

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 Télécommunication
Spécialité Réseaux & Télécoms

Présenté par

CHAREN Mohamed Ikbal

&

ZOUGGARI Soheyb

Une technique efficace de séparation aveugle de sources dédiée pour la réduction du bruit acoustique

Proposé par : Pr DJENDI Mohamed

Année Universitaire 2020-2021

Remerciements

Nous tenons, avant tout, à remercier ALLAH le tout puissant de nous avoir donné la volonté, la santé et la patience et de nous avoir aidé à surmonter toutes les dures épreuves et les moments difficiles pour aboutir à ce travail.

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

Nous remercions très vivement les membres du jury pour l'honneur et l'intérêt qu'ils nous ont accordé en acceptant d'examiner et d'évaluer ce mémoire.

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

Dédicace

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

À elle, qui m'a donné la vie, qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, à la lumière de mes jours : à ma mère.

À lui, qui a été toujours présent, mon soutien moral et ma source de joie : à mon père.

À mes frères, ma sœur, et à toute la famille CHAREN et BALLACHE.

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

À tous mes collègues de promotions que j'ai eu le plaisir de côtoyer pendant cette période de formation.

Sans oublier mon binôme ZOUGGARI Soheyb pour son soutien moral, sa patience et sa compréhension tout au long ce projet.

À tous mes amis, mes connaissances, sans exception, et à tous ceux qui me connaissent et me considèrent comme un ami.

Mohamed Ikkal

Dédicace

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

À mes parents pour leur amour, leur sacrifice et leur encouragement.

À mes frères Abdoullah et Abdourahmane et mes belles sœurs, avec qui je partage les moments de joies et de peines.

À mes oncles, mes tantes et tous mes cousins.

À toutes les familles ZOUGGARI et MEKKARI.

À la personne que je considère comme ma source de joie ma chère mère.

A mon compagnon de route et fidèle amie CHAREN Mohamed Ikkal

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

À tous mes collègues de promotion que j'ai eu le plaisir de côtoyer pendant cette période d'études.

À tous mes amis, mes connaissances sans exceptions et à toute personne qui me connaît et me considère comme un ami.

SOHEYB

ملخص: في هذه المذكرة، قمنا بمعالجة مشكلة الحد من الضوضاء الصوتية وتحسين إشارة الكلام في أنظمة الاتصال اللاسلكي. نقتراح طريقة فعالة جديدة بناء على فصل المصادر الأعمى المعاكس وباستعمال خوارزمية SAD. نتائج المحاكاة لهاته الطريقة مقارنة مع خوارزمية SAD التقليدية تؤكد فعالية الطريقة المقترحة. معايير قياس الأداء تدعم هذه النتيجة.

كلمات مفتاحيو : تحسين إشارة الكلام , SAD , فصل المصادر الأعمى .

Résumé : Dans ce mémoire, nous traitons le problème de la réduction adaptative du bruit acoustique et du rehaussement de la parole dans les systèmes téléphonique à mains-libre. Nous proposons un nouvel technique efficace basé sur la structure de séparation aveugle de source **récuratif** en utilisant l’algorithme SAD. Les résultats de simulations de cet algorithme en comparaison avec le SAD classique confirment l’efficacité de la technique proposée. Des critères de mesure de performances appuient cette conclusion.

Mots clés : Rehaussement de la parole, SAD, Séparation aveugle de source.

Abstract : In this thesis, we treat the issue of adaptive acoustic noise reduction and speech enhancement in hands-free telephone systems.

We propose a new efficient technique based on **Backward** Blind Source Separation structure (BSS) using the SAD algorithm . The results of simulations of this algorithm in comparison with the classic SAD confirm the effectiveness of the proposed technique. Performance measurement criteria support this conclusion.

Keywords: Speech enhancement, SAD, Blind source separation.

Listes des acronymes et abréviations

- RSB : Rapports Signal sur Bruit.
- TFCT : Transformée de Fourier à Court Terme.
- LMS : Least Mean Square.
- NLMS : Normalised Least Mean Square.
- EQM : Erreur Quadratique Moyenne.
- BSAD : Backward symmetric adaptive decorrelation
- SM : Système Mismatch.
- DAV : Détection d'Activité Vocale.
- USASI : United State of American Standard Institute.
- ANC : Adaptative Noise Cancellation.

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre 1 Généralités sur la parole et le bruit	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 Généralité sur la parole	3
1.2.2 Classification des sons de la parole	3
1.2.3 Paramètre du signal de parole	5
1.2.4 Quelques propriétés du signal de parole	7
1.3 Généralité sur le bruit	7
1.3.1 Définition	7
1.3.2 Différentes classes de bruit	8
1.3.3 Quelque type du bruit.....	9
1.3.4 Différents modèles de bruit	10
1.3.5 Rapports Signal sur Bruit (RSB).....	10
1.3.6 Gêne due au bruit.....	11
1.4 Les mélanges.....	12
1.4.1 Nature de mélange.....	12
1.4.2 Modèle de mélange convolutif bi-capteurs	13
1.4.3 Modèle convolutif bi-capteurs simplifié	14
1.4.4 Séparation aveugle de sources	14
1.5 Conclusion	17
Chapitre 2 Le filtrage adaptatif	18
2.1 Introduction.....	18
2.2 Filtre de Wiener	18
2.3 Filtrage adaptatif	20
2.3.1 Définition.....	20
2.3.2 Principe du filtrage adaptatif	21
2.3.3 Algorithme LMS.....	22
2.4 Algorithme NLMS.....	23
2.5 Conclusion	25

Chapitre 3	Proposition d'un nouvel algorithme BSAD pour la réduction du bruit acoustique	26
3.1	Introduction	26
3.2	La réduction du bruit par l'algorithme SAD	26
3.3	Proposition d'un nouvel algorithme pour la réduction du bruit acoustique	28
3.4	Conclusion	31
Chapitre 4	Résultats des simulations	32
4.1	Introduction	32
4.2	Présentation des signaux de simulation	32
4.2.1	<i>Signal de parole</i>	32
4.2.2	<i>Signal bruit</i>	33
4.2.4	<i>Les réponses impulsionnelles</i>	35
4.3	Principe de Détection d'Activité Vocale (DAV)	36
4.4	Résultats de simulation du nouvel algorithme BSAD pour la réduction du bruit et le rehaussement du signal de parole	36
4.4.1	<i>Signaux de parole obtenus avec le nouvel algorithme BSAD</i>	36
4.4.2	<i>Evaluation du critère du Système Mismatch</i>	40
4.4.3	<i>Critère d'évaluation de l'erreur quadratique moyenne (EQM)</i>	43
4.5	Conclusion	47
	Conclusion générale	48
	Bibliographie	49

Liste des figures

Figure 1.1 Forme d'onde d'une trame du signal vocal voisé et son spectre d'amplitude [4].	4
Figure 1.2 Forme d'onde d'une trame du signal vocal non voisé et son spectre d'amplitude [4]	5
Figure 1.3 Représentation d'un signal sinusoïdal bruité	8
Figure 1.4 Structure du mélange convolutif bi-capteurs.....	13
Figure 1.5 Structure du mélange convolutif bi-capteurs simplifiés.....	14
Figure 1.6 Structure symétrique directe (Forward).....	15
Figure 1.7 Structure symétrique récursive (Backward).	16
Figure 2.1 Schéma du filtrage de Wiener	18
Figure 2.2 Principe d'un filtre adaptatif.....	21
Figure 2.3 Schéma représentatif de l'algorithme LMS	22
Figure 3.1 La structure de décorrélation symétrique adaptative Backward	27
Figure 3.2 La Structure du nouvel algorithme BSAD.....	28
Figure 4.1 Signal de parole utilisé avec $F_e=8\text{KHz}$ et son spectrogramme.....	32
Figure 4.2 Signal de bruit blanc et son spectrogramme	33
Figure 4.3 Signal de bruit USASI et son spectrogramme	34
Figure 4.4 Les signaux de mélange (à gauche $p_1(n)$ et à droite $p_2(n)$).....	34
Figure 4.5 Comparaison entre le signal de mélange $p_1(n)$ et le signal de parole original.	35
Figure 4.6 Les réponses impulsionnelle h_{1n} et h_{2n}	35
Figure 4.7 Le signal parole utilisé avec la segmentation manuelle	36
Figure 4.8 Les signaux de parole en sortie pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=64 et le bruit utilisé est un bruit blanc.	37
Figure 4.9 Les signaux de parole en sortie pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=64 et le bruit utilisé est un bruit USASI.	38
Figure 4.10 Les signaux de parole en sortie pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=128 et le bruit utilisé est un bruit blanc.	39
Figure 4.11 Les signaux de parole en sortie pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=128 et le bruit utilisé est un bruit USASI.	39
Figure 4.12 Evaluation du critère du SM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=64 et le bruit utilisé est un bruit blanc.....	40

Figure 4.13 Evaluation du critère du SM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=64 et le bruit utilisé est un bruit USASI.	41
Figure 4.14 Evaluation du critère du SM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=128 et le bruit utilisé est un bruit blanc.	42
Figure 4.15 Evaluation du critère du SM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=128 et le bruit utilisé est un bruit USASI.	43
Figure 4.16 Evaluation du critère du EQM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=64 et le bruit utilisé est un bruit blanc.	44
Figure 4.17 Evaluation du critère du EQM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=64 et le bruit utilisé est un bruit USASI.	45
Figure 4.18 Evaluation du critère du EQM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=128 et le bruit utilisé est un bruit blanc.	46
Figure 4.19 Evaluation du critère du EQM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=128 et le bruit utilisé est un bruit USASI.	46

Liste des tableaux

Tableau 1.1 Différentes propriétés du bruit acoustique [6].....	8
--	---

Introduction générale

Les systèmes de télécommunications sont des outils très indispensables dans nos quotidiens, comme les réseaux téléphoniques et informatiques. De nos jours, les appels téléphoniques sont devenus d'une haute qualité par rapport à ceux des années précédentes. Les systèmes de communication subissent une dégradation importante de leurs performances due à la présence de bruit, ils se manifestent par la qualité et l'intelligibilité de la parole transmise. Les téléphones mobiles, sont souvent affectés par la présence du bruit mélangé au signal de la parole, ainsi que la présence d'écho acoustique.

De plus, avec l'avènement des télécommunications mobiles, le besoin d'améliorer la prise de son, notamment en réduisant la gêne due au bruit, est plus présent et nécessaire. Les techniques de réduction du bruit sont soumises à un compromis entre le niveau effectif de réduction et la distorsion qui affecte le signal de parole. Au vu des performances actuelles, il est souhaité de supprimer plus de bruit tout en conservant un niveau de dégradation acceptable du signal restauré.

D'autre part, le besoin de communiquer facilement dans nos quotidiens était un vrai challenge lors de ces dernières années, c'est parce que la vie quotidienne diffère d'une personne à l'autre. Il y a ceux qui travaillent dans un environnement plein d'engins de construction qui produisent différents types de bruit, et il y a ceux qui travaillent dans de nombreux endroits bruyants tels que les rues des grandes villes.

L'objectif des travaux effectués dans le cadre de ce mémoire de fin d'étude est de fournir une solution efficace de réduction de bruit acoustique pour les applications de téléphonie à mains-libre. Les méthodes de rehaussement de la parole qui sont considérées sont celles qui visent à réduire le bruit acoustique qui est généré par les

microphones de prise de son. Le but étant de reconstruire un signal aussi proche que possible de l'original.

Plusieurs études sur les algorithmes de réduction du bruit acoustique ont été publiées pour une prise et une restitution du son microphonique. Dans notre mémoire on s'intéresse à l'amélioration de la qualité de débruitage, en proposant d'utiliser un nouvel algorithme adaptatif rapide à base de plusieurs niveaux de mise à jour. Pour cela notre travail sera présenté comme suit :

Dans le premier chapitre nous présentons quelques généralités sur la parole et le bruit.

Le deuxième chapitre étudie la notion du filtrage adaptatif ainsi que les algorithmes du gradient stochastique LMS (Least Mean Square), sa version normalisée NLMS, et l'algorithme des moindres carrés récursifs RLS (Recursive Least Square)

Puis dans le troisième chapitre nous présenterons l'algorithme de décorrélation adaptative symétrique récursive BSADA (Backward Symmetric Adaptive Decorrelation Algorithm).

Enfin dans le quatrième chapitre on va présenter les résultats de simulation de l'algorithme SAD à structure récursive et les résultats des simulations de la réduction du bruit acoustique par le nouvel algorithme BSAD (Backward symmetric adaptive decorrelation) et une comparaison entre les deux algorithmes.

Chapitre 1 Généralités sur la parole et le bruit

1.1 Introduction

La parole est l'un des principaux moyens de communication entre êtres humains, mais ce type de signaux a des problèmes, le plus grand problème dans ce domaine est le bruit. Ce chapitre résume les principales caractéristiques de parole et de bruit.

1.2 Généralité sur la parole

1.2.1 Définition de la parole

La parole est un signal structuré qui permet aux êtres humains de communiquer entre eux. Elle se distingue des autres sons par ces caractéristiques acoustiques qui ont leurs origines dans les mécanismes de production, L'information d'un message parlé est transmise par les fluctuations de la pression de l'air qui sont émises par l'appareil phonatoire [1].

La parole est un signal réel, continu, de puissance moyenne finie et non stationnaire. Sa structure est complexe et variable avec le temps.

1.2.2 Classification des sons de la parole

Une décomposition simplifiée du signal de la parole doit ressortir trois types de sons voisés, non voisés et silences.

- **Sons voisés**

Tels que des voyelles, sont des signaux quasi-périodiques très riches en harmoniques d'une fréquence fondamentale, appelée pitch. Ce qui leur donne un caractère assez facilement prévisible. Ils sont de forte énergie, résultent de l'excitation du conduit vocal par des impulsions périodiques de pression liées aux oscillations des cordes vocales. À chaque impulsion la glotte s'ouvre brusquement et libère la pression accumulée en amont puis elle se referme plus graduellement [2].

Typiquement, la période fondamentale des différents sons voisés varie entre 2ms et 20ms [3].

