

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



Numéro de série :

Numéro d'inscription : DE/02/12

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT SCIENCES

Spécialité : Electronique

Option : Communication

THEME

*Evaluation des performances d'algorithmes d'annulation
d'écho acoustique dédiés aux systèmes de communication
à « mains-libres ».*

Présentée par

MAKDIR Mouldi

Soutenue le: 21/04/2025

Devant le jury composé de :

M. KHEDROUCHE Djamel	Professeur	Université de M'sila	Président
M. BOUAMAR Mohamed	Professeur	Université de M'sila	Directeur de thèse
M. BENSAFIA Yacine	Professeur	Université de Bouira	Examineur
M. CHELBI Salim	M.C. « A »	Université de Bouira	Examineur

Année universitaire : 2024/2025

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A mes chers parents qui ont attendu longtemps pour se réjouir de voir leur fils devenir un docteur.

A ma petite famille, source de mon bonheur et de ma motivation : ma chère femme qui m'a accompagné tout au long de cette période où j'ai préparé cette recherche avec sa patience, son soutien et son appui, et à mes chers enfants : Abed et Safoua, qui attendent avec impatience de voir leur père un docteur.

A mes chères sœurs et mes chers beaux-frères et mes belles-sœurs pour avoir pris soin de moi et m'avoir encouragé.

Remerciements

Tout d'abord, je voudrais remercier Dieu Tout-Puissant, qui m'a guidé et m'a donné le soin, la patience et la volonté nécessaires pour terminer cette thèse. A Toi, mon dieu, toute louange, abondante, pure et bénie

Je voudrais exprimer ma sincère gratitude à mon Directeur de thèse Prof. Mohamed BOUAMAR de l'Université de M'Sila, pour son précieux encadrement, son soutien continu et ses conseils éclairés tout au long de ces années de recherche. Sa vaste expérience et ses compétences ont été un rôle crucial dans la préparation de cette thèse.

Je tiens également à remercier les membres de jury, Prof. Djamel KHEDROUCHE pour avoir accepté la présidence du jury, ainsi que le Prof. Yacine BENSALIA et Dr. Salim CHELBI, de l'université de Bouira, qui m'ont fait l'honneur d'examiner ce travail. Je tiens à exprimer ma gratitude envers chacun d'eux pour leur temps, leur savoir-faire et leur contribution inestimable à l'évaluation de cette thèse.

Enfin, je voudrais remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à mon travail, chacun à sa manière, et je voudrais particulièrement mentionner mon collègue Dr. Mourad BENZIANE pour ses encouragements continus et son aide dans la préparation de cette thèse.

Résumé

Evaluation des performances d'algorithmes d'annulation d'écho acoustique dédiés aux systèmes de communication à mains libres.

Résumé :

L'écho acoustique, représente un problème majeur pouvant dégrader dans de fortes proportions, la qualité d'écoute dans les systèmes de communications « mains-libres ». Parmi les méthodes utilisées pour traiter ce problème, celles qui sont basées sur le filtrage adaptatif. Les algorithmes d'adaptation de type LMS (*Least Mean Square*), sont considérés comme relativement performants, mais de moindre complexité, pouvant être utilisés en annulation d'écho acoustique (*Acoustic Echo Cancellation* : AEC). Toutefois, en cas de désadaptation, cela se traduit directement par une gêne d'écoute due à la divergence des coefficients du filtre adaptatif. Une situation qui a lieu, en cas de présence de double parole (*Double-Talk* : DT), de bruit intense ou de changement brusque dans le chemin d'écho.

Le travail présenté dans le cadre de cette thèse, porte sur une étude simulant l'évaluation des performances en matière de divergence de l'algorithme d'adaptation NLMS (*Normalised Least Mean Square*), pouvant être utilisé dans un système AEC à base d'un détecteur de double parole (*Double-Talk-Detector* : DTD). Le NLMS, connu pour sa conception simple et robuste, se caractérise par une importante divergence en cas de situations de DT. Ce travail, vise alors une étude du comportement de cet algorithme d'adaptation, fonctionnant en collaboration avec un nouveau DTD, qu'on a proposé dans le but de contrer des situations de divergence générées à la suite de situations de DT, de bruits et autres. Ce DTD, mariant à la fois efficacité et moindre complexité, devrait avoir un impact réducteur sur la divergence de cet algorithme d'adaptation. Toute l'importance réside dans la réaction et le suivi rapide de ce DTD, et de sa capacité à limiter l'impact de cette divergence. L'évaluation des performances du comportement de l'algorithme NLMS en présence du DTD proposé, exprime tout l'intérêt de cette étude.

Mots clés : AEC, Filtrage adaptatif, NLMS, Divergence, DTD, Fenêtre mobile, Evaluation des performances, Simulation.

Liste des Abréviations

ACC: Average Cross-Correlation.
AEC: Acoustic Echo Cancellation.
BLMS: BlocLeast Mean Square.
BNLMS: BlocNormalized Least Mean Square.
DT: Double Talk.
DTD: Double Talk Detector.
ERLE: Echo-Return Loss Enhancement.
FIR: Finite Impulse Response.
FLMS: Fast Least Mean Square.
IIR: Infinite Impulse Response.
ITU : International Telecommunications Union.
LMS: Least Mean Square.
Mis: Misalignment.
NCC: Normalized Cross-Correlation.
NFR: Near-end to Far-end Ratio.
NLMS: Normalized Least Mean Square.
RLS: Recursive Least Square.
SNR: Signal to Noise Ratio.
ST: Single-Talk
VSS: Variable Step-Size.
VAD: Voice Activity Detection.
NEVD: Near-End Voice Detector
DSD: Double-to-Single Detector
AWGN: Additive White Gaussian Noise

Liste des Notations

En ce qui concerne les notations mathématiques utilisées dans cette thèse :

- Avec des lettres minuscules, on représente les scalaires.
- Avec des lettres minuscules en gras, on représente les vecteurs.
- Avec des lettres majuscules en gras on représente les matrices.

μ	Pas d'adaptation de LMS.
β	Pas d'adaptation de NLMS.
c	Paramètre de régularisation de NLMS.
α	Coefficient de pondération récursive exponentielle.
σ^2	Variance.
$E [.]$	Espérance mathématique.
$\max \{.\}$	Valeur maximale.
$\min(.)$	Valeur minimale.
$ \cdot $	Valeur absolue.
T	Seuil de décision des DTD.
$\zeta(n)$	Décision statistique de DTD.
$\bar{x}(n)$	VAD du signal lointain $x(n)$.
$\bar{v}(n)$	VAD du signal local $v(n)$.
P_d	Probabilité de détection.
P_f	Probabilité de fausse alarme.
P_m	Probabilité de détection échouée.
N	Longueur constante de la fenêtre temporelle.
L	Longueur du filtre adaptatif.
M	Longueur du Bloc
$J(n)$	Fonction coût.
$x(n)$	Signal de locuteur lointain.
$v(n)$	Signal de locuteur proche.
$y(n)$	Signal d'écho.
$\hat{y}(n)$	Signal d'écho estimé.
$e(n)$	Signal d'erreur.
$w(n)$	Signal de bruit ambiant.

