilisant le critère de l'erreur quadratique moyenne pour trois valeurs de RSB d'entrée et trois tailles de filtre  $M$ .

Notre objectif est de transmettre l'information avec le minimum d'erreur possible. Afin de quantifier cette erreur, on peut utiliser l'erreur quadratique moyenne (MSE).

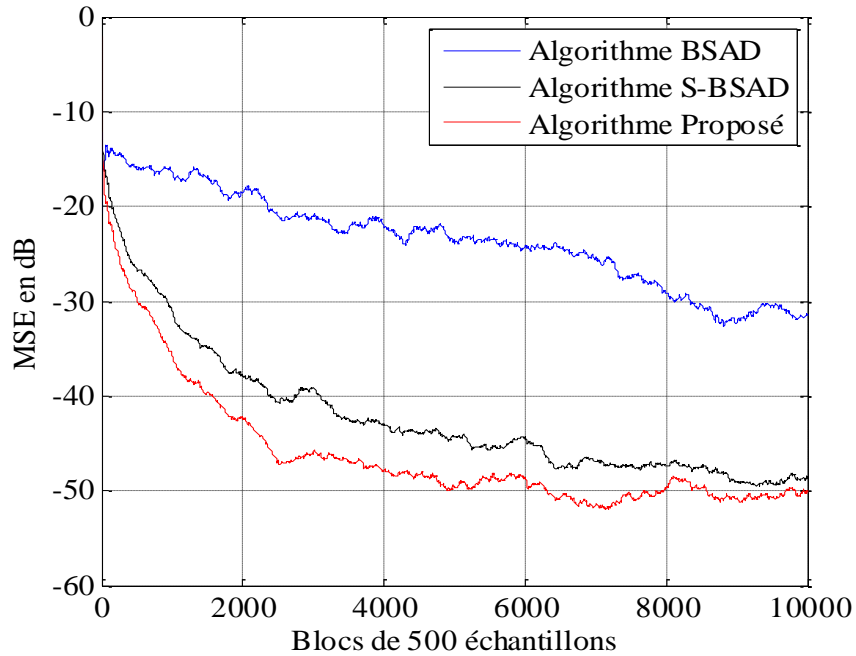
Les figures ci-dessous représentent l'évolution du critère MSE des algorithmes BSAD en pleine bande, S-BSAD et SP-BSAD dans les deux milieux dispersif et sparse, en utilisant un bruit USASI.

Dans un milieu dispersif :  $RSB_1=RSB_2= -3\text{dB}$ .

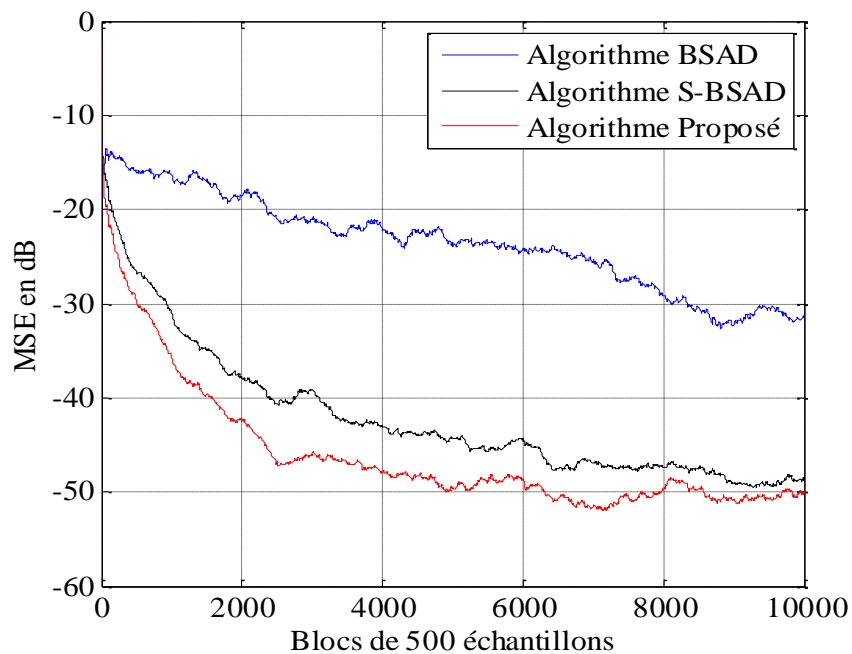


**Figure 3.11.** Evaluation du MSE obtenue par les algorithmes BSAD, S-BSAD et SP-BSAD pour  $RSB = -3\text{dB}$  (dispersif).

Dans le cas une réponse dispersive et d'après la figure 3.11, on remarque que la vitesse de convergence obtenue par l'algorithme proposé proportionnels en sous bandes est la même que celle obtenue par l'algorithme en sous bandes.