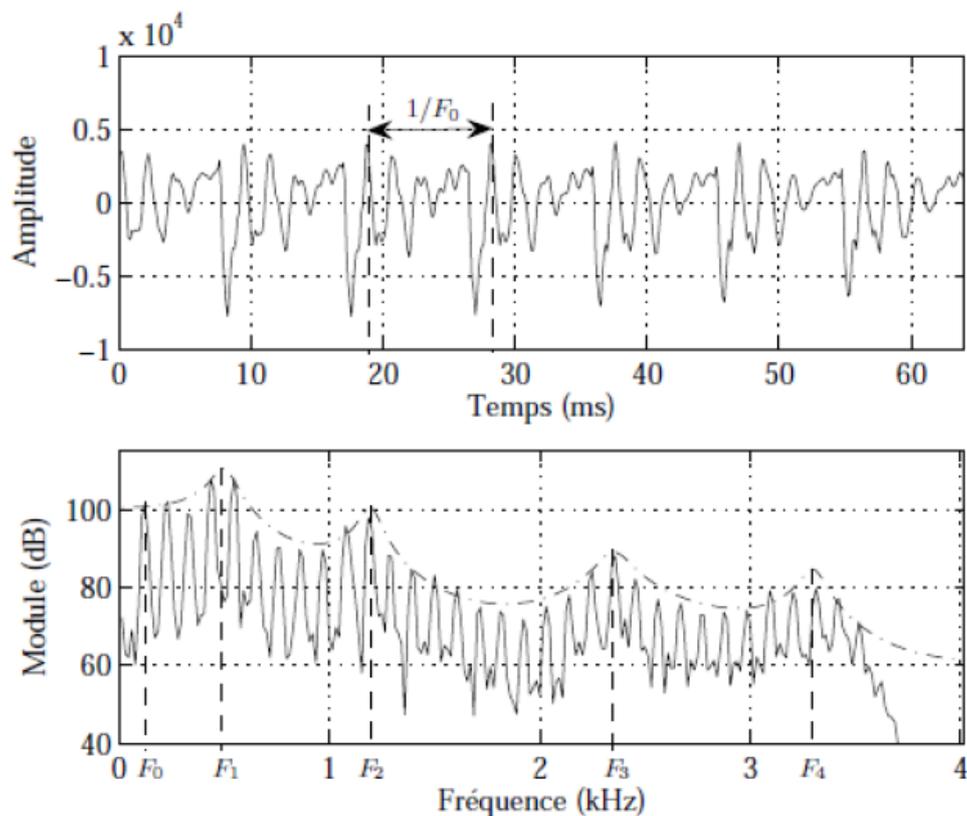


Figure 1.1 Forme d'onde d'une trame du signal vocal voisé et son spectre d'amplitude [4].

- **Les sons non voisés**

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

la glotte reste ouverte en permanence, il n'y a donc pas de production de sons voisés pendant le chuchotement [2].

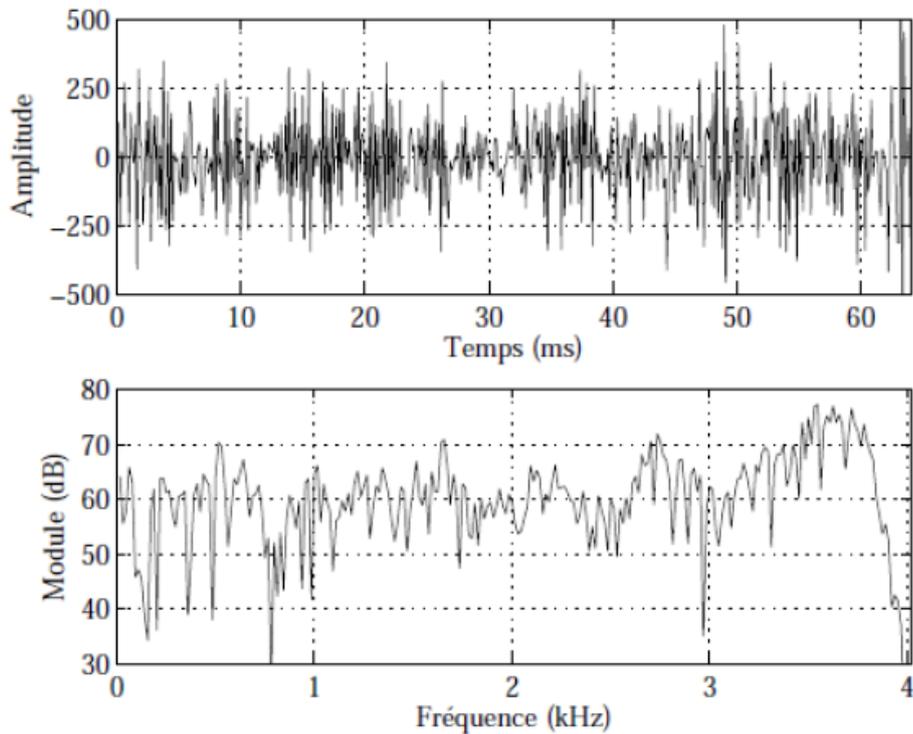


Figure 1.2 Forme d'onde d'une trame du signal vocal non voisé et son spectre d'amplitude [4]

- **Les silences**

Sont tout simplement des intervalles où le signal utile est absent. En pratique il s'agit de bruit, d'origines diverses, d'énergie négligeable devant celle du signal utile [5].

1.2.3 Paramètre du signal de parole

Les signaux vocaux sont caractérisés par trois paramètres sont :

- **La fréquence fondamentale**

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

- ✓ De 80Hz à 200Hz pour une voix masculine.
- ✓ De 150Hz à 450Hz pour une voix féminine.
- ✓ De 200Hz à 600Hz pour une voix d'enfant [4].

- **L'énergie**

Elle est représentée par l'intensité du son qui est liée à la pression de l'air en amont du larynx. L'amplitude du signal de la parole varie au cours du temps selon le type de son, et son énergie dans une trame est donnée par [4] :

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

Avec : N la taille de la trame.

- **Le spectre**

L'enveloppe spectrale ou spectre représente l'intensité de la voix selon la fréquence, elle est généralement obtenue par une analyse de Fourier à court terme. La quasi stationnarité du signal de parole permet de mettre en œuvre des méthodes efficaces d'analyse et de modélisation utilisées pour le traitement à court terme du signal vocal sur des fenêtres de durée généralement comprise entre 20ms et 30ms appelées trames, avec un recouvrement entre ces fenêtres qui assure la continuité temporelle des caractéristiques de l'analyse [4].

La transformée de Fourier à court terme (TFCT) d'un signal échantillonné est par définition la transformée du signal pondéré.

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n)w(n)e\left(-\frac{2j\pi nk}{N}\right); 0 \leq k \leq N - 1 \quad (1.2)$$

Où :

N : Le nombre de points prélevés.

S(k) : Spectre complexe.

S(n) : Segment analysé.

W(n) : Fenêtre du temps.

Le spectre de puissance (appelé aussi densité spectrale de puissance de la transformée de Fourier) est donné par [3] :

$$S_x(k) = |S(k)|^2; 0 \leq k \leq \frac{N}{2} \quad (1.3)$$

1.2.4 Quelques propriétés du signal de parole

- Le signal de parole est un processus aléatoire non-stationnaire à long terme, mais il est considéré comme stationnaire dans des fenêtres temporelles d'analyse de l'ordre de 20 à 30ms [5].
- La parole est 70 % du temps (pseudo-) périodique (bruit ou silence le reste du temps) [6].
- On peut avoir un signal de parole à large bande (il remplit toute la largeur de bande) ou à bande limitée (0-8000 Hz essentiellement) [6].

1.3 Génialité sur le bruit

1.3.1 Définition

Les bruits sont des perturbations qui peuvent altérer la qualité de la communication, dénaturer le message communiqué, rendre difficilement perceptible l'information, Il constitue donc une gêne dans la compréhension du signal utile, qui est dans notre cas, la parole [7].

La figure 1.3 représente un exemple d'un signal sinusoïdal bruité :

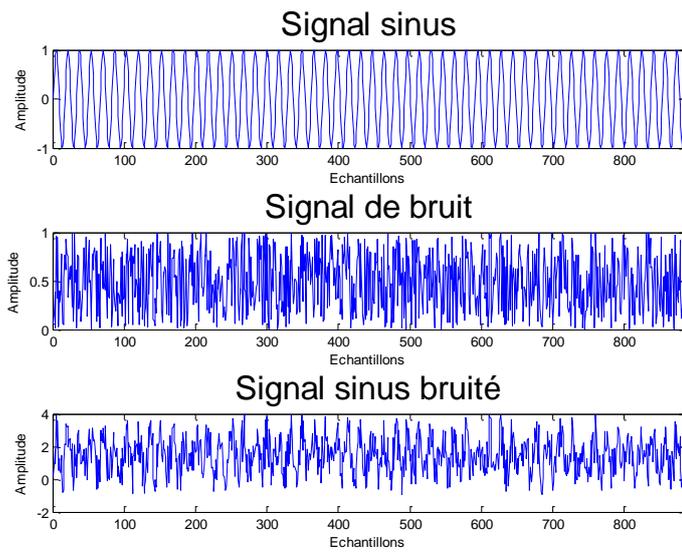


Figure 1.3 Représentation d'un signal sinusoïdal bruité

1.3.2 Différentes classes de bruit

Le bruit possède certaines caractéristiques statistiques, spectrales ou spatiales. Le tableau 1.1 représente les différentes classes auxquelles un bruit peut appartenir

Propriétés	Types
Structure	Continu / Impulsif / Périodique
Type d'interaction	Additif / Multiplicatif/ Convolutif
Comportement temporel	Stationnaire / Non-stationnaire
Bande de fréquence	Etroite / Large
Dépendance	Corrélé / Décorrélé
Propriétés statistiques	Dépendants / Indépendants
Propriétés spatiales	Cohérents / Incohérents

Tableau 1.1 Différentes propriétés du bruit acoustique [6]

Comme notre but est orienté vers le débruitage de la parole pour des applications de téléphonie mains libres à l'intérieur d'un habitacle de voiture, on se limite dans notre étude aux mélanges convolutifs utilisant différents types de bruits, stationnaires, faiblement et fortement corrélés [6].

1.3.3 Quelque type du bruit

- **Bruit blanc**

Le bruit blanc est un bruit composé de toutes les fréquences au même niveau statistique. Il présente la même énergie pour toutes les fréquences [2].

- **Bruit coloré**

Dans le cas où la densité spectrale de puissance n'est pas constante en fonction de la fréquence, le signal aléatoire est alors appelé bruit coloré. Pour cette représentation spectrale, un bruit coloré de basse fréquence est parfois appelé bruit rose car il contient seulement les grandes longueurs d'onde. Il existe plusieurs types du bruit coloré, comme le bruit rose et le bruit brun [8].

- **Bruit acoustique**

Il est généré par les mouvements des sources telles que les voitures, les ventilateurs, la circulation, le vent, la pluie, ...etc [2].

- **Bruit impulsif**

Comme son nom l'indique ce type de bruit est à caractère impulsif, il se présente sous forme de tensions perturbatrices de valeur élevée mais de durée brève. Ces bruits sont très gênants pour la transmission des données, car le signal perturbateur modifie la forme du signal reçu à des instants quelconques (aléatoires) [9].

- **Bruit musical**

Le bruit musical est un bruit résiduel perpétuellement gênant qui apparaît suite au débruitage de la parole par des algorithmes d'atténuation spectrale à court terme tels que la soustraction spectrale ou le filtrage de Wiener. Le spectre du bruit musical est particulièrement tonal, d'où le caractère musical [10].

- **Bruit ambiant**

Le bruit ambiant est la somme du bruit résiduel et du bruit particulier émis par la source. Il est composé de l'ensemble des bruits émis par toutes les sources proches et éloignées [9].

1.3.4 Différents modèles de bruit

Pour simuler ou analyser des signaux réels, d'autres modèles, basés sur la densité de probabilité du bruit, peuvent être considérés. Ainsi, en particulier, deux modèles de bruit sont assez répandus :

- Le bruit dit gaussien dont la densité de probabilité a une répartition de type gaussien caractérisée par une valeur moyenne et un écart type.
- Le bruit dit périodique formé d'une somme de signaux sinusoïdaux sans référence de phase.

Dans le cas du bruit blanc ou du bruit rose, il est possible d'associer une densité de probabilité de type gaussien ou de répartition uniforme [11].

1.3.5 Rapports Signal sur Bruit (RSB)

Le RSB mesure la qualité du signal. C'est une caractéristique de la dégradation d'un signal, par définition informatif, par un bruit non informatif. C'est un moyen pour caractériser un système de transmission en comparant sa valeur à l'entrée du système avec sa valeur en sortie de ce système, ou pour comparer la qualité des diverses méthodes de traitement des signaux [11].

Soit P_s la puissance totale du signal utile et P_b la puissance de toutes les perturbations, le rapport signal sur bruit est défini comme suit :

$$RSB = \frac{P_s}{P_b} \quad (1.4)$$

Ce nombre étant le rapport de deux puissances, est donc sans grandeur.

Où, en dB :

$$RSB_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_s}{P_b} \right) \quad (1.5)$$

1.3.6 Gêne due au bruit

La gêne due au bruit est de nature différente pour la personne plongée dans l'ambiance bruitée (le locuteur) et pour celle qui subit les perturbations par l'intermédiaire de son téléphone (l'auditeur). L'auditeur est le plus gêné car, contrairement au locuteur, il n'a aucun contrôle sur le milieu acoustique. Le locuteur garde un certain contrôle sur le bruit ambiant, il a la possibilité de hausser la voix, ou de se réfugier dans un endroit moins bruyant. Dans le cas d'une communication mains-libres, il peut aussi focaliser son oreille sur le signal utile grâce aux capacités de localisation spatiale de l'oreille alors que l'auditeur subit complètement la perturbation sonore. Ce dernier est le plus pénalisé dans la mesure où la prise de son par microphone et sa restitution sont ponctuelles. L'ensemble du champ sonore (des sons provenant de toutes les directions) est donc intégré et restitué en une somme des perturbations. L'information de spatialisation ayant disparu, l'auditeur ne peut donc pas séparer l'information utile des différentes sources du bruit bien que l'oreille humaine en soit normalement capable. De plus, la superposition du bruit et de la parole réduit l'intelligibilité du message ce qui demande un effort constant de la part de l'auditeur et le fatigue rapidement [1].

1.4 Les mélanges

1.4.1 Nature de mélange

On trouve, dans la littérature, plusieurs types de mélange. Une première catégorie, largement étudiée, concerne les mélanges "linéaires", c'est-à-dire le cas où les observations sont des mélanges linéaires des signaux sources. Cette catégorie est découpée en deux sous-catégories :

- **Mélanges linéaires instantanés**

On parle du mélange « linéaire instantané » lorsque les observations s'écrivent comme des combinaisons linéaires des sources. C'est-à-dire que les signaux sources arrivent en même temps sur tous les capteurs, mais avec des intensités différentes [8].

Pour ce type du mélange, les observations à l'instant sont des combinaisons linéaires des sources à l'instant n :

$$p_i(n) = \sum_{j=1}^N h_{ji} s_j(n) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (1.6)$$

Où

h_{ji} : Les coefficients scalaires du mélange linéaire instantané, entre le $j^{\text{ème}}$ source et le $i^{\text{ème}}$ capteur.

- **Mélange linéaire convolutif**

On parle de mélange convolutif, lorsque les sources s'écrivent comme la somme des sources convoluées par un filtre de propagation [17].

Ce type de mélange est le plus général puisque le capteur reçoit plusieurs ondes issues d'une même source qui sont toutes identiques à une atténuation et un retard [17].

Le modèle du mélange convolutif est donné par la formule suivante :

$$p_i(n) = \sum_{j=1}^N h_{ji} * s_j(n) + \xi_i(n) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (1.7)$$

Où

h_{ji} : Les coefficients scalaires du mélange linéaire instantané, entre le j ème source et le i ème capteur.

$\xi_i(n)$: Les bruits additifs au niveau des microphones.

1.4.2 Modèle de mélange convolutif bi-capteurs

Considérons une situation de prise de son par deux microphones : une source de parole (locuteur) se situe près du 1er microphone, l'autre source de perturbation (un bruit ou un autre signal de la parole) est près du 2ème microphone. A la sortie des microphones, on observe une superposition des signaux primitifs inconnus selon un mélange inconnu (Figure.1.4). En général, c'est un 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, et des caractéristiques de la salle [18].