$d(n)$	Signal de microphone.
$\mathbf{x}(n)$	Observation de longueur L du signal $x(n)$.
$\mathbf{e}(n)$	Observation de longueur L du signal $e(n)$.
\mathbf{h}	Réponse impulsionnelle du chemin d'écho
$\hat{\mathbf{h}}(n)$	Coefficients du filtre adaptatif
\mathbf{p}_{xd}	Vecteur d'intercorrélation entre $d(n)$ et $x(n)$
\mathbf{R}_{xx}	Matrice d'autocorrélation du signal $x(n)$
\mathbf{X}_k	Matrice de Toeplitz

Liste des Figures

Figure 1.1. Propagation d'une onde sonore dans un auditorium	06
Figure 1.2. Canal acoustique	08
Figure 1.3. Modélisation de la réponse impulsionnelle d'une salle	08
Figure 1.4. Exemple de réponse impulsionnelle d'un auditorium de taille moyenne	09
Figure 1.5. Réponse mesurée d'une salle de 67 m ²	09
Figure 1.6. Exemple d'une communication téléphonique établie par l'interconnexion d'un abonné à une ligne à 2 fils à l'aide d'hybrides avec des lignes à 4 fils au central	11
Figure 1.7. Réponse impulsionnelle correspondant à un chemin d'écho électrique	11
Figure 1.8. Réponse impulsionnelle de l'habitacle d'une voiture.....	12
Figure 1.9. Principe de l'annulation d'écho acoustique par filtrage adaptatif	14
Figure 1.10. Signaux vocaux des trois scénarios, a) Scénario Sc1, b) Scénario Sc2, c) Scénario Sc3.....	16
Figure 2.1. Schéma de principe d'identification d'un système	19
Figure 2.2. Principe du filtre de Wiener	20
Figure 2.3. Système de filtrage adaptatif par bloc.....	27
Figure 2.4. « Misalignments » des algorithmes LMS et NLMS avec le scénario Sc1.....	31
Figure 2.5. « Misalignments » des algorithmes LMS et NLMS avec le scénario Sc2.....	32
Figure 2.6. « Misalignments » des algorithmes BLMS, BNLMS et FLMS avec le scénario Sc1.....	33
Figure 2.7. « Misalignments » des algorithmes BLMS, BNLMS et FLMS avec le scénario Sc2.....	33
Figure 2.8. « Misalignments » de l'algorithme NLMS avec les scénarios Sc1 et Sc2.....	34
Figure 3.1. Fonctionnement du filtre adaptatif sans et avec DTD.	38
Figure 3.2. Annuleur d'écho acoustique (AEC) à base de DTD	39
Figure 3.3. Fonction d'estimation de la cohérence : (a) cas de simple parole sans la présence de bruit, (b) cas de double parole	45
Figure 3.4. Schéma global du DTD à base de la détection de l'enveloppe du signal	47
Figure 3.5. Structure du DTD à base de NEVD et DSD	47
Figure 3.6. Structure du DTD basé sur la variance de l'erreur	49
Figure 4.1. Annuleur d'écho acoustique à base du DTD proposé	55
Figure 4.2. Plages de variation des niveaux du seuil T_{EE}	56
Figure 4.3. Déplacement de la fenêtre temporelle	58

Figure 4.4. Premier mouvement de la fenêtre temporelle initiale.....	59
Figure 4.5. Evolution de la moyenne ERLE des différents algorithmes.....	61
Figure 4.6. Evaluation du « Misalignment » des différents algorithmes DTD, avec les scénarios: a) Sc1, b) Sc2, c) Sc3	61
Figure 4.7. Evolution de la variable de décision de l’algorithme proposé dans les trois scénarios: a) Sc1, b) Sc2, c) Sc3	62
Figure 4.8. Choix des niveaux de seuils des différents algorithmes DTD, a) Sc2, b) Sc3.....	63
Figure 4.9. Evaluation du « Misalignment » de l’algorithme proposé, avec différentes valeurs de la longueur N de la fenêtre temporelle mobile.....	64
Figure 4.10. Evolution des valeurs moyennes ERLE pour les 03 DTDs dans un environnement bruité...	65
Figure 4.11. Evaluation des « Misalignments » des 03 DTDs dans un environnement bruité, a) SNR=5 dB, b) SNR=15 dB, c) SNR= 25 dB, d) SNR= 30 dB	66
Figure 4.12. Evaluation du « Misalignment » en cas de changement brusque du chemin d'écho.....	67
Figure 4.13. Probabilité de détection échouée	68
Figure 4.14. « Misalignments » obtenus avec et sans DTD (scénario Sc1).....	69
Figure 4.15. ERLE obtenu avec et sans DTD (scénario Sc1)	69
Figure 4.16. « Misalignment » obtenu en cas de changement brusque dans le chemin d'écho avec et sans DTD (scénario Sc2)	70
Figure 4.17. ERLE obtenu en cas de changement brusque dans le chemin d'écho avec et sans DTD (scénario Sc2)	71
Figure 4.18. ERLE moyen en fonction du SNR (scénarios Sc1 et Sc2).....	73
Figure 4.19. Histogramme représentant les « Misalignments » moyens avec et sans DTD pour les différentes périodes du scénario Sc1.....	74
Figure 4.20. Différence entre « Misalignments » moyens pour les différentes périodes du scénario Sc1...	74
Figure 4.21. Histogramme représentant les « Misalignments » moyens avec et sans DTD pour les différentes périodes du scénario Sc2.....	75
Figure 4.22. Différence entre « Misalignments » moyens pour les différentes périodes du scénario Sc2...	76
Figure 4.23. Evaluation des « Misalignments » des différents algorithmes DTD, a) Sc1, b) Sc2.....	77
Figure 4.24. Evaluation des « Misalignments » des différents algorithmes DTD, avec changement brusque dans le chemin d'écho acoustique, a) Sc1, b) Sc2	77

Liste des Tableaux

Tableau 1.1. Réaction subjective au délai d'écho	10
Tableau 2.1. Résumé de l'algorithme LMS	24
Tableau.4.1. Complexité de calcul par itération.....	59
Tableau 4.2. Valeurs des paramètres de fonctionnement choisis pour les différents algorithmes	60
Tableau 4.3. Valeurs des paramètres ERLE des différents algorithmes.....	60
Tableau 4.4. Valeurs ERLE des 03 algorithmes fonctionnant dans un environnement bruité.....	65
Tableau 4.5. Valeurs ERLE obtenues en fonction du SNR (scenarios Sc1 et Sc2).....	72
Tableau 4.6. « Misalignments » moyens obtenus pour les différentes périodes du scénario Sc1.....	73
Tableau 4.7. « Misalignments » moyens obtenus pour les différentes périodes du scénario Sc2.....	73

Table des matières

Introduction Générale	01
------------------------------	----

Chapitre 1

L'écho dans les communications téléphoniques

Introduction.....	05
1. Notion fondamentales d'acoustique.....	05
1.1. Définitions	06
1.2. Le canal acoustique et sa réponse impulsionnelle.....	07
2. L'écho en téléphonie	10
2.1. Echo hybride	10
2.2. Echo acoustique	11
2.3. Différence entre écho hybride et écho acoustique	12
3. Le concept d'annulation d'écho acoustique	13
4. Le problème de double parole	14
5. Signaux de simulation	15
Conclusion	16