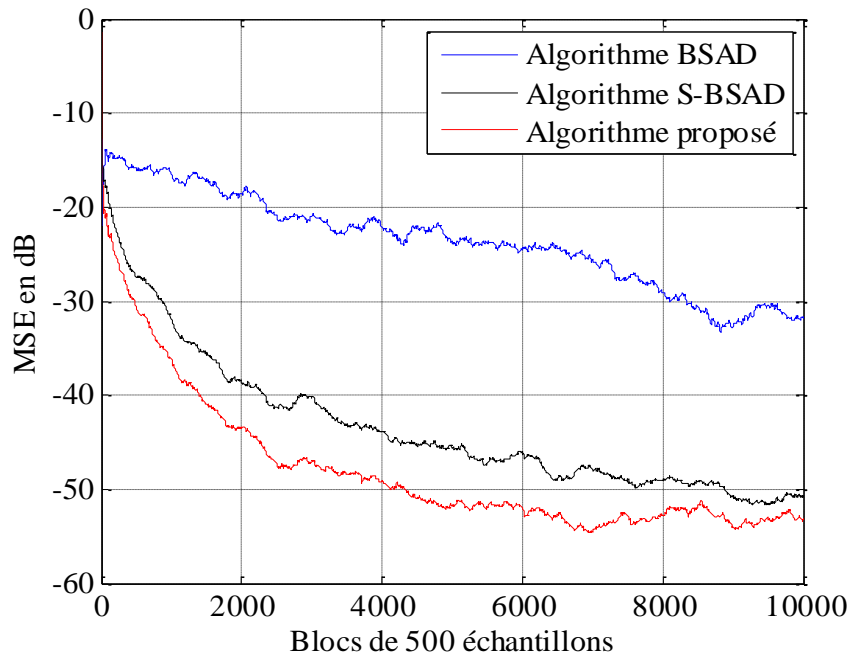


**Figure 3.12.** Evaluation du MSE obtenue par les algorithmes BSAD, S-BSAD et SP-BSAD pour SNR = - 3dB (sparse).



**Figure 3.13.** Evaluation du MSE obtenue par les algorithmes BSAD, S-BSAD et SP-BSAD pour SNR = 0dB (sparse).

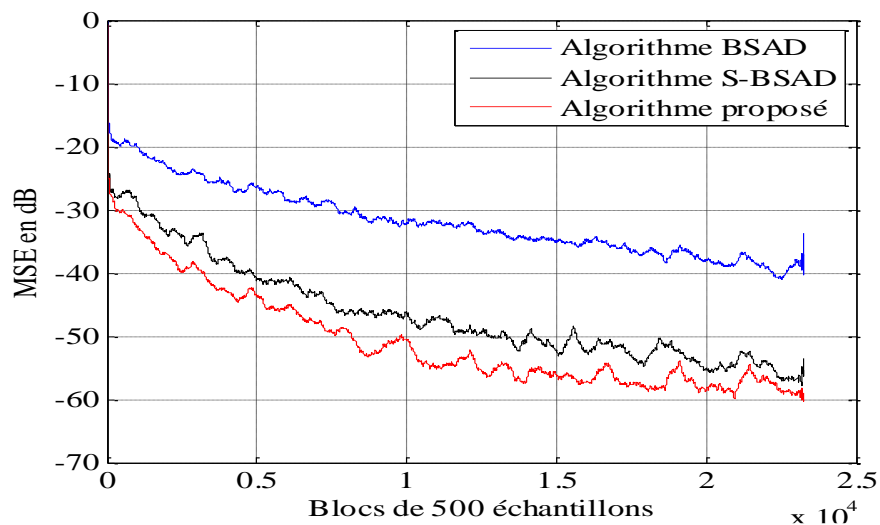




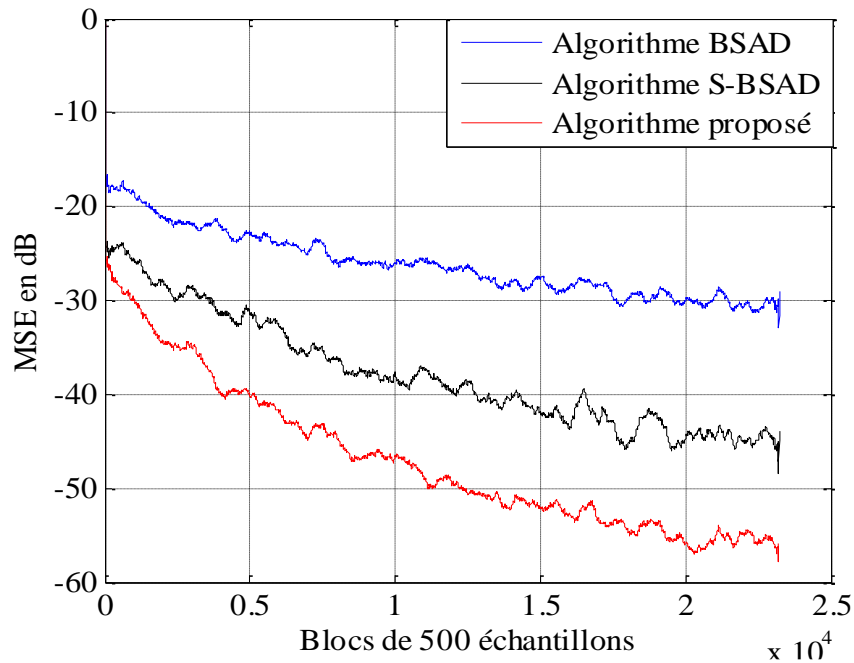
**Figure 3. 14.** Evaluation du MSE obtenue par les algorithmes BSAD, S-BSAD et SP-BSAD pour SNR = 3dB (sparse).

D'après Les figures ci-dessus, pour une réponse sparse, on remarque que la vitesse de convergence obtenue par l'algorithme proposé SP-BSAD est très rapide que celles obtenue par les deux autres algorithmes. Donc, nous avons prouvé l'efficacité de l'algorithme proposé en termes de vitesse de convergence exactement dans les systèmes acoustique sparses.

Dans le cadre des simulations faites dans cette partie, nous allons voir l'influence de la taille M sur les algorithmes BSAD, S-BSAD et proposé SP-BSAD.



**Figure 3. 15.** Evaluation du MSE obtenue par les algorithmes BSAD, S-BSAD et proposé SP-BSAD avec M = 512.



**Figure 3. 16.** Evaluation du MSE obtenue par les algorithmes BSAD, S-BSAD et proposé SP-BSAD avec  $M = 1024$ .

Si la taille des deux filtres  $h_{12}(n)$  et  $h_{21}(n)$  est augmenter on constate que les trois algorithmes convergent lentement. Nous remarquons aussi que la vitesse de convergence obtenue par l'algorithme proposé est très rapide que celles obtenues par les deux autres algorithmes dans un système acoustique sparse et long.

Cela implique aussi que notre algorithme proposé SP-BSAD a réussi à atténuer le bruit dans différentes situations.

### 3.5 Conclusion

D'après les résultats de simulations des algorithmes BSAD, S-BSAD et SP-BSAD on peut conclure que dans un milieu dispersif, l'algorithme en sous bande S-BSAD montre une supériorité de performance et efficacité de réduction du bruit que celle-ci employés dans l'algorithme BSAD. Nous avons aussi remarqué que dans un milieu sparse, l'algorithme SP-BSAD donne une vitesse de convergence plus élevée que BSAD et S-BSAD.