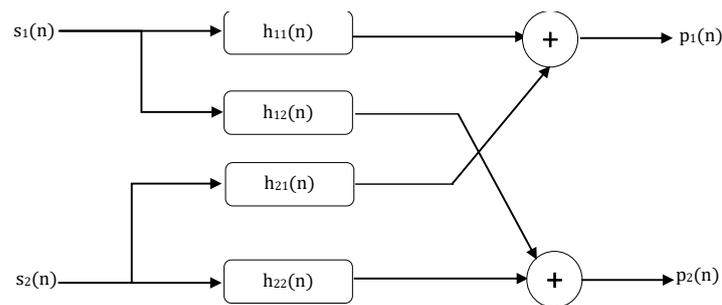


Figure 1.4 Structure du mélange convolutif bi-capteurs

Les équations des signaux du mélange :

$$p_1(n) = s_1(n) * h_{11}(n) + s_2(n) * h_{21} \quad (1.8)$$

$$p_2(n) = s_2(n) * h_{22}(n) + s_1(n) * h_{12} \quad (1.9)$$

$p_1(n)$ et $p_2(n)$: Les deux signaux observés à la sortie des mélanges.

$s_1(n)$: Le signal du premier microphone.

$s_2(n)$: Le signal du deuxième microphone.

$h_{11}(n)$ et $h_{22}(n)$: Les réponses impulsionnelles des canaux directs de couplage.

$h_{12}(n)$ et $h_{21}(n)$: Les effets du couplage mutuel entre les signaux.

Le symbole * représente l'opérateur de convolution linéaire.

1.4.3 Modèle convolutif bi-capteurs simplifié

Pour simplifier le modèle de mélange convolutif bi-capteurs, on prend en compte certaines suppositions qui sont :

- Un microphone est placé près du locuteur et l'autre près de la source du bruit.
- Les canaux directs $h_{11}(n)$ et $h_{22}(n)$ sont égaux à l'impulsion élémentaire $\delta(n)$.

Donc la structure devient comme suite :

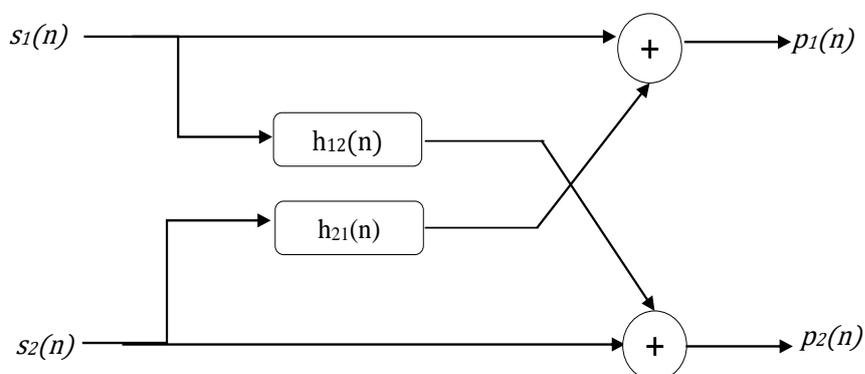


Figure 1.5 Structure du mélange convolutif bi-capteurs simplifiés.

Les équations des signaux du mélange deviennent :

$$p_1(n) = s_1(n) + s_2(n) * h_{21} \quad (1.10)$$

$$p_2(n) = s_2(n) + s_1(n) * h_{12} \quad (1.11)$$

Où les sources $s_1(n)$ et $s_2(n)$ et les filtres $h_{12}(n)$ et $h_{21}(n)$ sont tous inconnus [19].

1.4.4 Séparation aveugle de sources

Pour résoudre ce problème, le système de séparation devra effectuer des combinaisons linéaires convolutives entre les observations afin d'extraire une seule composante indépendante pour chaque sortie.

Il existe deux structures de séparation de sources

a. La structure directe (Forward)

C'est la structure la plus utilisée, dans cette structure on a deux microphones et deux sorties, chaque sortie du système est une combinaison linéaire des observations. Le schéma de la séparation est donné par la figure 1.7 [20] :

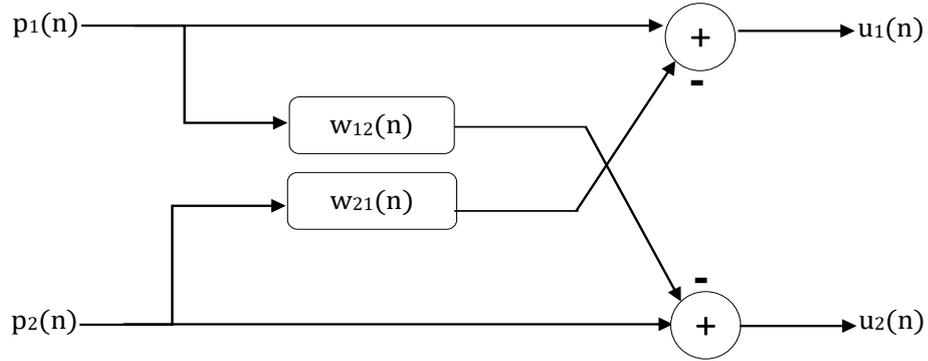


Figure 1.6 Structure symétrique directe (Forward).

Dans la structure directe, nous utilisons deux filtres adaptatifs symétriques $w_{12}(n)$ et $w_{21}(n)$ pour identifier respectivement les deux réponses impulsionnelles $h_{12}(n)$ et $h_{21}(n)$

Les sorties de cette structure $u_1(n)$ et $u_2(n)$ sont données par les équations suivantes :

$$u_1(n) = p_1(n) - p_2(n) * w_{21} \quad (1.12)$$

$$u_2(n) = p_2(n) - p_1(n) * w_{12} \quad (1.13)$$

En remplaçant les expressions $p_1(n)$ et $p_2(n)$ dans les expressions $u_1(n)$ et $u_2(n)$ respectivement, nous trouvons :

$$u_1(n) = s_2(n) * [h_{21}(n) - w_{21}(n)] + s_1(n) * [\delta(n) - h_{12}(n) * w_{21}(n)] \quad (1.14)$$

$$u_2(n) = s_1(n) * [h_{12}(n) - w_{12}(n)] + s_2(n) * [\delta(n) - h_{21}(n) * w_{12}(n)] \quad (1.15)$$

En appliquant le critère optimisé pour les deux filtres adaptatifs, c'est-à-dire :

$(w_{12opt}(n) = h_{12}(n)$ et $w_{21opt}(n) = h_{21}(n)$, on obtient :

$$u_1(n) = s_1(n) * [\delta(n) - w_{12opt}(n) * w_{21opt}(n)] \quad (1.16)$$

$$u_2(n) = s_2(n) * [\delta(n) - w_{21opt}(n) * w_{12opt}(n)] \quad (1.17)$$

b. La structure réursive (Backward)

Dans cette structure, nous avons deux microphones et deux sorties. Chaque sortie du système de séparation est une combinaison linéaire d'une observation $p_i(n)$ et d'une autre sortie $v_i(n)$, L'analyse de cette structure est compliquée.

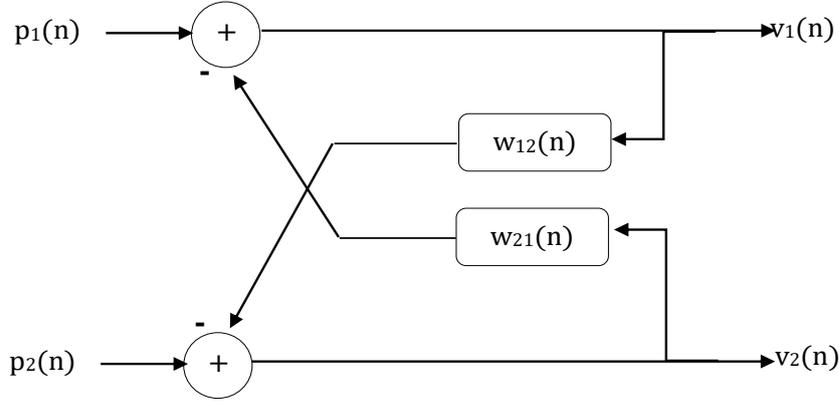


Figure 1.7 Structure symétrique réursive (Backward).

Les deux signaux de sortie $v_1(n)$ et $v_2(n)$ sont donnés par les deux équations suivantes :

$$v_1(n) = p_1(n) - v_2(n) * w_{21} \quad (1.18)$$

$$v_2(n) = p_2(n) - v_1(n) * w_{12} \quad (1.19)$$

En remplaçant les expressions $p_1(n)$ et $p_2(n)$ dans les expressions $v_1(n)$ et $v_2(n)$ respectivement, nous trouvons :

$$v_1(n) = [s_2(n) * [h_{21}(n) - w_{21}(n)] + s_1(n) * [\delta(n) - h_{12}(n) * w_{21}(n)]] * [\delta(n) - w_{12}(n) * w_{21}(n)]^{-1} \quad (1.20)$$

$$v_2(n) = [s_1(n) * [h_{12}(n) - w_{12}(n)] + s_2(n) * [\delta(n) - h_{21}(n) * w_{12}(n)]] * [\delta(n) - w_{21}(n) * w_{12}(n)]^{-1} \quad (1.21)$$

En appliquant le critère optimisé pour les deux filtres adaptatifs, c'est-à-dire :

$(w_{12opt}(n) = h_{12}(n)$ et $w_{21opt}(n) = h_{21}(n)$, on obtient :

$$v_1(n) = s_1(n) \quad (1.22)$$

$$v_2(n) = s_2(n) \quad (1.23)$$

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur la parole, sa définition et ces propriétés. Ainsi que les mélanges et la définition du bruit et ces différents types et le gêne due au bruit. Dans le prochain chapitre nous allons détailler le filtrage adaptatif et nous citerons quelques algorithmes les plus répandus dans ce domaine.

Chapitre 2 Le filtrage adaptatif

2.1 Introduction

La plus efficace méthode pour la réduction du bruit est le filtrage adaptatif. Dans ce chapitre, nous allons présenter le filtre de Wiener et le principe du filtrage adaptatif ainsi que les algorithmes les plus connus comme le LMS et NLMS.

2.2 Filtre de Wiener

Le filtrage de Wiener est parmi les méthodes de débruitage classiques les plus utilisées. Il consiste à minimiser l'erreur quadratique moyenne (EQM) lorsque le signal et le bruit sont stationnaires, son principe est présenté à la figure suivante :

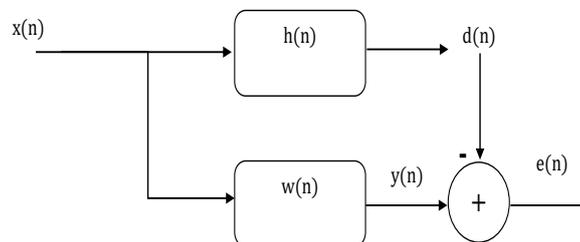


Figure 2.1 Schéma du filtrage de Wiener

Où :

- $x(n)$: Le signal d'entrée.
- $h(n)$: Système inconnu de longueur L.
- $w(n)$: Le filtre d'estimation.
- $y(n)$: La sortie du filtre adaptatif.
- $e(n)$: Le signal d'erreur.
- $d(n)$: Le signal désiré (référence).

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

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w(i)x(n-i) \quad (2,1)$$

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

Nous cherchons à trouver $w(n)$ de telle sorte qu'on minimise le critère de l'EQM :

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

Où :

- J : La fonction cout.
- E : L'espérance mathématique.

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

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2,3)$$

Nous pouvons écrire en notation vectorielle :

$$y(n) = \mathbf{w}(n)^T \mathbf{x}(n) = \mathbf{x}(n)^T \mathbf{w}(n) \quad (2,4)$$

Avec :

$$\mathbf{w}(n) = [w(0)w(1)w(2) \dots w(L-1)]^T \quad (2,5)$$

Et :

$$\mathbf{x}(n) = [x(n)x(n-1)x(n-2) \dots x(n-L+1)]^T \quad (2,6)$$

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

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}} = \mathbf{0}_{L \times 1} \quad (2,7)$$

Alors que :

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}} = \partial[E\{e^2(n)\}] = 2E\left\{e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \mathbf{w}}\right\} = -2E\{e(n)\mathbf{x}(n)\} \quad (2,8)$$

Par conséquent, à l'optimum nous avons :

$$E\{e_{min}(n)\mathbf{x}(n)\} = \mathbf{0}_{L \times 1} \quad (2,9)$$

Avec $e_{min}(n)$ est l'erreur minimale, donc l'optimum est atteint lorsque $e(n)$ est orthogonale à $\mathbf{x}(n)$

Pour \mathbf{w}_{opt} nous avons :

$$E\{e_{min}(n)\mathbf{x}(n)\} = \mathbf{0}_{L \times 1} \quad (2,10)$$

En développant cela, on obtient :

$$E\{\mathbf{x}(n)[d(n) - \mathbf{x}(n)^T \mathbf{w}_{opt}]\} = \mathbf{0}_{L \times 1} \quad (2,11)$$

$$E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^T] \mathbf{w}_{opt} = E[\mathbf{x}(n)d(n)] \quad (2,12)$$

Nous aurons par la suite :

$$\mathbf{R} \mathbf{w}_{opt} = \mathbf{p} \quad (2,13)$$

Donc le filtre de Wiener optimal \mathbf{w}_{opt} est donné par :

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (\text{Équation de Wiener-Hopt}) \quad (2,14)$$

Avec :

$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^T]$ c'est la matrice d'autocorrélation.

Et : $\mathbf{p} = E[\mathbf{x}(n)d(n)]$ c'est le vecteur d'inter corrélation [3].

2.3 Filtrage adaptatif

2.3.1 Définition

Un filtre adaptatif est, par définition, un filtre dont les coefficients estimés au sens d'un critère donné (généralement de type des moindres carrés), s'adaptent aux variations des signaux reçus. Habituellement, un vecteur d'entrée et une réponse désirée sont utilisés pour définir un vecteur d'erreur qui contrôle alors l'évolution du paramètre du filtre adaptatif [12].

L'objectif des filtres adaptatifs est d'approximer les fonctions de transfert inconnu, en « apprenant » les caractéristiques des signaux au fur et à mesure que ces derniers se déroulent. Ils se composent de deux parties : un filtre numérique pour filtrer et un algorithme pour ajuster les coefficients de ce filtre [12].

De façon générale les filtres adaptatifs sont des systèmes appliqués sur des données bruitées pour obtenir une information utile à un certain instant "n", ces systèmes étant mis en œuvre dans trois configurations [13] :

- Le filtrage c'est à dire l'extraction de cette information au temps "n" à partir des données bruitées mesurées jusqu'au temps "n" inclus.
- Le lissage qui utilisera aussi les données postérieures au temps "n".
- La prédiction qui ne se sert que des données jusqu'au temps "n-r" pour déduire l'information qui nous intéresse au temps "n".

2.3.2 Principe du filtrage adaptatif

Le principe d'un filtre adaptatif est de rapprocher le signal de sortie du filtre (les coefficients variables) le mieux que possible d'un signal référence (désiré). En retranchant la sortie du filtre à la référence, nous obtenons un signal d'erreur que l'on cherche ensuite à minimiser suivant un critère donné. Cette erreur servira, aussi, à la mise à jour des coefficients du filtre à l'aide d'un algorithme adaptatif [14].