Chapitre 2

Algorithmes du filtrage adaptatif de type LMS

Introduction.....	17
1. Le filtrage adaptatif	17
1.1. Définition	17
1.2. Intérêt	18
1.3. Applications	19
2. Filtre de Wiener.....	19
2.1. Principe	20
2.2. Filtre FIR de Wiener	20
2.3. Principe d'orthogonalité	21
2.4. Equation de Wiener-Hopf	22
3. Algorithme de descente du gradient déterministe	22
4. Algorithme de descente du gradient stochastique	24
4.1. Principe.....	24
4.2. Condition de convergence	25
5. Algorithme de descente gradient stochastique normalisé	25
6. Algorithme BLMS	26
6.1. Algorithme LMS par bloc BLMS.....	27
6.2. Algorithme BNLMS	28
6.3. Algorithme FLMS	28
7. Critères d'évaluation des performances	29
7.1. Erreur quadratique moyenne	29
7.2. Amélioration de la perte de retour d'écho	29
7.3. Misalignment	30
8. Evaluation des performances en l'absence de DTD	31
8.1. Evaluation avec réponse impulsionnelle de l'écho électrique.....	31
8.1.1. Evaluation des algorithmes LMS et NLMS.....	31
8.1.2. Evaluation des algorithmes BLMS, BNLMS et FLMS	32
8.2. Evaluation avec réponse impulsionnelle de l'habitacle de voiture	34
Conclusion	35

Chapitre 3

La détection de double parole dans l'annulation d'écho

Introduction	36
1. Intérêt.....	36
2. Principe.....	39
3. les détecteurs de double parole.....	40
3.1. Algorithme DTD de Geigel.....	40
3.2. Algorithme DTD à base de NCC entre le signal lointain et le signal d'erreur.....	41
3.3. Algorithme DTD à base de NCC entre le signal lointain et le signal du microphone.	42
3.4. Algorithme DTD à base de NCC entre le signal du microphone et le signal d'erreur	44
3.5. Algorithme DTD basé sur la cohérence	45
3.6. Algorithme DTD basé sur la détection de l'enveloppe du signal.....	46
3.7. Algorithme DTD à base de NEVD et DSD.....	47
3.8. Algorithme DTD basé sur la variance de l'erreur.....	49
3.9. Algorithme DTD basé sur l'extraction de caractéristique vocale	50
4. Evaluation des performances des DTDs	52
Conclusion	53

Chapitre 4

Mise en œuvre et évaluation de l'algorithme DTD proposé

Introduction	54
1. Mise en œuvre de l'algorithme DTD proposé	54
1.1. Principe	54
1.2. Algorithme DTD proposé	55
1.3. Complexité de calcul.....	58
2. Evaluation des performances.....	60
3. Comportement du NLMS en présence du DTD proposé	68
3.1. Test des critères d'évaluation	69
3.2. Evaluation en présence du bruit	72
3.3. Evaluation quantitative	73
3.4. Impact de la longueur de la réponse impulsionnelle	76
Conclusion	78
Conclusion générale	79
Références.....	82

Introduction Générale

A vrai dire, les communications téléphoniques sont devenues incontournables dans la vie des sociétés contemporaines. Le développement rapide des systèmes de communication a été l'un des avancements les plus révolutionnaires des dernières décennies. L'avancée technologique dans ce domaine a conduit à l'utilisation d'outils numériques de plus en plus sophistiqués.

Il faut dire à cet effet, que les difficultés rencontrées dans ce domaine, sont souvent liées à un environnement acoustique extrêmement complexe où l'élimination des interférences, l'annulation de l'écho ainsi que le bruit, représentent des problèmes majeurs à traiter avec vigueur si on veut préserver une qualité d'écoute appréciable entre deux interlocuteurs, qu'on désignera plus tard par locuteur lointain et locuteur local. Le problème particulier de l'annulation d'écho, demeure à nos jours l'une des problématiques les plus complexes soulevées pour la recherche. Concernant ce sujet, on distingue deux formes d'écho : l'écho électrique et l'écho acoustique. L'écho électrique qui reflète une désadaptation d'impédance, est généré dans les réseaux téléphoniques filaires [1]. L'écho acoustique se produit par contre dans les systèmes de communication dits « mains-libres » qui est dû principalement au couplage acoustique entre le microphone et le haut-parleur au niveau du locuteur local [2]. L'annulation de cet écho, nécessite alors un traitement judicieux au niveau du système de communication, afin de préserver la qualité de la parole transmise. Ce traitement est basé sur le concept d'annulation d'écho acoustique (*Acoustic Echo Cancellation* : AEC) fondé sur les techniques du filtrage adaptatif. Le but étant la soustraction d'un écho estimé du signal capté au niveau du microphone du locuteur local, retransmis par la suite vers le locuteur lointain dépourvu de cet écho [3].

En effet, plusieurs algorithmes du filtrage adaptatif existent, et sont classés dans deux grandes classes bien connues des chercheurs, à savoir, les LMS (*Least Mean Square*) de performances réduites avec un temps de calcul faible, et les algorithmes RLS (*Recursive Least Square*) qui offrent des performances supérieures ; cependant, cela se fait au détriment d'un temps de calcul plus important. Dans le but d'améliorer leurs performances tout en réduisant leur complexité de calcul, diverses variantes ont été suggérées pour ces deux catégories d'algorithmes [4]. Il faut rappeler dans ce cadre, qu'il s'agit bien d'une application d'annulation d'écho, nécessitant un traitement qui doit se faire dans un délai court vérifiant ainsi la contrainte temps réel.

Les algorithmes de type RLS, réputés pour leur convergence rapide, se caractérisent par une structure de calcul plus complexe. Leur emploi dans des applications temps réel, telles que l'annulation d'écho acoustique, a incité les chercheurs à concevoir des versions plus efficaces, passant d'une complexité d'ordre (N^2) vers une autre moindre d'ordre (N), mais au prix d'une stabilité fragile, les rendant ainsi plus vulnérables [5-9].

Les algorithmes de type LMS, restent cependant les plus simples et les plus stables, mais de convergence plus lente, surtout pour les signaux fortement corrélés. La variante NLMS (*Normalized Least Mean Square*), se présente comme étant une version simple et robuste, représentant ainsi un bon compromis lui permettant d'occuper une place dans plusieurs applications. Dans ce contexte, des études ont pu conduire à des algorithmes de type LMS avec un pas d'adaptation variable VSS (*Variable Step-Size*) [10-12]. D'autres recherches se sont concentrées sur la réduction de la complexité en proposant des ajustements sélectifs des coefficients du filtre adaptatif [13-15], une version accélérée de l'algorithme NLMS [16], ainsi que d'autres approches [17,18].

L'un des défis principaux rencontrés lors de l'application du filtrage adaptatif pour l'annulation d'écho est la présence de double parole (*Double Talk : DT*), qui se produit lorsque le locuteur local parle seul ou lorsque les deux locuteurs (local et distant) parlent en même temps. Dans de telles circonstances, le filtre adaptatif tend inévitablement à entrer en phase d'instabilité ou de divergence. Afin de remédier à cette instabilité, notre approche consiste à mettre en œuvre un détecteur de double parole (DTD) pour arrêter ou du moins ralentir l'adaptation du filtre pendant les phases de double parole [19]. Le principal défi de ce DTD réside dans la nécessité de minimiser l'impact des divergences causées par les variations des coefficients du filtre dues aux périodes de DT. En effet, un grand nombre d'algorithmes de DTD ont été proposés. Le DTD Geigel [20], largement reconnu pour sa simplicité et son efficacité, a été principalement employé pour supprimer l'écho électrique. Par la suite, des algorithmes plus sophistiqués ont été mis au point, notamment ceux qui reposent sur des techniques de cohérence [21] et d'intercorrélacion [22-24]. D'autres méthodes plus avancées, telles que l'estimation du chemin d'écho [25] ou la transformée de Stockwell, ont été efficaces pour obtenir des résultats satisfaisants dans ce domaine [26].