# Conclusion générale

---

Ce travail couvre une étude fondamentale sur la réduction du bruit acoustique dans les systèmes sparses et dispersifs, en utilisant une approche proportionnelle basée sur l'algorithme SAD en sous-bande mis en œuvre sur la structure récursive (backward) de la technique de séparation de sources aveugles bi-capteurs.

Dans le premier volet de ce mémoire, nous avons présenté des notions fondamentales sur le signal de parole et celui du bruit, leur classifications et caractéristiques, nous avons donné aussi les différentes techniques d'annulation du bruit comme la technique de séparation aveugle des sources.

Et on a vu que Lorsqu'il s'agit de signaux dont les propriétés statistiques sont inconnues, des algorithmes fixes ne traitent pas ces signaux efficacement.

La solution c'était d'utiliser un filtre adaptatif donc on a expliqué son principe et ses applications ainsi que ses algorithmes qui sont essentiels dans de nombreuses applications de traitement statistique du signal.

Par la suite, nous avons montré l'inconvénient de l'algorithme BSAD classique et nous avons également proposé un nouvel algorithme SAD pour la réduction du bruit basé sur une approche proportionnelle en sous bande appliqué à la structure backward dans un système sparse.

Nous avons aussi présenté les résultats de simulations des algorithmes BSAD, S-BSAD et SP-BSAD et d'après l'étude comparative des performances de ces algorithmes on a constaté que dans un milieu dispersif, l'algorithme en sous bande S-BSAD montre une supériorité de performance et efficacité de réduction du bruit mieux que celle-ci employés dans l'algorithme BSAD.

Nous avons aussi remarqué que dans un milieu sparse, l'algorithme SP-BSAD donne une vitesse de convergence plus élevée que BSAD et S-BSAD.