Dans la figure suivante, Nous donnons un schéma de principe d'un filtre adaptatif :

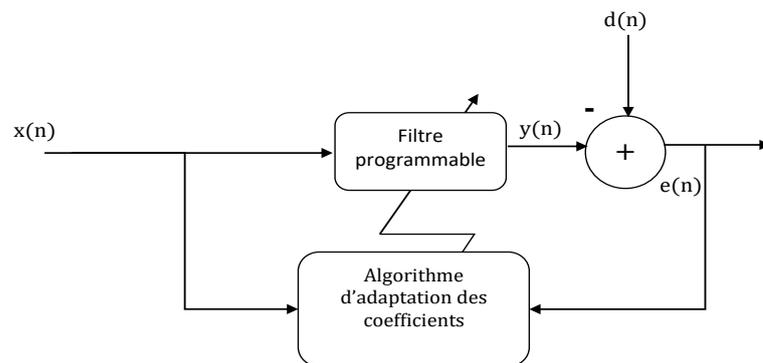


Figure 2.2 Principe d'un filtre adaptatif

Où :

$x(n)$: Le signal d'entrée.

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

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

$d(n)$: Le signal désiré (référence).

2.3.3 Algorithme LMS

L'algorithme LMS est l'un des algorithmes adaptatifs les plus populaires pour le calcul des coefficients d'un filtre adaptatif à cause de sa robustesse et sa simplicité de calcul. C'est un algorithme qui minimise l'erreur quadratique moyenne entre un signal désiré et celui d'estimation, c'est-à-dire l'erreur [3].

La figure (2.3) représente un schéma du principe de l'algorithme LMS

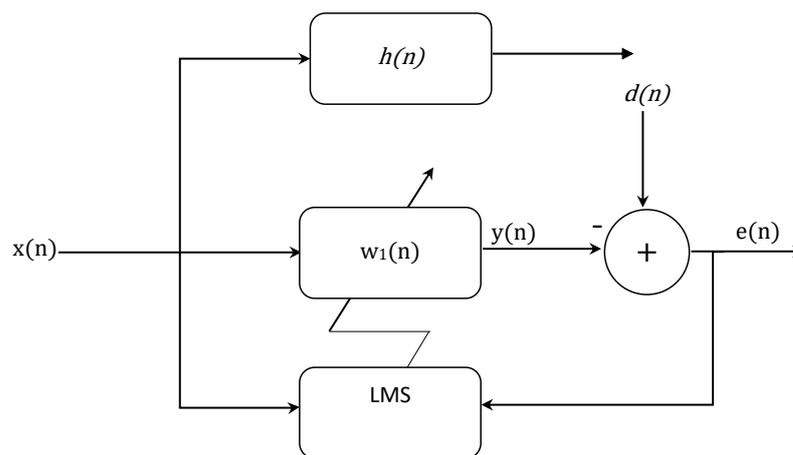


Figure 2.3 Schéma représentatif de l'algorithme LMS

où :

$x(n)$: Signal d'entrée.

$d(n)$: Signal désiré (référence).

h : Système inconnu de longueur L.

w : Filtre d'estimation.

$y(n)$: La sortie du filtre

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

L'équation du signal d'erreur est donnée par :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.15)$$

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}(n)^T \mathbf{x}(n) \quad (2.16)$$

L'équation de la mise à jour des filtres est donnée par :

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) - \nabla_{\mathbf{w}}(e(n))e(n) \quad (2.17)$$

$\nabla_{\mathbf{w}}$: Représente le gradient mais dans un sens du minimum
On obtient :

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + 2\mathbf{x}(n)e(n) \quad (2.18)$$

Cette relation est bien celle du LMS, on rajoute un paramètre μ pour contrôler la vitesse de convergence, donc le LMS est géré par les deux équations :

1. Erreur du filtrage :

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}(n-1)^T \mathbf{x}(n) \quad (2.19)$$

2. Adaptation du filtrage :

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mu e(n) \mathbf{x}(n) \quad (2.20)$$

Avec : μ est le pas d'adaptation de l'algorithme (qui dépend de l'énergie de $x(n)$ tel que :

$$0 < \mu < \frac{1}{L\sigma_x^2} \quad (2.21)$$

Où :

L est la taille du filtre adaptatif.

σ_x^2 est l'énergie du signal d'entrée $x(n)$.

Pour les signaux non-stationnaires (l'énergie de $x(n)$ varie avec le temps), l'algorithme LMS aura du mal à fonctionner correctement puisque le μ est constant. Ce dernier doit être bien choisi pour assurer la bonne convergence du LMS.

2.4 Algorithme NLMS

L'algorithme NLMS est une version modifiée de l'algorithme LMS. La modification apportée consiste à normaliser la correction des coefficients en fonction de l'énergie du signal d'entrée. Ce calcul fait en sorte que le pas d'adaptation varie de façon inversement proportionnelle à l'énergie contenue dans le signal d'entrée.

Alors, l'algorithme NLMS consiste à normaliser le pas d'adaptation μ de l'algorithme LMS [8].

Donc le nouveau pas d'adaptation est donné par :

$$\mu = \frac{\mu_0}{x(n)^T x(n)} = \frac{\mu_0}{\sum_{i=0}^{L-1} x^2(n-i)} = \frac{\mu_0}{L\sigma_x^2} \quad (2.22)$$

μ_0 : C'est le pas d'adaptation de l'algorithme NLMS. Pour la stabilité du NLMS il faut que :

$$0 < \mu_0 < 2$$

L'équation de la mise à jour des coefficients du filtre adaptatif par l'algorithme NLMS est donnée par :

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \frac{\mu_0}{x(n)^T x(n)} \mathbf{x}(n) e(n) \quad (2.23)$$

Pour éviter les difficultés numériques (division par zéros), on introduit un scalaire de régularisation ε .

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \frac{\mu_0}{\varepsilon + x(n)^T x(n)} \mathbf{x}(n) e(n) \quad (2.24)$$

tel que $\varepsilon \ll 1$.

Cet algorithme peut être plus complexe que l'algorithme LMS mais il reste toujours l'un des algorithmes les plus simples à mettre en application. 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 [15].

Le comportement de l'algorithme NLMS montre bien que la convergence de cet algorithme est plus rapide que celle du LMS, par contre le désajustement de l'erreur quadratique est important dans le cas du NLMS [16].

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude détaillée sur Le filtrage de Wiener et le principe du filtrage adaptatif avec ces algorithmes du gradient stochastique les plus connus LMS et NLMS.

Le prochain chapitre nous avons introduit l'algorithme SAD récursive et on va proposer une nouvelle structure de cet algorithme.

Chapitre 3 Proposition d'un nouvel algorithme

BSAD pour la réduction du bruit acoustique

3.1 Introduction

La réduction du bruit acoustique est l'une des principales applications des algorithmes de filtrage adaptatif, parmi lesquels figure le SAD.

Dans ce chapitre, on va proposer un nouvel algorithme BSAD (backward symmetric adaptive decorrelation) basé sur le principe de filtrage à plusieurs étage.

3.2 La réduction du bruit par l'algorithme SAD

La décorrélation se fait entre une estimation du signal et une estimation du bruit. Le critère des moindres carrés est remplacé par le critère de décorrélation et en raison de sa symétrie complète, l'algorithme est un séparateur du signal plutôt qu'un annuleur de bruit. Il est désigné sous le nom de l'algorithme de décorrélation symétrique adaptative (SAD) [21].

- **Critère de décorrélation**

Nous supposons que les deux signaux des mélanges sont indépendants, donc les vecteurs du produit de l'intercorrélacion entre les deux sont nuls, ces derniers exigés pour le fonctionnement de l'algorithme SAD.

Dans cette partie on va présenter la structure de décorrélation symétrique adaptative réursive (Backward)

- **La structure réursive (Backward)**

Dans cette structure, nous avons deux microphones et deux sorties. Chaque sortie du système de séparation est une combinaison linéaire d'une observation $p_i(n)$ et d'une autre sortie $v_i(n)$.

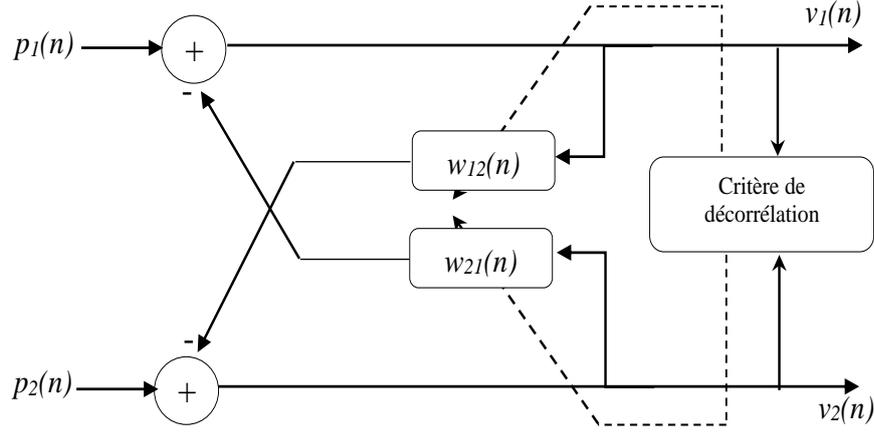


Figure 3.1 La structure de décorrélation symétrique adaptative Backward

Les deux signaux de sortie $v_1(n)$ et $v_2(n)$ sont donnés par les deux équations suivantes :

$$v_1(n) = p_1(n) - v_2(n) * w_{21} \quad (3.1)$$

$$v_2(n) = p_2(n) - v_1(n) * w_{12} \quad (3.2)$$

En remplaçant les expressions $p_1(n)$ et $p_2(n)$ dans les expressions $v_1(n)$ et $v_2(n)$ respectivement, nous trouvons :

$$v_1(n) = [s_2(n) * [h_{21}(n) - w_{21}(n)] + s_1(n) * [\delta(n) - h_{12}(n) * w_{21}(n)]] * [\delta(n) - w_{12}(n) * w_{21}(n)]^{-1} \quad (3.3)$$

$$v_2(n) = [s_1(n) * [h_{12}(n) - w_{12}(n)] + s_2(n) * [\delta(n) - h_{21}(n) * w_{12}(n)]] * [\delta(n) - w_{21}(n) * w_{12}(n)]^{-1} \quad (3.4)$$

En appliquant le critère de décorrélation pour les deux filtres adaptatifs, c'est-à-dire :

$w_{12}(n) = h_{12}(n)$ et $w_{21}(n) = h_{21}(n)$, on obtient :

$$v_1(n) = s_1(n) \quad (3.5)$$

$$v_2(n) = s_2(n) \quad (3.6)$$

La mise à jour des coefficients des deux filtres adaptatif $w_{21}(n)$ et $w_{12}(n)$ est donné, en notation vectorielle, comme suit :

$$\mathbf{w}_{12}(n+1) = \mathbf{w}_{12}(n) + \mu_{12} \frac{v_2(n) \mathbf{v}_1(n)}{\mathbf{p}_1^T(n) \mathbf{p}_1(n) + \epsilon} \quad (3.7)$$

$$\mathbf{w}_{21}(n+1) = \mathbf{w}_{21}(n) + \mu_{21} \frac{v_1(n) \mathbf{v}_2(n)}{\mathbf{p}_2^T(n) \mathbf{p}_2(n) + \epsilon} \quad (3.8)$$

3.3 Proposition d'un nouvel algorithme pour la réduction du bruit acoustique

Dans cette section (voir figure 3.2), nous présenterons l'algorithme de décorrélation adaptative symétrique récursive BSADA (Backward Symmetric Adaptive Decorrelation Algorithm). Cet algorithme est proposé pour la réduction du bruit acoustique et l'amélioration rapide de la parole.

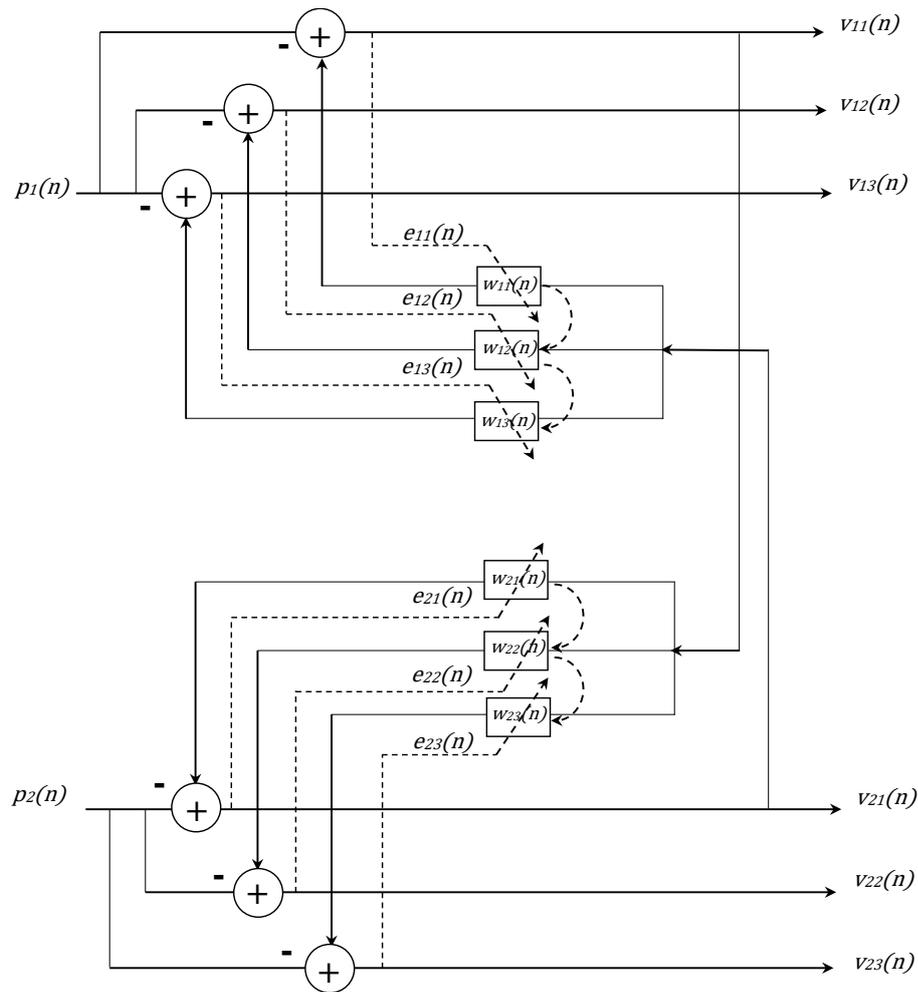


Figure 3.2 La Structure du nouvel algorithme BSAD

Où :

$p_1(n)$: la première sortie de mélangeur

$p_2(n)$: La deuxième sortie de mélangeur

$v_{ii}(n)$: les sorties de système avec $i=1,2,3..N$.

$w_{ii}(n)$: les filtres programmables avec $i=1,2,3..N$.

Le principe

Dans cette proposition on va réutiliser le même filtre plusieurs fois comme il est présenté dans le schéma précédent (la figure 3.2).