L'objectif de cette étude est d'évaluer les performances des algorithmes d'adaptation de type LMS en présence d'un DTD plus efficace, capable de détecter et de réagir rapidement aux situations de DT, de bruit et de changements soudains dans le chemin de l'écho.

Ce qui est proposé dans ce travail, vise une étude de comportement des algorithmes d'adaptation de type LMS, fonctionnant en collaboration avec un DTD, pour contrer des situations de divergence, pouvant dégrader la qualité d'écoute dans un système de communication. Notre apport se situe principalement dans la conception et la mise en œuvre d'un nouvel algorithme DTD, capable de maintenir et de préserver les qualités de convergence d'un algorithme d'adaptation dans un annuleur d'écho acoustique. Cet algorithme DTD, mariant à la fois efficacité et moindre complexité, va nous permettre d'évaluer son impact sur la divergence des coefficients du filtre adaptatif, basé sur le NLMS en tant qu'algorithme d'adaptation. Ce dernier, de conception simple et relativement rapide, se caractérise par une importante divergence en cas de situations de DT. Toute l'importance, réside dans la réaction et le suivi rapide du DTD proposé, et par conséquent, sa capacité de réduire et limiter l'impact de cette divergence. L'intérêt de cette recherche réside principalement dans l'évaluation des performances de l'algorithme NLMS en présence du DTD proposé.

Cette thèse se compose de quatre chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre, présente une introduction aux notions fondamentales de l'acoustique. Les ondes sonores, ainsi que les types de phénomènes d'écho électrique et acoustique, intervenant dans les conversations téléphoniques, sont rappelés. Les notions de canal acoustique et de réponses impulsionnelles correspondant aux différents échos, sont par conséquent, introduites. Le concept d'annulation d'écho acoustique dans les systèmes de communication « mains-libres », à base du filtrage adaptatif, et utilisant la technique de détection de double parole (DT), est enfin présenté.

Dans le deuxième chapitre, on présente les principaux algorithmes d'adaptation faisant partie d'une liste non exhaustive dans le domaine de l'élimination d'écho, à savoir, les algorithmes de type LMS, NLMS, etc. qui sont basés sur le gradient stochastique. Les critères d'évaluation des performances utilisés en filtrage adaptatif, sont présentés. Une étude comparative sur les performances de l'algorithme NLMS relativement aux autres variantes, est effectuée en fin de chapitre.

Le chapitre trois, présente des exemples d'algorithmes de DTD, tels qu'ils sont décrits dans la littérature. Ceux retenus comme référence dans cette étude, sont décrits de manière détaillée. Une méthode objective pour évaluer les performances de ces algorithmes DTD, est exposée à la fin du chapitre.

Dans le quatrième et dernier chapitre, une mise en œuvre de l'algorithme DTD proposé est présentée. Une évaluation des performances de ce dernier, en comparaison avec deux autres

algorithmes DTD, pris comme référence, est par la suite effectuée. Une étude du comportement de l'algorithme d'adaptation NLMS en présence du DTD proposé, est décrite en fin de chapitre.

Ce travail est clôturé par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus, et met en évidence les perspectives futures pour d'éventuelles recherches.

Chapitre 1

L'écho dans les communications téléphoniques

Introduction

Les conversations téléphoniques sont souvent sources d'échos gênants réduisant ainsi la qualité d'écoute entre interlocuteurs à des niveaux parfois inacceptables[19, 27, 28]. Ce problème est souvent rencontré dans les réseaux filaires ou sans fil. Dans le premier cas, ce phénomène appelé écho électrique, apparaît au niveau des boîtes de jonctions filaires du réseau [3, 29, 30], en revanche, dans le second cas, un écho acoustique se produit dans les systèmes de communication dits « mains-libres ». Cela est dû au couplage acoustique entre le microphone et le haut-parleur au niveau du locuteur local[19].

Les annuleurs d'écho électrique et/ou acoustique sont présents dans les systèmes de communication depuis plusieurs décennies[31,32], ont toujours gardé un intérêt spécifique dans le domaine de la recherche, vu l'objectif recherché en permanence qui est celui d'améliorer davantage la qualité d'écoute des conversations téléphoniques.

Dans ce premier chapitre, une introduction générale aux notions fondamentales de l'acoustique, est d'abord présentée. Les ondes sonores ainsi que les types de phénomènes d'écho électrique et acoustique, en tant que sons gênants pour la perception humaine dans les conversations téléphoniques, sont rappelés. Dans le même but, les notions de canal acoustique et de réponses impulsionnelles correspondant aux différents échos, sont introduites. Le concept d'annulation d'écho acoustique dans les systèmes de communication « mains-libres », à base de filtrage adaptatif et utilisant la technique de détection de double parole, est présenté. En dernier lieu, les signaux vocaux à employer dans le cadre de cette étude sont également présentés.

1. Notions fondamentales d'acoustique

L'acoustique est une discipline des sciences physiques qui se concentre sur l'étude des sons et des bruits. Elle porte sur l'analyse des sons en termes d'émission, de propagation et de réception.

1.1. Définitions

En physique, le son est un phénomène vibratoire. Il prend naissance dans la vibration d'un objet au sein d'un milieu matériel constitué de molécules, tel que l'air, les gaz, les vapeurs, les liquides (l'eau par exemple), ou encore les solides tels que le béton ou la terre. Dans l'air, le son peut être généré par la vibration de diverses surfaces, telles que la peau d'un tambour ou la membrane d'un haut-parleur [33].

- **L'onde sonore**

Une onde est définie comme une perturbation se propageant dans un milieu matériel. Deux catégories sont généralement distinguées : les ondes mécaniques et les ondes électromagnétiques[34].

On peut dire que la vibration d'un objet comme la membrane d'un haut-parleur par exemple, génère une onde sonore. Cette vibration se répand dans un environnement matériel, entre la source et l'oreille de l'auditeur. Les molécules présentes dans le matériau sont successivement comprimées et dilatées, ce qui crée une onde sonore. Le son se propage sans que la matière soit transportée : l'onde sonore provenant d'un haut-parleur ne génère pas de courant d'air [33].

- **La propagation d'une onde sonore**

La propagation d'un mouvement vibratoire implique un transfert d'énergie plutôt que de la matière. Chaque molécule de l'air en contact avec une source sonore commence à vibrer, et cette vibration est ensuite transmise aux molécules voisines, puis à celles qui se trouvent à proximité, et ainsi de suite (une propagation de proche en proche) [35]. L'onde sonore est considérée comme une onde mécanique longitudinale, car les molécules se déplacent parallèlement à la direction de la propagation de l'onde comme illustré dans la figure 1.1.