Enfin Nous pouvons conclure que l'algorithme proposé (SP-BSAD) a réussi à atténuer le bruit contenant dans le signal utile, et donner des bonnes performances telle que la rapidité de vitesse de convergence, ce qui a approuvé la robustesse de performance de notre algorithme proposé dans les grandes espaces, avec un minimum de distorsion du signal utile en sortie du traitement

## Bibliographie

---

- [1] :T.Dutoit, « Introduction au traitement Automatique de la parole »,article, Mons ,20 Octobre 2000.
- [2] : M. Tuan, 'Analyse acoustique de sons bien identifiés par un système de reconnaissance automatique de la parole', Mémoire de master, Institut de la Francophonie pour l'Informatique INRIA de Lorraine - LORIA, 2007.
- [3] : BEDOUHENE MOULOUD et TABANI KARIM,' Les methodes de debruitage du signal de parole, Mémoire de master,tizi-ouzou,2008.
- [4] : M.OUSERIR et A.OUSERIR , 'Réduction du bruit par des techniques mono-capteurs ',mémoire de projet de fin d'étude master en électronique spécialité Réseaux et Télécommunications, Blida,2013.
- [5] : ANTOINE MUNOZ,'Rehaussement d'un signal de la parole altéré par un bruit convolutif et additif a l'aide de la transformée enondelettes '. Montréal ,LE 4 JANVIER 2006.
- [6] : M. Kung, 'Traitement Numérique des signaux', livre, Presse Polytechnique Romandes, 1981.
- [7] : A. Morsli, Réduction du bruit acoustique par un algorithme fréquentiel de décorrélation, Master en électronique spécialité Réseaux et Télécommunications, Université Blida 1, 2015.
- [8] : Y.Aziza , 'Modélisation AR et ARMA de la parole pour une vérification robuste du locuteur dans un milieu bruité en mode dépendant du texte', Mémoire de Magister, Université FERHAT ABBAS Setif ,2013.
- [9] :gillianM.davis , "Noise reduction in speech applications",livre,2002.
- [10] : OULAHCENE.A et BETINA.M , "Nouvelle version en sous-bandes de l'algorithme SAD pour la réduction du bruit acoustique",mémoire de master, université blida 1,2020
- [11] :R.Bendoumia, 'Annulation du bruit par les méthode de séparation de sources aveugles. Application aux systèmes de télécommunications numériques', Thèse de doctorat, Université de Blida-1, 2014.
- [12] : BOUZIANI Younes et RAGHDA DhiyaElhak ,Noise Reduction of Signal in Secondary Ions Mass SpectrometryAnalysis, ouergla,2017.

- [13] : M.Zoulikha : 'Méthodes améliorées pour la réduction du bruit acoustique et le rehaussement du signal de parole' Thèse de Magister, Université de Saad DAHLAB, Blida,2014.
- [14] : AmiarSamra ,Ferhoune Nessrine, débruitage du signal de parole Mémoire de fin d'études soutenu publiquement à Ain Beida,2012.
- [15] : S. Delaunay, 'Solutions d'insonorisations acoustiques sur mesures', 15 rue de la Gare, 60134 Villers Saint Sépulcre, France.
- [16] :Luis A. Rovira,"Audio Compression Put To The Test", Scientific-Atlanta article, Inc.
- [17] :Mr: BENCHENIEF Abderrazak ,mémoire de master,Réduction du bruit d'un signal monodimensionnel par le filtrage adaptatif récursif,2009.
- [18] : A. Amehraye 'Débruitage perceptuel de la parole' Thèse de Doctorat, université de Bretagne 2009.
- [19] : Paulo S.R.Diniz, Adaptive Filtering : Algorithms and Practical Implementation,2008.
- [20] : Z.A.ABIDAT: conception d'un système anti-bruit pour des systèmes de ventilation ,université de montpellier,2006.
- [21] : A.TEDJNI, A.BENALLAL, « Study of sparse adaptive Algorithms for the identification of acoustic impulse responses », Magister report university of Saad Dahleb Blida ,2016.
- [22] :J.Benesty, Traitement des signaux-II filtrage adaptatif et analyse spectrale, 2005.
- [23] : R.BENDOUMIA, A.DEBA, « Rehaussement du signal parole par l'algorithme de decorrélation symétrique », Mémoire de master, université Saad Dahleb BLIDA, 2011.
- [24] :Ligang LIU, « On Improvement of Proportionate Adaptive Algorithms for Sparse Impulse Response » A dissertation submitted to Kochi University of Technology in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy, Kochi, Japan, September 2009.
- [25] : Djendi, M., "Advanced techniques for two-microphone noise reduction in mobile communications", Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, France, (Jan. 2010).
- [26] :Jianming Liu, Steven L. Grant, « Proportionate Adaptive for Block-sparse System Identification » ; IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing , Volume: 24, Issue: 4 , April 2016.