- Les signaux de sortie du mélange convolutif $p_1(n)$ et $p_2(n)$ seront les entrées de notre système.
- Le signal $p_1(n)$ sera mélangé avec le produit de convolution de $v_{21}(n)$ et $w_{11}(n)$.
- La sortie de ce mélange nous donne le signal amélioré $v_{11}(n)$ et l'erreur $e_{11}(n)$.
- Cette erreur va corriger le filtre $w_{11}(n)$ et donne le filtre $w_{12}(n)$.
- Maintenant on va réinjecter le signal $v_{21}(n)$ dans le filtre $w_{12}(n)$ et on le mélange avec le $p_1(n)$ qui nous donne un autre signal non bruité $v_{12}(n)$ et une deuxième erreur $e_{21}(n)$.
- Après le $N^{\text{ème}}$ étages et avec la même procédure, on obtient une erreur $e_{1N}(n)$ plus réduite et un signal $v_{1N}(n)$ amélioré.
- Pour la deuxième étape, le même principe et les mêmes étapes se répètent uniquement en changeant l'entrée qui devient $p_2(n)$.

Les signaux de sortie de la première voie sont donnés par les équations suivantes :

$$v_{11}(n) = p_1(n) - v_{21}(n)^T * w_{11}(n) \quad (3.1)$$

$$v_{12}(n) = p_1(n) - v_{21}(n)^T * w_{12}(n) \quad (3.2)$$

$$v_{13}(n) = p_1(n) - v_{21}(n)^T * w_{13}(n) \quad (3.3)$$

⋮

$$v_{1N}(n) = p_1(n) - v_{21}(n)^T * w_{1N}(n) \quad (3.4)$$

et pour la deuxième voie, on a :

$$v_{21}(n) = p_2(n) - \mathbf{v}_{12}(n)^T * \mathbf{w}_{21}(n) \quad (3.5)$$

$$v_{22}(n) = p_2(n) - \mathbf{v}_{12}(n)^T * \mathbf{w}_{22}(n) \quad (3.6)$$

$$v_{23}(n) = p_2(n) - \mathbf{v}_{12}(n)^T * \mathbf{w}_{23}(n) \quad (3.7)$$

⋮

$$v_{2N}(n) = p_2(n) - \mathbf{v}_{12}(n)^T * \mathbf{w}_{2N}(n) \quad (3.8)$$

Les équations de la mise à jour des coefficients de la première voie sont données par :

$$\mathbf{w}_{11}(n+1) = \mathbf{w}_{11}(n) + \frac{\mu}{\varepsilon + \mathbf{p}_1(n)^T \mathbf{p}_1(n)} \mathbf{v}_{21}(n) e_{11}(n) \quad (3.5)$$

$$\mathbf{w}_{12}(n+1) = \mathbf{w}_{12}(n) + \frac{\mu}{\varepsilon + \mathbf{p}_1(n)^T \mathbf{p}_1(n)} \mathbf{v}_{21}(n) e_{12}(n) \quad (3.6)$$

$$\mathbf{w}_{13}(n+1) = \mathbf{w}_{13}(n) + \frac{\mu}{\varepsilon + \mathbf{p}_1(n)^T \mathbf{p}_1(n)} \mathbf{v}_{21}(n) e_{13}(n) \quad (3.7)$$

⋮

$$\mathbf{w}_{1N}(n+1) = \mathbf{w}_{1N}(n) + \frac{\mu}{\varepsilon + \mathbf{p}_1(n)^T \mathbf{p}_1(n)} \mathbf{v}_{21}(n) e_{1N}(n) \quad (3.8)$$

et pour la deuxième voie :

$$\mathbf{w}_{21}(n+1) = \mathbf{w}_{21}(n) + \frac{\mu}{\varepsilon + \mathbf{p}_2(n)^T \mathbf{p}_2(n)} \mathbf{v}_{11}(n) e_{21}(n) \quad (3.9)$$

$$\mathbf{w}_{22}(n+1) = \mathbf{w}_{22}(n) + \frac{\mu}{\varepsilon + \mathbf{p}_2(n)^T \mathbf{p}_2(n)} \mathbf{v}_{11}(n) e_{22}(n) \quad (3.10)$$

$$\mathbf{w}_{23}(n+1) = \mathbf{w}_{23}(n) + \frac{\mu}{\varepsilon + \mathbf{p}_2(n)^T \mathbf{p}_2(n)} \mathbf{v}_{11}(n) e_{23}(n) \quad (3.11)$$

⋮

$$\mathbf{w}_{2N}(n+1) = \mathbf{w}_{2N}(n) + \frac{\mu}{\varepsilon + \mathbf{p}_2(n)^T \mathbf{p}_2(n)} \mathbf{v}_{11}(n) e_{2N}(n) \quad (3.12)$$

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit la structure de décorrélation adaptative symétrique récursive, puis nous avons proposé un nouvel algorithme BSAD basé sur le filtrage à plusieurs étages pour la réduction du bruit et l'amélioration de la parole ainsi que son principe de fonctionnement et sa formulation mathématique.

Le chapitre suivant est consacré aux résultats de simulation de l'algorithme SAD à structure récursive et de l'algorithme que nous avons proposé afin de les comparer.

Chapitre 4 Résultats des simulations

4.1 Introduction

Dans ce chapitre on va présenter les résultats de simulation de l'algorithme SAD à structure récursive et les résultats des simulations de la réduction du bruit acoustique par le nouvel algorithme BSAD (Backward symmetric adaptive decorrelation) et une comparaison entre les deux algorithmes.

4.2 Présentation des signaux de simulation

4.2.1 Signal de parole

On va utiliser dans cette simulation un signal enregistré par une personne masculine, échantillonné à 8KHz, la phrase enregistrée est « Un loup s'est jeté immédiatement sur la petite chèvre ». La figure 4.1 présente le signal de parole utilisé dans cette simulation :

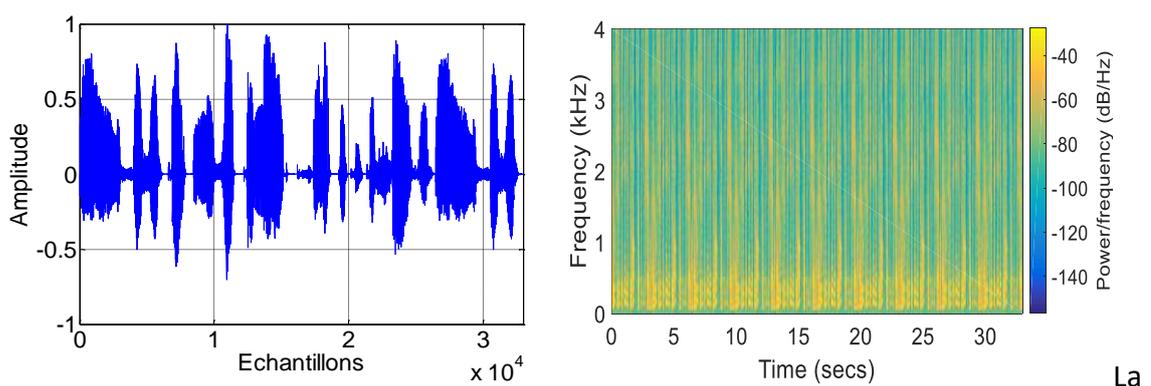


Figure 4.1 Signal de parole utilisé avec $F_e=8\text{KHz}$ et son spectrogramme

4.2.2 Signal bruit

a) Bruit blanc

Un bruit blanc est une réalisation d'un processus aléatoire stationnaire dont les échantillons sont des variables aléatoires non corrélées. Il est représenté dans le domaine temporel par la figure 4.2.

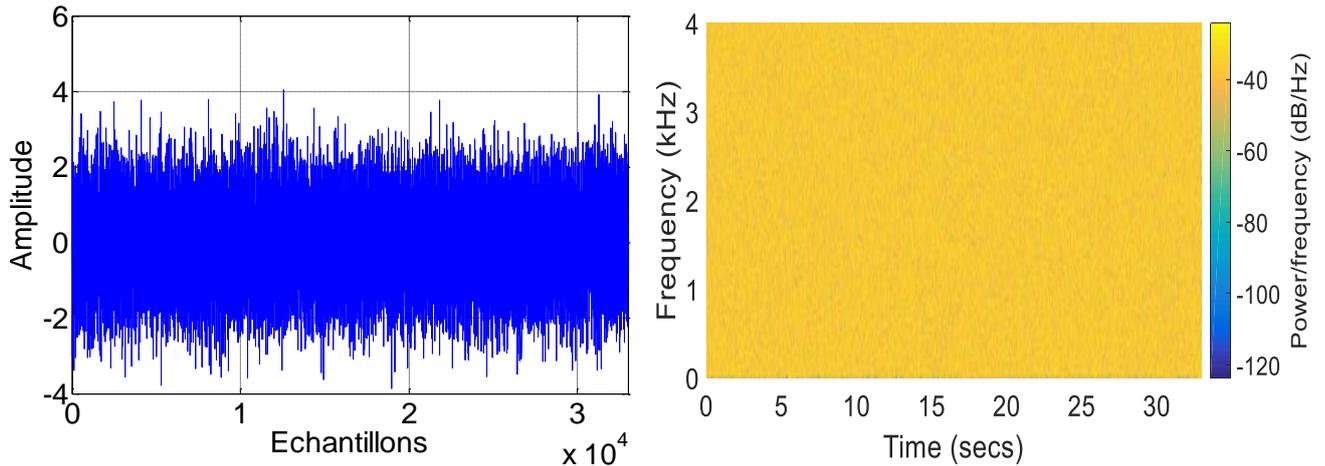


Figure 4.2 Signal de bruit blanc et son spectrogramme

b) Bruit USASI

Le bruit USASI (United state of American Standard Institute) est souvent utilisé comme signal de teste dans les applications acoustiques mais également en raison de sa densité spectrale de puissance dont l'allure st relativement proche de celle de bruit réellement observé dans la réalité [15].

La figure 4.3 montre la représentation temporelle et le spectrogramme de bruit USASI.

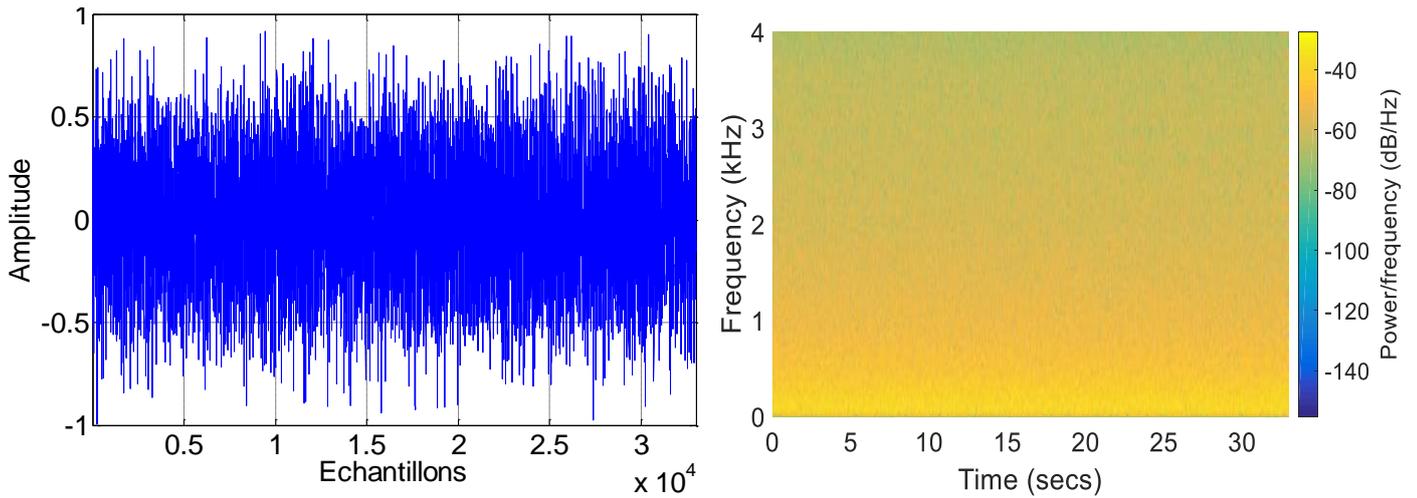


Figure 4.3 Signal de bruit USASI et son spectrogramme

4.2.3 Les signaux de mélange

Dans cette partie, nous présentons les signaux de sortie de la structure de mélange convolutif, les signaux sources sont la parole et le bruit, dans les deux figures ci-dessous, nous représentons un exemple de signaux de mélange $p_1(n)$ et $p_2(n)$ avec une d'entrée égale à 3 dB sur les deux voies et une longueur de filtre $L=128$.

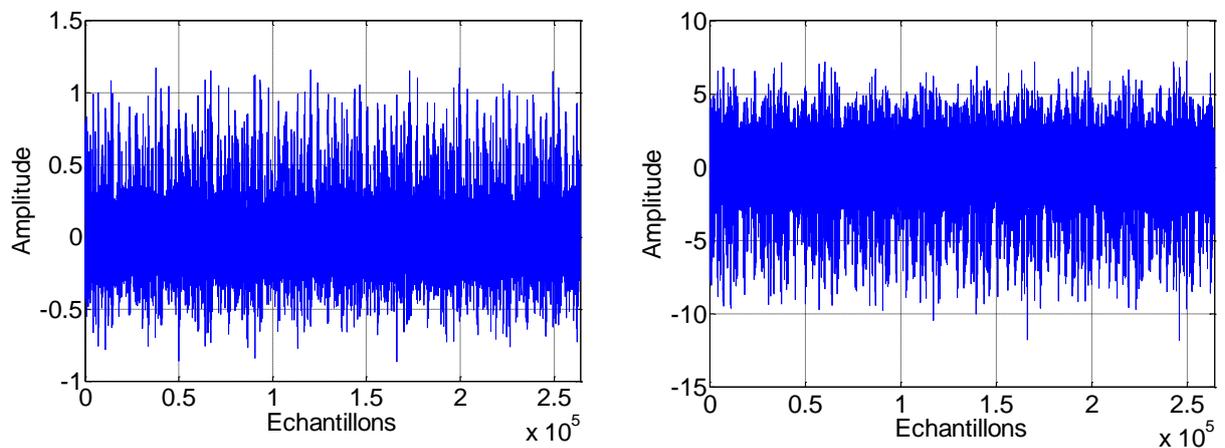


Figure 4.4 Les signaux de mélange (a gauche $p_1(n)$ et a droite $p_2(n)$)

La figure 4.5 représente une comparaison entre le signal de mélange $p_1(n)$ (signal bruité) et le signal de parole original.