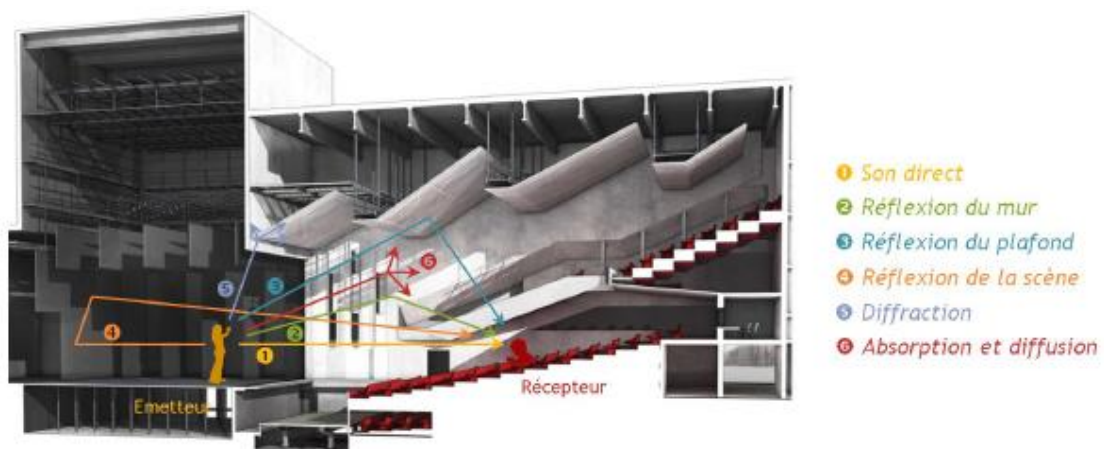


Figure 1.1. Propagation d'une onde sonore dans un auditorium [36].

- **La puissance acoustique**

La puissance sonore représente l'énergie émise par une source sonore par unité de temps qui se propage dans l'espace jusqu'à atteindre l'oreille. Son énergie est exprimée en watts. Le seuil d'audibilité d'un son à être entendu est de 10^{-12} W/m² à une fréquence de 10 KHz [37].

- **Le bel et le décibel**

L'unité de mesure des sons, sans dimension, est le décibel. On l'emploie pour évaluer l'intensité sonore et d'autres paramètres physiques. Elle exprime en effet le rapport entre l'intensité sonore mesurée et l'intensité sonore de référence (l'intensité la plus faible audible par l'homme). Le décibel est composé de deux mots : déci et bel, où le bel représente dix fois le décibel. En acoustique, le bel est défini comme le logarithme décimal du rapport entre une grandeur physique mesurée et une grandeur physique de référence [38,39]. L'oreille se distingue en tant que récepteur exclusif des stimuli sonores en raison de sa capacité à percevoir une large gamme de fréquences sonores.

- **La Bande passante de la parole**

Le spectre de la parole s'étend généralement de 30 Hz à 10 kHz, avec la majeure partie de l'énergie concentrée dans la bande de 200 Hz à 3,5 kHz. Dans un souci d'optimisation de la bande passante, il n'est souvent pas nécessaire de reproduire les signaux vocaux avec une qualité de haute fidélité. Ainsi, la plupart des communications téléphoniques se limitent à la bande [200 Hz – 3,5 kHz]. Cependant, la bande passante nominale d'un canal vocal a été définie à 4 kHz, et la fréquence d'échantillonnage est généralement fixée à 8 kHz [40, 41].

1.2. Le canal acoustique et sa réponse impulsionnelle

On parle de canal acoustique quand il y a transformation d'un signal diffusé par un haut-parleur et capté par un microphone dans un milieu donné. Il s'agit bien dans ce cadre d'un couplage acoustique liant le haut-parleur au microphone où l'approximation de l'acoustique linéaire permet d'affirmer que ce canal effectue un filtrage linéaire pouvant être analysé de manière indépendante des signaux ; il est principalement influencé par la salle, les positions ainsi que les caractéristiques des sources et des récepteurs [42,43].

La réponse impulsionnelle h d'un système linéaire, qui est constitué d'une source située en un point spécifique d'une enceinte (salle, habitacle de véhicule, cockpit, etc.) et d'un récepteur positionné de manière précise, caractérise ce qu'on appelle : canal acoustique (figure 1.2). La relation entre le signal émis par la source $x(t)$, le signal capté au point de réception $y(t)$, et la

réponse impulsionnelle h , est exprimée par une opération de convolution, donnée comme suit dans le cas continu :

$$y(t) = h(t) * x(t) = \int_0^t x(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \quad (1.1)$$

Dans le cas discret, la relation (1.1) devient comme suit :

$$y(n) = \sum_{k=0}^N x(k) \cdot h(n - k) \quad (1.2)$$

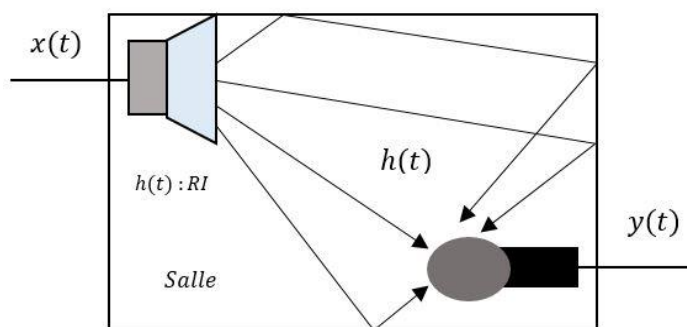


Figure 1.2. Canal acoustique.

On peut souligner alors que la réponse impulsionnelle représente la signature acoustique de l'enceinte et peut être divisée en trois composantes : le son direct, les réflexions précoces et le champ diffus, comme présenté dans la figure 1.3.

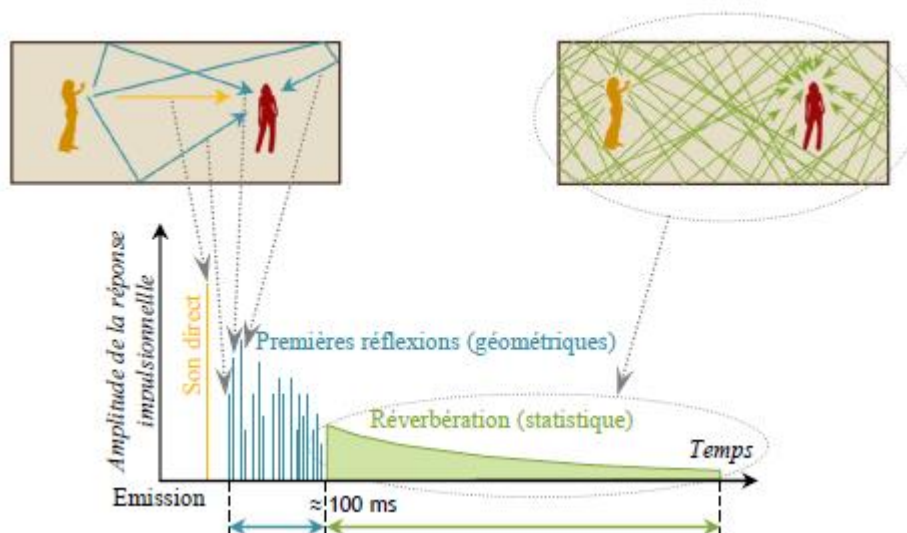


Figure 1.3. Modélisation de la réponse impulsionnelle d'une salle [36].

Un exemple de réponse impulsionnelle correspondant à un auditorium de taille moyenne, est représenté dans la figure 1.4.

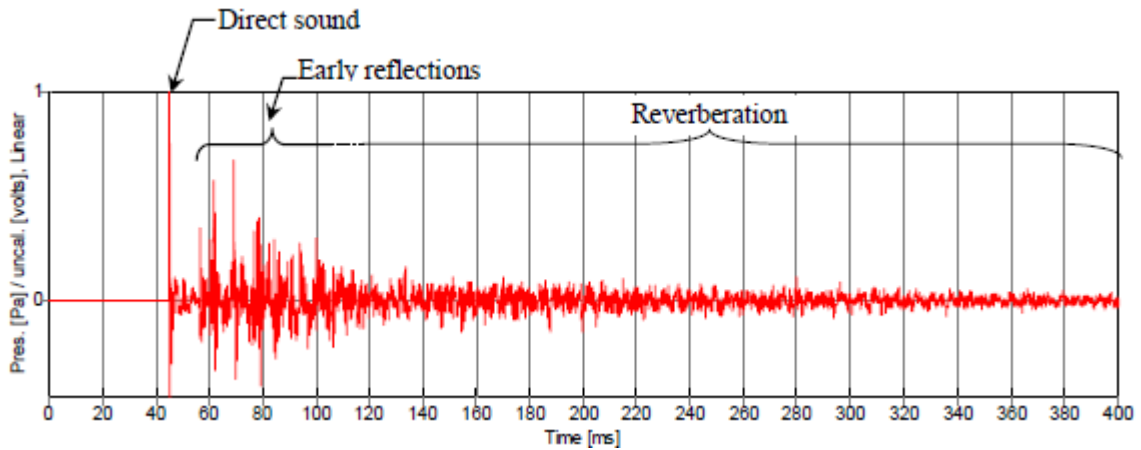


Figure 1.4. Exemple de réponse impulsionnelle d'un auditorium de taille moyenne [44].

Dans l'exemple des figures 1.5a et 1.5b, on représente la réponse impulsionnelle sur 750 ms d'une salle d'une superficie de 67 m² où on peut observer le trajet direct et l'arrivée des premières réflexions.

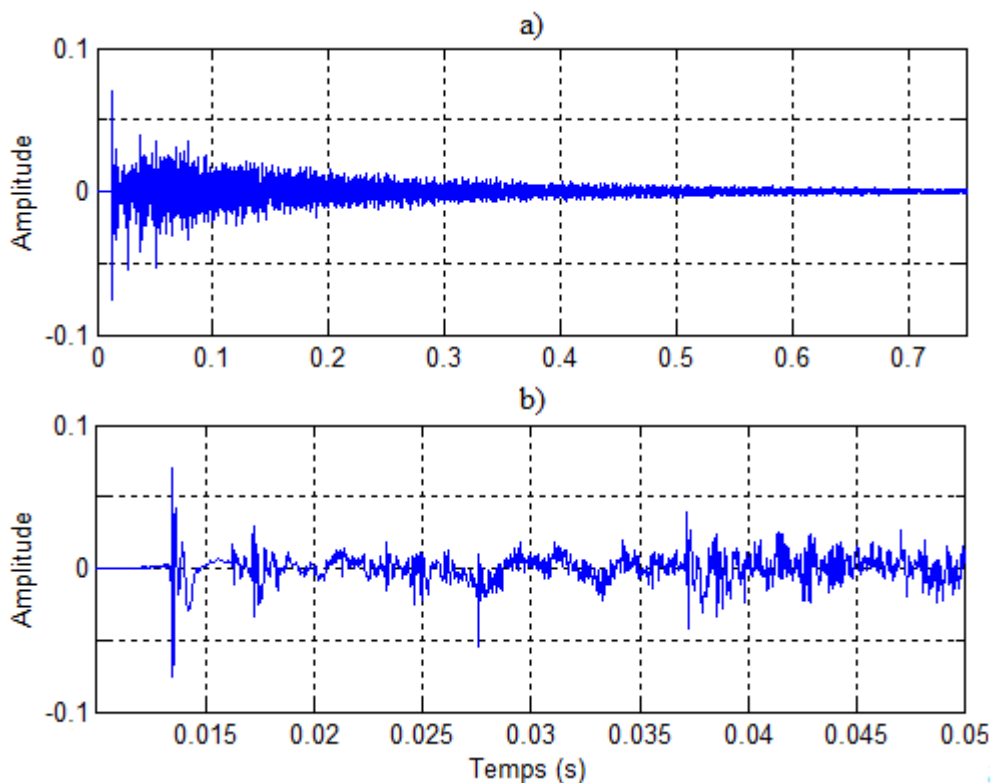


Figure 1.5. Réponse mesurée d'une salle de 67 m² [45].

- **L'écho et sa perception**

Un écho est le résultat de la réflexion et du renvoi vers sa source d'une version déformée et retardée d'un son ou d'un signal initial [46]. En communication téléphonique entre deux interlocuteurs, le locuteur lointain entendra une version retardée de sa propre voix qui ne peut être que gênante dans une conversation [47]. Cependant, si le délai entre l'émission de la parole et la

réception de son écho est très court, ce dernier devient alors inaudible [48]. Quand la durée de la réflexion sonore "aller-retour" dépasse quelques dizaines de millisecondes sans être suffisamment atténuée, on le considère comme un écho distinct. Si cette période atteint près d'un quart de seconde, l'écho devient plus gênant, rendant difficile la tenue d'une conversation normale [49].

Tableau 1.1. Réaction subjective au délai d'écho[49].

Délai aller-retour (ms)	Perte moyenne requise (dB)
0	1.4
20	11.1
40	17.7
60	22.7
80	27.2
100	30.9

2. L'écho en téléphonie

L'écho est produit par divers couplages résultant des interactions entre deux phénomènes physiques tout au long de la chaîne de transmission de la parole. On distingue dans ce cadre trois types de couplage: le couplage électrique qui est causé par des interactions dans le réseau téléphonique (passage de deux fils à quatre fils), le couplage solido-porté provoqué par des interactions mécaniques (vibrations) pouvant survenir entre un haut-parleur et un microphone, et enfin le couplage acoustique qui est le résultat d'interactions acoustiques (propagation du son dans l'enceinte) entre le haut-parleur et le microphone [50]. Dans le domaine des télécommunications, les types d'écho les plus répandus sont l'écho électrique et l'écho acoustique.

2.1. L'écho hybride

La majorité des techniques de contrôle acoustique employées à ce jour ont été initiées dans un premier temps pour traiter le problème de l'écho électrique du réseau téléphonique, connu sous le nom d'«écho hybride» [3, 29, 30]. Cet écho, principalement causé par la désadaptation d'impédances au niveau des boîtes de jonction connues sous le nom d'hybrides et situées à chaque extrémité du réseau, est observé lors des communications vocales sur les réseaux téléphoniques filaires ; celui-ci devient perturbant lorsqu'il présente une amplitude élevée et un retard conséquent [51], ce qui entrave la qualité de transmission des signaux vocaux. La figure 1.6 montre une connexion simplifiée longue distance.