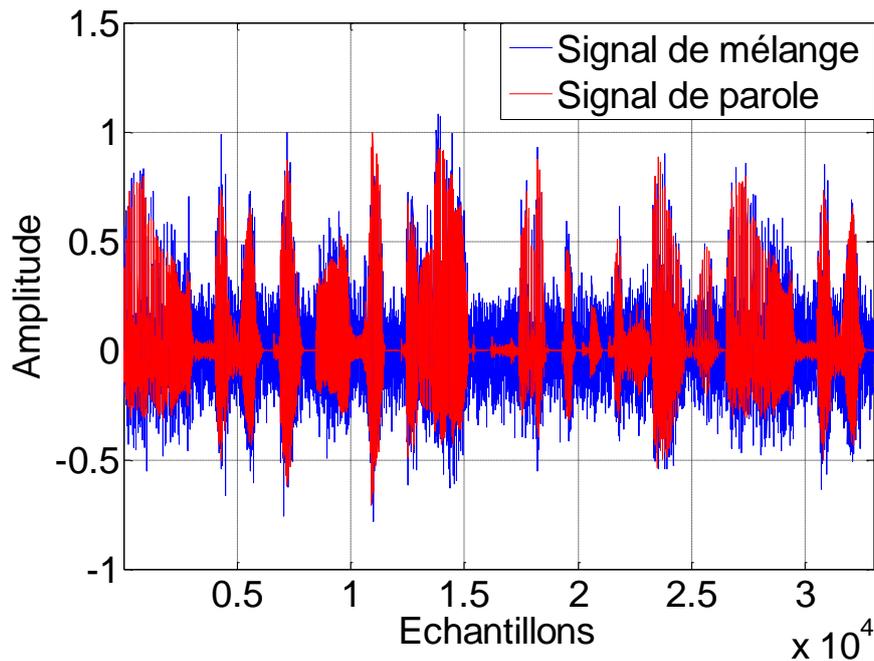


Figure 4.5 Comparaison entre le signal de mélange $p_1(n)$ et le signal de parole original.

4.2.4 Les réponses impulsionnelles

On va générer des réponses impulsionnelles $h_1(n)$ et $h_2(n)$ plus proches des réalités et pour représenter mieux les conditions de propagation dans une salle et l'effet de la distance entre les deux microphones.

Ces réponses sont générées à partir d'un bruit gaussien modulé avec une fonction exponentielle à un support temporel d'environ $L=128$ échantillons à une fréquence d'échantillonnage $F_e=8\text{KHz}$. La figure 4.6 représente ces 2 réponses.

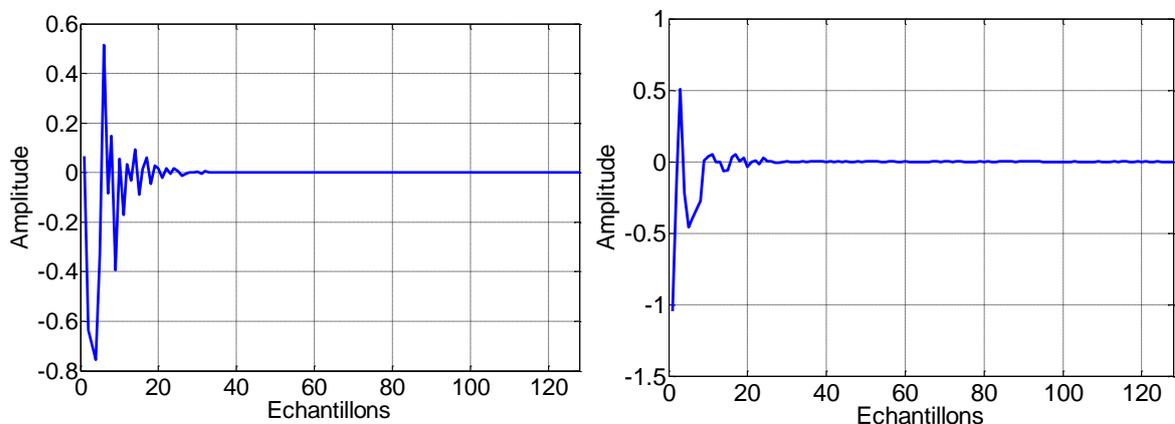


Figure 4.6 Les réponses impulsionnelles $h_1(n)$ et $h_2(n)$

4.3 Principe de Détection d'Activité Vocale (DAV)

La fonction de détection d'activité vocal (DAV) est utilisée pour faire la séparation entre la parole et le silence.

Dans cette simulation on va utiliser un mécanisme de détection d'activité vocal (DAV) manuelle pour contrôler l'adaptation des filtres $w_1(n)$ et $w_2(n)$.

La figure 4.7 représente l'exemple de DAV manuelle qu'on a utilisé.

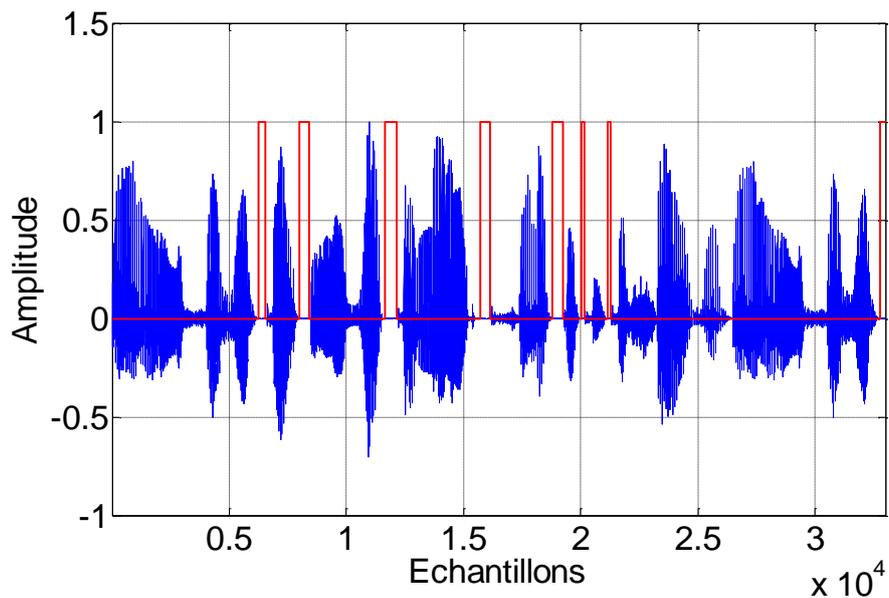


Figure 4.7 Le signal parole utilisé avec la segmentation manuelle

4.4 Résultats de simulation du nouvel algorithme BSAD pour la réduction du bruit et le rehaussement du signal de parole

Dans cette partie, nous allons présenter les signaux de sortie obtenu $v_{1N}(n)$ après l'application du nouvel algorithme BSAD, avec deux valeurs de RSB (0 et 3dB) et avec deux tailles du filtre programmable (L=64 et L=128) et avec deux types de bruit (bruit blanc et bruit USASI).

4.4.1 Signaux de parole obtenus avec le nouvel algorithme BSAD

Dans cette partie on va montrer les signaux de parole des sorties pour différentes valeurs de N (nombre des étages) et pour RSB=0dB et 3dB avec deux tailles différentes des filtre (64 et 128).

La comparaison sera faite entre les signaux ayant un nombre d'étage supérieur à 1, et les signaux ayant un nombre d'étage égale à un (SAD classique).

A. Cas de filtre de taille L=64

a. Cas du bruit blanc

La figure 4.8 représente les signaux de parole en sortie de notre système en changeant le N par les valeurs 1,3,5 et 8 et le RSB prend les valeurs 0 et 3 dB avec un pas d'adaptation $\mu_1 = 0.0001$ et $\mu_2 = 0.0005$.

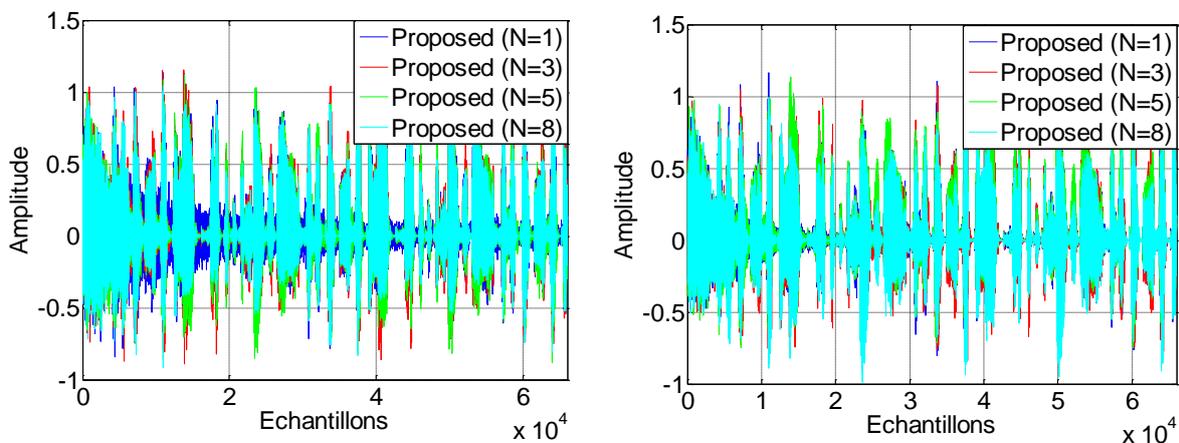


Figure 4.8 Les signaux de parole en sortie pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=64 et le bruit utilisé est un bruit blanc.

A partir des résultats obtenus ci-dessus, on remarque que le signal en sortie de notre algorithme est visuellement bien nettoyé du bruit.

On peut facilement remarquer aussi l'influence de nombre d'étages N sur la clarté de signal (un nombre d'étage élevé donne un signal de parole plus clair).

On observe que dans le cas de **RSB=3dB** la différence entre les différents signaux pour différents nombres d'étage n'est pas énorme à cause de la faiblesse de la puissance de bruit, d'autre part pour **RSB=0dB** la différence entre les signaux est remarquable.

b. Cas du bruit USASI

La figure 4.9 représente les signaux de parole en sortie de notre système en changeant le N par les valeurs 1,3,5 et 8 et le RSB prend les valeurs 0 et 3 dB avec un pas d'adaptation $\mu_1 = 0.01$ et $\mu_2 = 0.005$

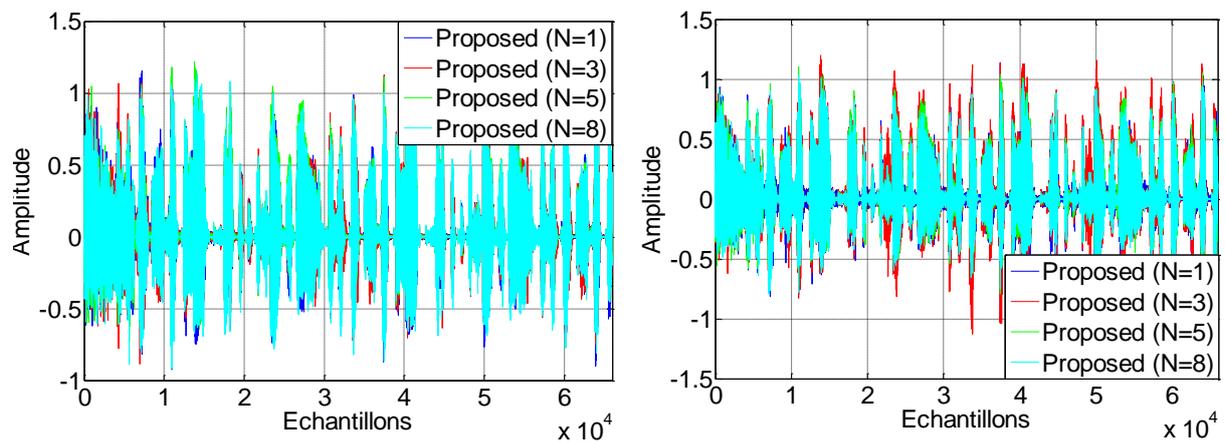


Figure 4.9 Les signaux de parole en sortie pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=64 et le bruit utilisé est un bruit USASI.

A partir de figure 4.9 on remarque qu'avec 8 étages le bruit n'est pas supprimé totalement à cause de la difficulté de nettoyage de bruit USASI par ce qu'il est corrélé entre eux.

B. Cas de filtre de taille L=128

a. Cas du bruit blanc

La figure 4.10 représente une comparaison entre les signaux de parole à la sortie de notre système en changeant le N par les valeurs 1,3,5 et 8 et le RSB prend les valeurs 0 et 3 dB avec un pas d'adaptation $\mu_1 = 0.0001$ et $\mu_2 = 0.0005$

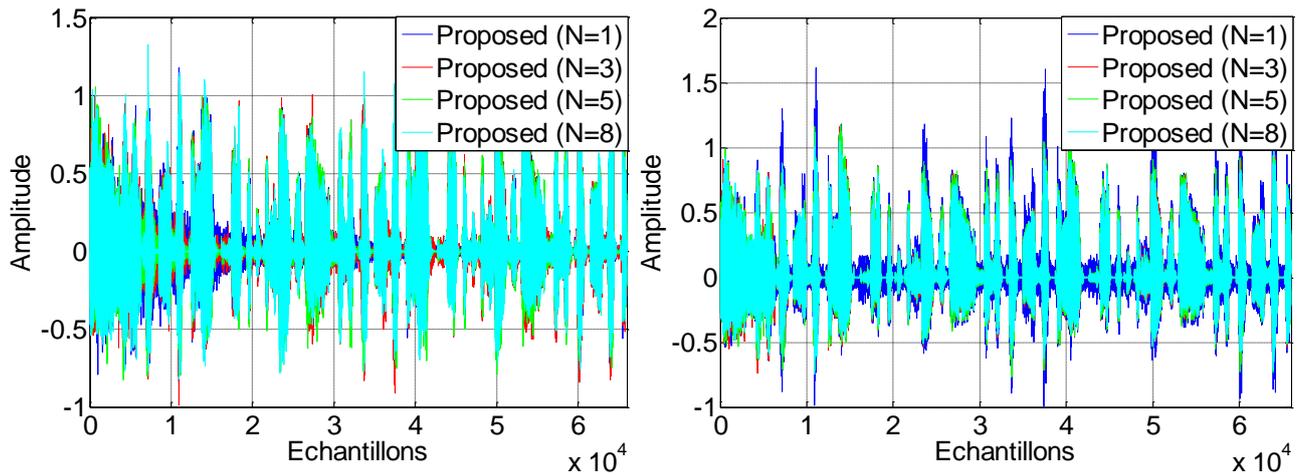


Figure 4.10 Les signaux de parole en sortie pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). $L=128$ et le bruit utilisé est un bruit blanc.

b. Cas du bruit USASI

La figure 4.11 représente les signaux de parole en sortie de notre système en changeant le N par les valeurs 1,3,5 et 8 et le RSB prend les valeurs 0 et 3 dB avec un pas d'adaptation $\mu_1 = 0.03$ et $\mu_2 = 0.0005$.