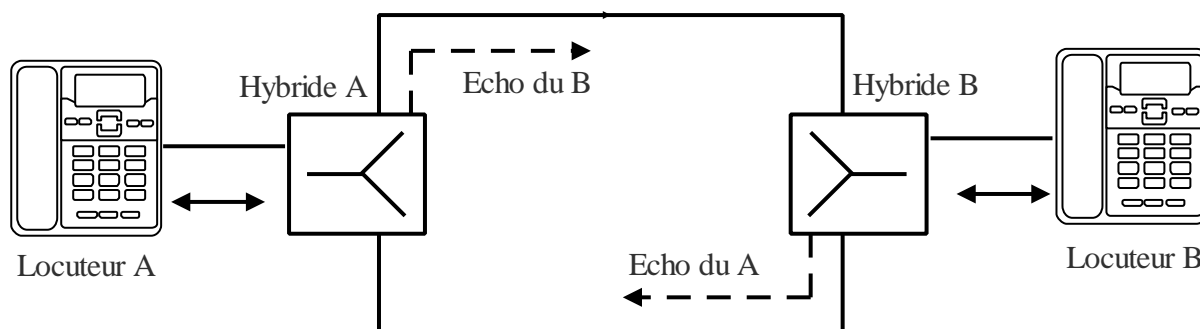


Figure 1.6. Exemple d'une communication téléphonique établie par l'interconnexion d'un abonné à une ligne à 2 fils à l'aide d'hybrides avec des lignes à 4 fils au central [52].

La méthode classique pour résoudre cette problématique implique l'ajout d'une perte significative dans le réseau de transmission à grande distance afin de réduire les échos à un niveau acceptable. Cependant, cette solution entraîne une dégradation de la qualité de transmission des appels téléphoniques et complique la connexion des appels interurbains. Toutefois, le filtrage adaptatif représente une technique plus efficace introduite dans ce cadre pour l'annulation de cet écho hybride [29, 51, 53].

Dans la figure 1.7, on présente un exemple de réponse impulsionnelle correspondant à un chemin d'écho électrique, utilisée par la suite dans la simulation de notre travail.

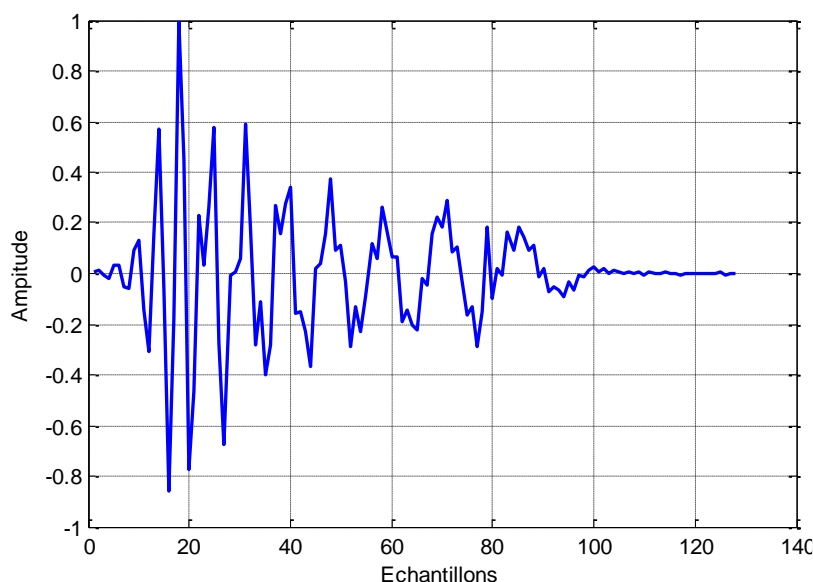


Figure 1.7. Réponse impulsionnelle correspondant à un chemin d'écho électrique [54].

2.2. L'écho acoustique

Le deuxième type d'échos, connu sous le nom d'écho acoustique, est également présent dans les systèmes de communication téléphonique, mais résulte du couplage acoustique entre le haut-parleur et le microphone du téléphone. Les systèmes de communication dits « mains-libres » qu'ils

soient mobiles ou postes fixes équipés de haut-parleurs, souffrent particulièrement de ce problème. Cet écho est généré par la réflexion du signal émis par le haut-parleur du téléphone sur les parois de la salle ou de l'habitacle, puis capté par le microphone du même système. Le locuteur lointain se trouve dans la situation où il réécoute sa propre communication avec un certain décalage de temps. Ce phénomène d'écho entraîne une dégradation de la qualité d'écoute dans les conversations. Il convient de souligner qu'actuellement les dispositifs de téléphonie dotés de haut-parleurs est devenue de plus en plus répandue, notamment dans les différentes applications telles que la visiophonie, les conférences audiovisuel, les technologies de reconnaissance vocale, les terminaux et les radios mobiles [49, 55, 56]. Le principal intérêt de ces communications est la possibilité de communiquer sans utiliser les mains (mains-libres) et de manière plus sécurisée lors de la conduite d'un véhicule. Dans la figure 1.8, nous exposons un exemple de réponse impulsionnelle représentant l'habitacle d'une voiture, à utiliser par la suite dans la simulation de ce travail [57, 58].

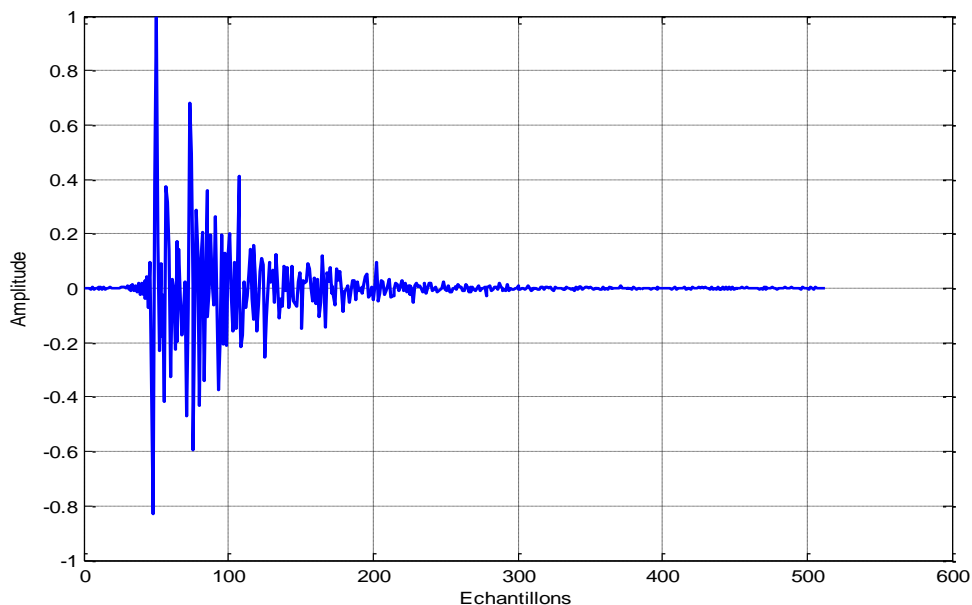


Figure 1.8. Réponse impulsionnelle de l'habitacle d'une voiture [42].

2.3. Différence entre écho hybride et écho acoustique

L'écho hybride et l'écho acoustique présentent bien des différences, ce qui nécessite un traitement distinct afin de remédier à cette problématique dans les systèmes de communication téléphonique. On peut citer parmi ces critères [59,60]:

- **Stationnarité**

Le chemin d'écho hybride reste invariable au cours du temps. Lorsque le chemin d'appel est fixé, le retard d'écho reste constant tout au long de la conversation. Par ailleurs, l'écho acoustique change en fonction de plusieurs facteurs externes comme la position et les mouvements du locuteur,

la géométrie et les parois de l'enceinte, l'emplacement des objets etc. Par conséquent, l'écho acoustique se présente comme un signal fortement non-stationnaire.