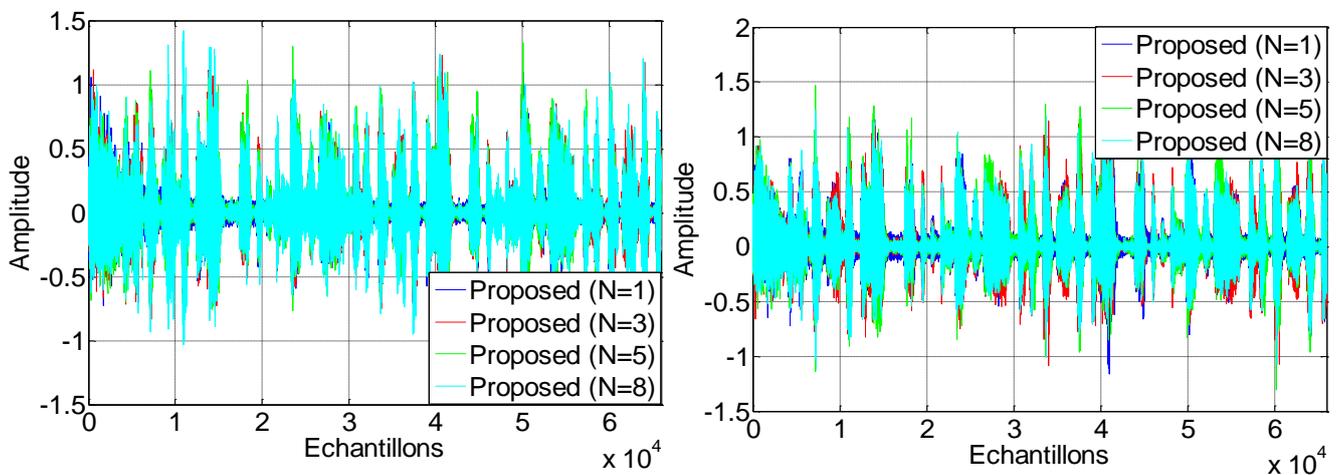


Figure 4.11 Les signaux de parole en sortie pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). $L=128$ et le bruit utilisé est un bruit USASI.

On voit bien dans la figure 4.10 que la taille de filtres à une influence sur les résultats de simulation, (à chaque fois on augmente la taille des filtres le résultat est proche à celle de parole originale).

Pour RSB = 3dB, on ne voit pas de différence entre les signaux (3,5 et 8 phases) car les trois étages sont largement suffisants pour supprimer complètement le bruit, du fait de la grande taille du filtre.

On remarque que même avec un filtre très longue, un nombre d'étage élevé et un pas d'adaptation fort, le bruit USASI est très difficile à réduire parce qu'il est corrélé entre eux.

4.4.2 Evaluation du critère du Système Mismatch

Nous évaluons les caractéristiques du taux de convergence de l'algorithme proposé en utilisant le critère SM calculé entre la réponse impulsionnelle réelle et la réponse impulsionnelle estimée. Le critère SM est estimé par la relation suivante :

$$SM(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{\|h_1(n) - w_1(n)\|}{\|w_1(n)\|} \right) \quad (4.1)$$

A. Cas de filtre de taille L=64

a. Cas du bruit blanc

La figure 4.12 montre les résultats obtenus de l'évaluation du critère SM pour différents nombres d'étages (1,3,5 et 8) et différentes valeurs du RSB d'entrée (0 et 3 dB) avec un bruit blanc appliqué à l'entrée de notre système.

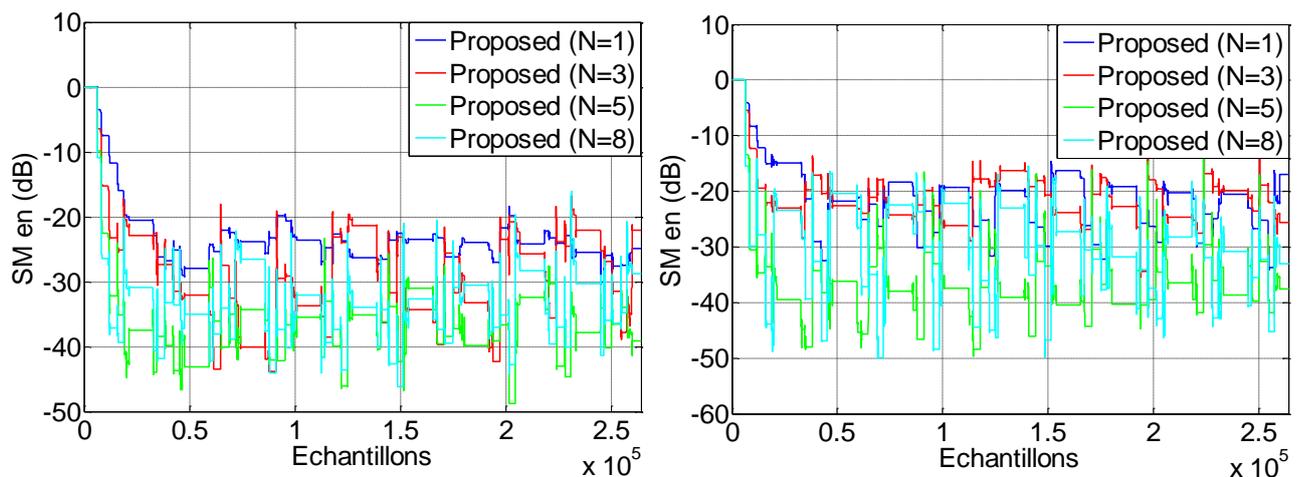


Figure 4.12 Evaluation du critère du SM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=64 et le bruit utilisé est un bruit blanc.

b. Cas de bruit USASI

La figure 4.13 montre les résultats obtenus de l'évaluation de critère SM pour différents nombres d'étages (1,3,5 et 8) et différentes valeurs de RSB (0,3 dB) avec un bruit USASI appliqué à l'entrée de notre système.

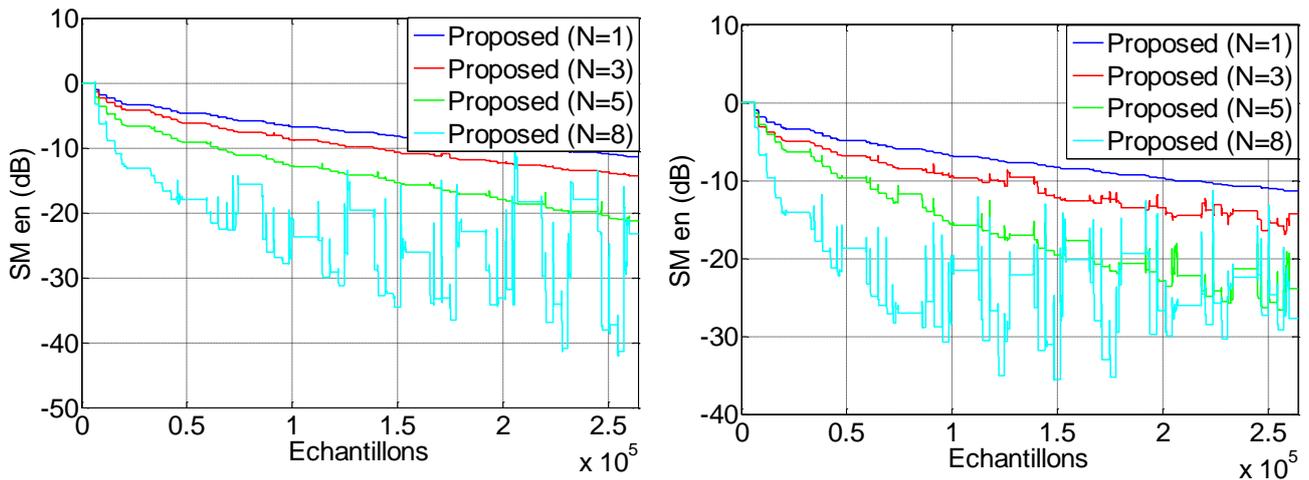


Figure 4.13 Evaluation du critère du SM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). $L=64$ et le bruit utilisé est un bruit USASI.

Dans la figure 4.12 on remarque que le désajustement de signal bleu ciel (pour 8 étages) est très rapide par rapport aux autres signaux (1,3et 5 étages), cela signifie que le nombre d'étage a une influence importante sur la rapidité d'algorithme.

Dans la figure 4.13 nous remarquons la critère SM de couleur bleu ciel (pour 8 étages) atteint la valeur (-30 dB) très rapidement mais dans le cas de bruit blanc en utilisant les mêmes paramètres donne (-40dB) après un temps très longue, cela signifie que le bruit USASI pose des difficultés pour la rapidité des algorithmes à cause de sa complexité.

B. Avec des filtres de taille L=128

a. Cas de bruit blanc

La figure 4.14 montre les résultats obtenus de l'évaluation de critère SM pour différents nombres d'étages (1,3,5 et 8) et différentes valeurs de RSB (0,3 dB) avec un bruit blanc appliqué à l'entrée de notre système, avec des filtres de tailles $L = 128$.

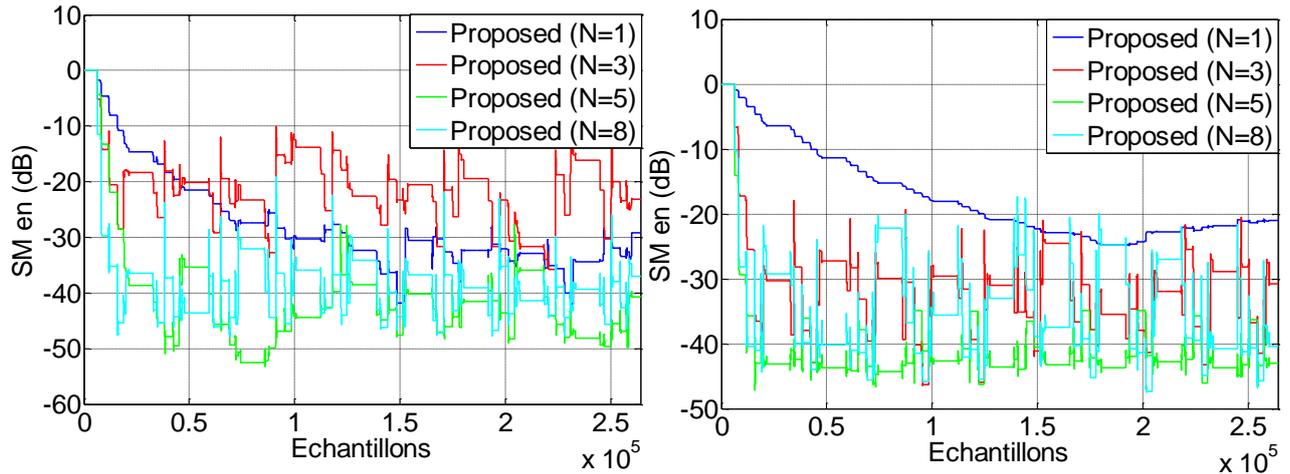


Figure 4.14 Evaluation du critère du SM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). $L=128$ et le bruit utilisé est un bruit blanc.

Dans la figure 4.14 nous observons que le critère SM de couleur bleu ciel (pour 8 étages) atteint la valeur (-50 dB) pour $L=128$ mais dans le cas de $L=64$ donne (-40dB), cela signifie que la taille des filtres a une influence sur la rapidité des algorithmes.

b. Cas du bruit USASI

La figure 4.15 montre les résultats obtenus de l'évaluation de critère SM pour différents nombres d'étages (1,3,5 et 8) et différentes valeurs de RSB (0,3 dB) avec un bruit USASI appliqué à l'entrée de notre système, avec des filtres de tailles $L = 128$.

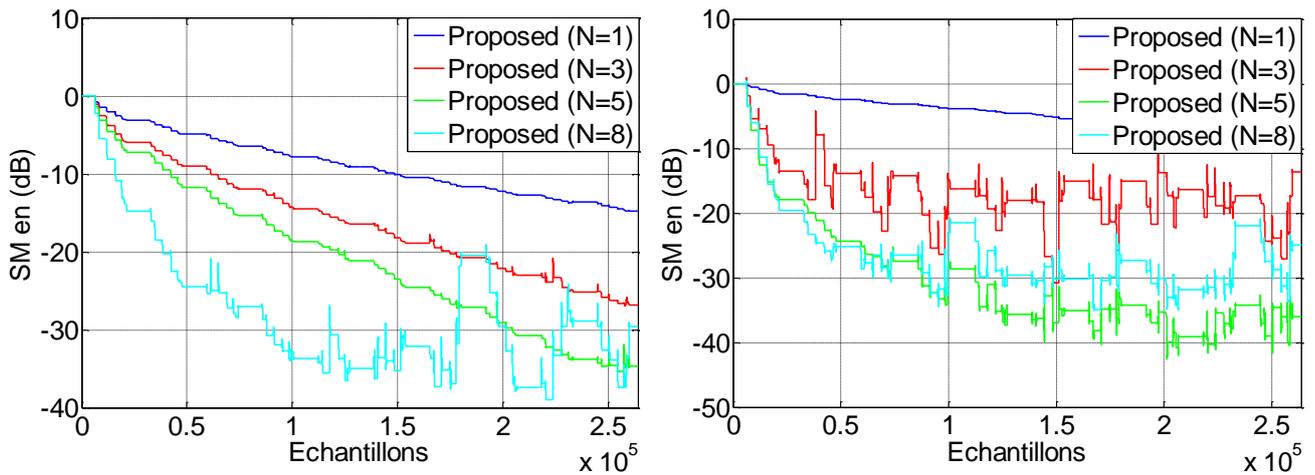


Figure 4.15 Evaluation du critère du SM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). $L=128$ et le bruit utilisé est un bruit USASI.

D'après la figure 4.15 on remarque que la convergence n'est pas rapide même si on utilise un filtre large ($L=128$), on conclut que le bruit USASI pose des problèmes en terme de rapidité de convergences.

4.4.3 Critère d'évaluation de l'erreur quadratique moyenne (EQM)

L'erreur quadratique moyenne est une manière d'évaluer la différence entre le signalé estimée et la valeur réelle de la quantité doit être calculée. Le EQM mesure la moyenne du carré de "l'erreur", avec la valeur d'erreur, dans lequel l'estimateur est différente de la quantité à estimer [23].

Nous quantifions la convergence des filtres adaptatifs en terme du critère EQM qui est donné par :

$$EQM(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{M} \sum_{n=0}^M \|e_1(n)\|^2 \right) \quad (4.2)$$

avec :

- $e_1(n)$: L'erreur de filtrage.
- M : La longueur de la trame de moyennage de l'EQM.

A. Cas de filtre de taille L=64

a. Cas du bruit blanc :

La figure 4.16 montre les résultats obtenus de l'évaluation du critère EQM pour différents nombres d'étages (1,3,5 et 8) et différentes valeurs du RSB d'entrée (0 et 3 dB) avec un bruit blanc appliqué à l'entrée de notre système.

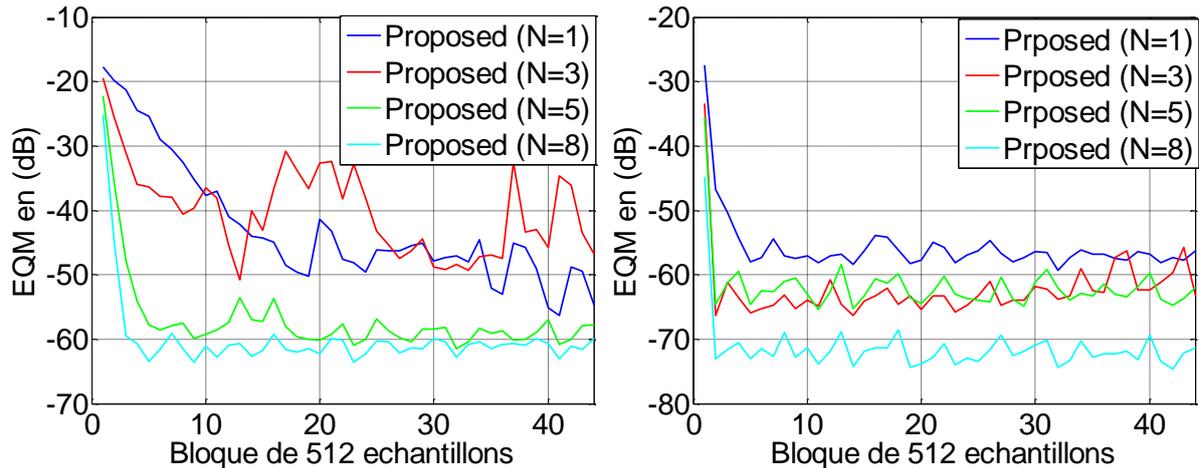


Figure 4.16 Evaluation du critère du EQM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). L=64 et le bruit utilisé est un bruit blanc.

D'après les résultats obtenus on remarque que l'erreur quadratique moyenne a une relation inverse avec le nombre d'étage (un nombre d'étages élevé donne une erreur très petite), pour 8 étages l'erreur atteint la valeur (-70dB) dans le cas de RSB=3dB et cette valeur signifie que le signal obtenu à un excellent état et très proche au signal original de parole.

On observe que la vitesse de convergence augmente avec l'augmentation du nombre de d'étages.

On remarque aussi que l'EQM dans le cas de 1 et 3 étages avec un RSB=0dB possède beaucoup de fluctuation ça veut dire la puissance de bruit a une influence sur la stabilité de system (la stabilité d'EQM).

b. Cas de bruit USASI :

La figure 4.17 montre les résultats obtenus de l'évaluation de critère EQM pour différent nombre d'étages (1,3,5 et 8) et différent valeur de RSB (0,3 dB) avec un bruit USASI appliqué à l'entrée de notre système.

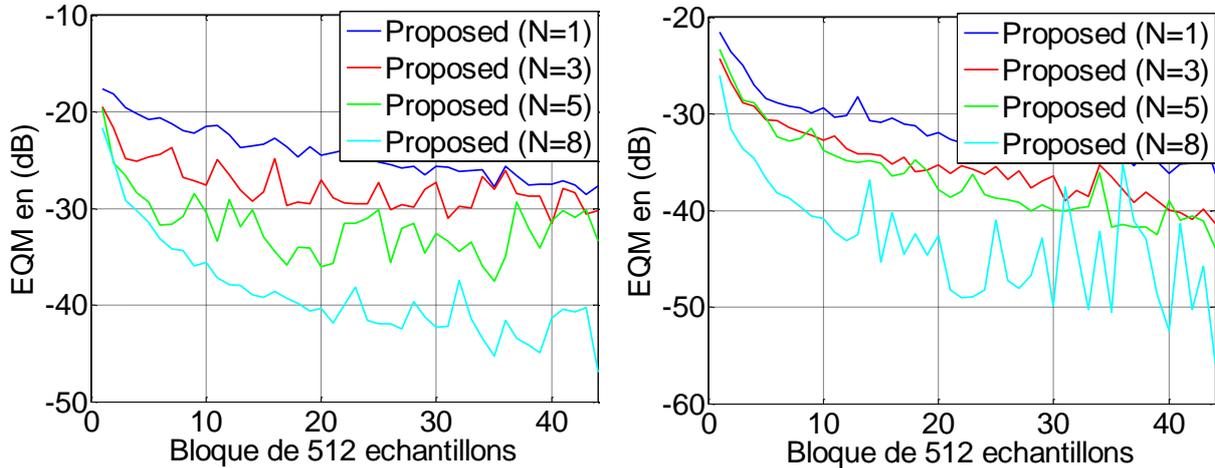


Figure 4.17 Evaluation du critère du EQM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). $L=64$ et le bruit utilisé est un bruit USASI.

A partir de ces résultats, nous pouvons facilement voir l'instabilité du système avec le cas du bruit USASI si on le compare avec le cas du bruit blanc mais dans l'ensemble les résultats sont bons, nous voyons aussi une amélioration à chaque fois que on augmente le nombre d'étages.

B. Avec des filtres de taille $L=128$

a. Cas du bruit blanc :

La figure 4.18 montre les résultats obtenus de l'évaluation de critère EQM pour différent nombre d'étages (1,3,5 et 8) et différent valeur de RSB (0,3 dB) avec un bruit blanc appliqué à l'entrée de notre système, avec des filtres de tailles $L = 128$.

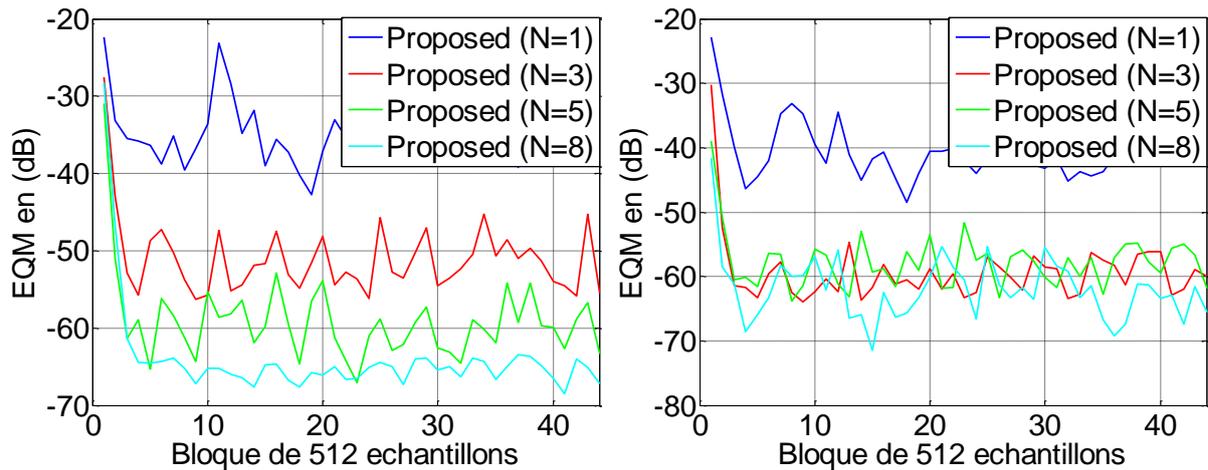


Figure 4.18 Evaluation du critère du EQM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). $L=128$ et le bruit utilisé est un bruit blanc.

D'après la figure 4.18 nous remarquons que l'erreur quadratique moyenne atteint une valeur extraordinaire avec un filtre de taille $L=128$, cela signifie l'influence de taille du filtre sur la clarté et la rapidité de convergence du system.

b. Cas du bruit USASI :

La figure 4.19 montre les résultats obtenus de l'évaluation de critère EQM pour différent nombre d'étages N (1,3,5 et 8) et différent valeur de RSB (0,3 dB) avec un bruit USASI appliqué à l'entrée de notre système, avec des filtres de tailles $L = 128$.

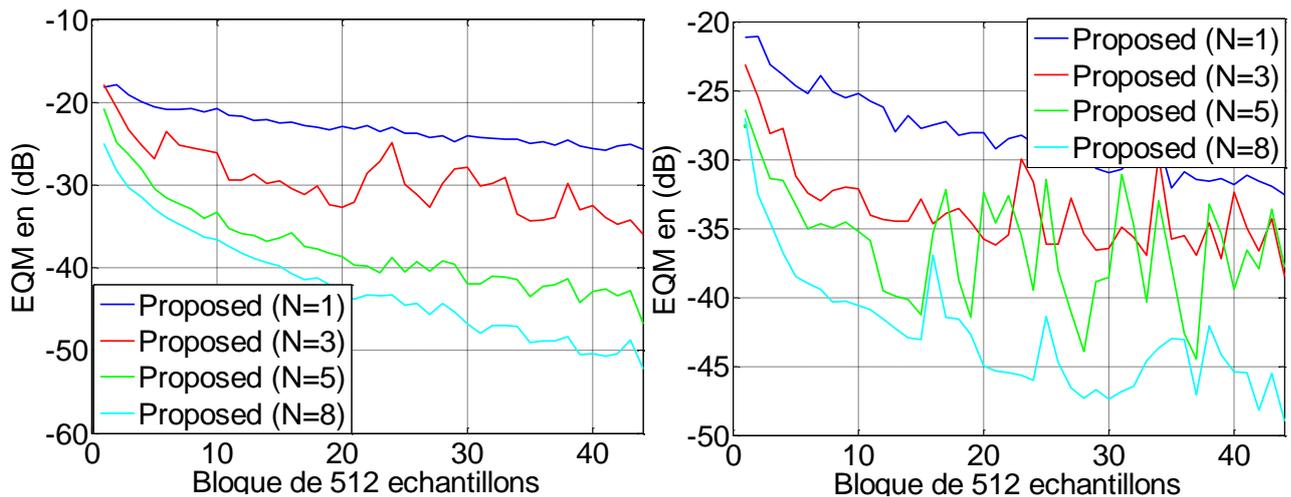


Figure 4.19 Evaluation du critère du EQM pour différentes valeurs de N (1, 3, 5, et 8) et de deux valeurs du RSB d'entrée (A gauche : 0 dB, A droite : 3 dB). $L=128$ et le bruit utilisé est un bruit USASI.

On observe dans la figure 4.19 le lentement de convergence de notre structure avec le bruit USASI, nous remarquons aussi que l'erreurs atteint des valeurs moins que les valeurs dans le cas de bruit blanc, cela signifie que le bruit USASI est tré difficile à réduire.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les signaux de simulation ainsi que le modèle de mélange utilisé, ensuit on a montré les résultats de simulations obtenus à partir d'algorithme proposé en utilisant quatre nombres déférent d'étages, finalement on a comparé les résultats entre eux en utilisant deux critères : le system mismatch SM et l'erreur quadratique moyenne EQM.

Conclusion générale

Ce projet de fin d'étude traite le problème de séparation aveugle de source récursive bi-captures pour les applications de réduction du bruit acoustique, cela faite en utilisant l'algorithme SAD combiné avec NLMS.

En premier lieu nous avons présenté des généralités sur la parole et le bruit acoustique, on a aussi mentionné les types du mélange, après ça nous avons présenté la technique de séparation aveugle des sources direct et récursif (Forward et Backward).

Deuxièmement, nous avons donné une étude générale des filtres adaptatifs en commençant par le filtre Wiener puis nous mentionnons ses algorithmes les plus connus tels que LMS et NLMS.

Nous avons présenté par la suite une nouvelle structure de séparation aveugle des sources multi-étages basé sur l'algorithme SAD combiné avec NLMS. Après plusieurs tests et simulations avec différent paramètres tels que la taille de filtre et la valeur du rapport signal sur bruit et différent type de bruit (bruit blanc et bruit USASI) et par comparaison avec la structure classique nous prouvent dire que la nouvelle structure est plus efficace que l'ancienne en termes de clarté du signal estimé et la vitesse de convergence qui est exprimé à travers les critères EQM et SM.

Ce projet de fin d'étude nous a donné une chance de travailler dans le domaine de traitement de signal et la réduction du bruit qui est très demandé dans le marcher d'industrie.

Nous prévoyons de poursuivre le développement de cette structure et de la rendre automatique.

Bibliographie

- [1] C. Palpous, 'Traitements pour la réduction de bruit, application à la communication parlée', Thèse de Doctorat, Université de Renne 1, Décembre 2005.
- [2] M. OUSERIR et A. OUSERIR : 'Réduction du bruit par des techniques mono-capteurs', mémoire de projet de fin d'étude pour l'obtention du diplôme master en électronique spécialité Réseaux et Télécommunications, 2013.
- [3] F. BOUDERBALA et O. CHABOUNI 'Proposition d'un algorithme rapide à deux canaux pour la réduction du bruit dans les systèmes téléphoniques à mains-libres', mémoire de projet de fin d'étude pour l'obtention du diplôme master en électronique spécialité Réseaux et Télécommunications, 2018.
- [4] 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 Sétif ,2013.
- [5] A.Amehraye : 'Débruitage perceptuel de la parole', Thèse de doctorat, Ecole nationale supérieure des télécommunications de Bretagne, 2009.
- [6] M.Zoulikha, KH.Moukhache : 'Rehaussement de signal de parole par les méthodes adaptatives de réduction de bruit', Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique, Université Saad DAHLEB, Blida, 2010.
- [7] M. Kung, 'Traitement Numérique des signaux', Presse Polytechnique Romandes 1981.
- [8] R.Bendoumia : 'Annulation du bruit par les méthode de séparation de sources aveugles. Application aux systèmes de télécommunications numériques', Thèse de doctorat, Université Blida 1, Blida 2014.
- [9] DELAUNAY S.A.S : 'Solutions d'insonorisations acoustiques sur mesures', 15 rue de la Gare, 60134 Villers Saint Sépulcre, France.
- [10] A.Sayoud, H.Rahima : 'Réduction du bruit acoustique par un algorithme RLS bi-capteur', Mémoire de Master, Université SAAD DAHLEB, Blida, 2016.

- [11] F. Cottet, 'Aide-Mémoire Traitement du signal', ISBN 2 10 049690 5, Dunod Paris 2000.
- [12] J.-F. Bercher & P. Jardin : 'Introduction au filtrage adaptatif', - ESIEE Paris, I4-TTS 2003.
- [13] Z.A.ABIDAT : 'Conception d'un système anti-bruit pour des systèmes de ventilation (partie software)', Université de MONTPELLIER II, Septembre 2006.
- [14] J.Benesty : 'Algorithmes de type gradient à complexité de calcul réduite et à capacité de poursuite et vitesse de convergence accrues. Application à l'annulation d'écho acoustique', PRE/ETP 38-40, rue General Leclerc, 92131 ISSY-LES MOLINEAUX, France, 27 Octobre 1992.
- [15] M.Zoulikha : ' Méthodes améliorés pour la réduction du bruit acoustique et le rehaussement de signal de parole ', Mémoire de magister, Université Saad DAHLEB, Blida, 2014.
- [16] B.Boulakdem,Y.R.Hocine : 'Réduction du bruit acoustique par une approche non quadratique de l'erreur', Mémoire de master, Université Saad DAHLEB , Blida , 2017.
- [17] KHEMIES et A.MORSLI : 'Réduction du bruit acoustique par un algorithme fréquentiel de décorrélation', Master en électronique spécialité Réseaux et Télécommunications, Université Blida 1, 2015
- [18] H. Nguyen Thi, J. Caelen, C. Jutten 'Rehaussement de la parole par la séparation de sources dans un mélange convolutif' Journal de Physique IV Colloque C5, supplément au Journal de Physique III, Volume 4, mai 1994.
- [19] R. BENFADEL et F. KHELIFATI : 'Réduction du bruit acoustique et le rehaussement de la parole par un algorithme forward symétrique adaptatif amélioré en sous-bandes' Mémoire de master, Université Saad DAHLEB , Blida , 2019.
- [20] F.Abrard 'Méthodes de séparation aveugle de sources et application' Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier (spécialité Traitement du Signal) Mars 2003.
- [21] Window b « adaptative noise cancelling : praiciples and applications ». Proceeding of the ieee, vol 63(12), pp. 1962-1716, decembre 1975

[22] H.Brahimia et M.Saadoudi « Méthode de décorrélation adaptative symétrique pour la réduction de bruit aux bords des avions » Mémoire de master, Université Saad DAHLEB , Blida , 2018.

[23] Z. LAID et A. DARAOUI « Filtrage adaptatif du signal électrocardiogramme (ECG) » Mémoire de master, Université Abou Bakr Belkaïd de Tlemcen, 2014.