- **Linéarité**

La linéarité se réfère à la manière dont le signal d'écho correspond au signal source. Le signal d'écho hybride est linéaire, ce qui implique qu'un modèle mathématique linéaire peut anticiper de manière précise le signal d'écho hybride. L'écho acoustique n'est pas un signal de type linéaire. Avant tout, le circuit analogique peut générer des non-linéarités. Plus notablement, les amplificateurs, les haut-parleurs et les codeurs de parole introduisent une non-linéarité supplémentaire.

- **Dispersion**

Un signal d'écho ne se réfère pas uniquement au signal original, mais est une réflexion qui se répète sur une longue période de temps. On désigne par le terme de temps de dispersion de l'écho, c'est-à-dire la période durant laquelle se produit la réflexion d'écho. Un écho hybride se caractérise par une dispersion habituelle de moins de 10 ms, avec un chemin d'écho marqué par une présentation minutieuse. Toutefois, puisque l'écho acoustique est produit par des réflexions provenant de l'environnement, ce dernier présente une plus grande dispersion, pouvant durer jusqu'à 100 ms.

3. Le concept d'annulation d'écho acoustique

Considérons une situation où un locuteur lointain communique avec une personne située dans une salle (locuteur local), équipée d'un téléphone de type « mains-libres » ne comportant pas de dispositif d'annulation d'écho acoustique. Ainsi, une fois que le son émis par l'interlocuteur lointain parvient au haut-parleur du locuteur local, il se propagera à travers la salle en subissant des réflexions sur les murs. Les parois et les obstacles absorberont dans ce cas une partie du son, mais la partie restante sera renvoyée sous la forme d'un signal d'écho vers le microphone du locuteur local, qui par la suite après sa réémission va être entendu par le locuteur lointain, mais cela se fait avec une certaine atténuation et un certain retard.

A souligner que la variation du signal d'écho est influencée par les propriétés acoustiques spécifiques de chaque environnement (salle, habitacle de véhicule, cabine, etc.) et de la position du téléphone de type « mains-libres ». En outre, ces propriétés acoustiques peuvent varier pendant une communication téléphonique, en raison des actions du locuteur local telles que son déplacement, l'ouverture d'une porte, faire bouger un objet, etc. Il devient impératif dans ce cas d'annuler l'écho

acoustique utilisant un filtre adaptatif qui ajuste en continu ses paramètres à l'aide d'un algorithme d'adaptation en ligne.

La figure 1.9 illustre l'installation dans un système de communication d'un filtre adaptatif chargé d'éliminer le signal d'écho acoustique. Avec cette structure, le filtre adaptatif doit déterminer le trajet de l'écho et produire une estimation de celui-ci en sortie. Une version synthétisée de cet écho est donc retirée du signal capté par le microphone du locuteur local. Dans le cas le plus optimal, le signal obtenu sera sans écho et ne contient que le signal utile (celui du locuteur local) [61].

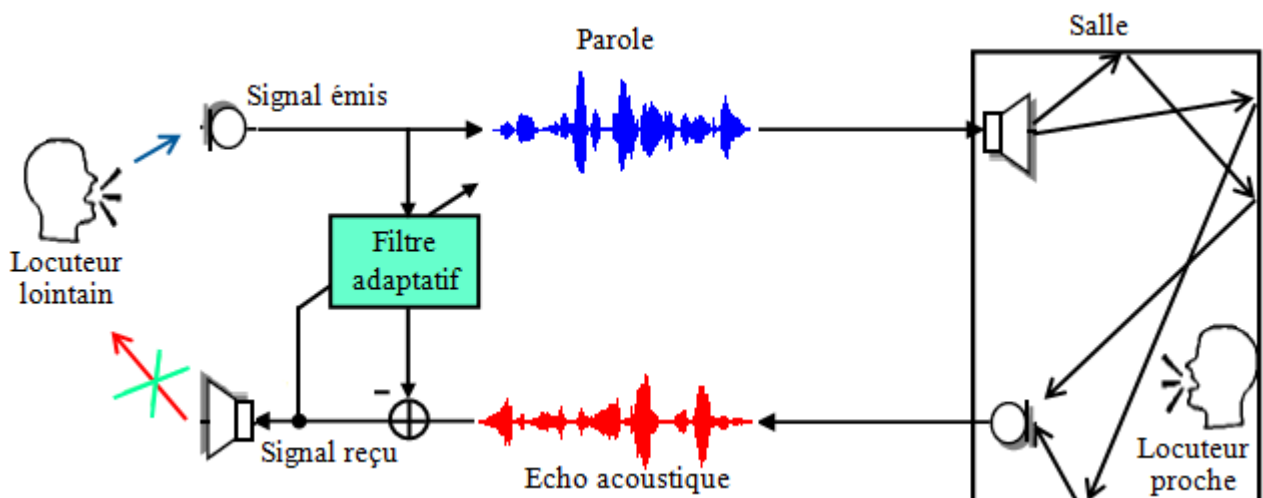


Figure 1.9. Principe de l'annulation d'écho acoustique par filtrage adaptatif[62].

4. Le problème de double parole

L'annulation de l'écho acoustique ou électrique est réalisée de manière similaire, en utilisant un filtre adaptatif pour détecter le trajet de l'écho et estimer ainsi le signal d'écho qui sera soustrait du signal du microphone [19]. Dans une situation de "simple parole", c'est-à-dire lorsque le locuteur distant parle seul, ce concept peut fonctionner de manière optimale, à condition de choisir judicieusement les paramètres du filtre adaptatif. Néanmoins, divers facteurs peuvent exercer une influence sur le comportement de l'annuleur d'écho. Parmi ces facteurs, on trouve la situation de double parole (*Double Talk - DT*), qui est probablement la plus complexe, où les deux locuteurs parlent en même temps, ou encore lorsque le locuteur local parle seul. Dans ce cas, la parole du locuteur local agit comme un puissant signal de perturbation décorrélé sur le filtre adaptatif, ce qui peut entraîner sa divergence [63-65]. Dans la littérature, deux approches principales sont couramment employées pour résoudre cette problématique. La première consiste à utiliser des algorithmes de filtrage adaptatif plus complexes, capables de produire des résultats satisfaisants

même en cas de double parole (DT), tels que ceux présentés dans les références [66, 67]. Toutefois, la principale limitation de ces derniers réside dans leur complexité de mise en œuvre. La deuxième approche basée sur l'utilisation d'un détecteur de double parole (*Double Talk Detector* : DTD), qui détecte la présence de la parole locale en calculant une variable de décision comparée à un seuil. Cela permet de stopper l'adaptation des coefficients du filtre durant les périodes DT et ce afin d'éviter toute divergence [64].

Dans notre étude, nous avons choisi la solution mentionnée dans la deuxième approche en raison de sa mise en œuvre moins complexe pouvant contribuer efficacement dans la concrétisation de la contrainte temps réel en cas de réalisation pratique. Nous aborderons ces dispositifs DTDs avec plus de détails dans le troisième chapitre.

5. Signaux de simulation

Les signaux utilisés dans les simulations de ce travail sont extraits d'une base de données largement employée dans le domaine de l'acoustique, à savoir, la base de données NOIZEUS. Cette base contient un ensemble de « signaux parole » enregistrés à partir de 30 phrases lues par six locuteurs, hommes et femmes, et perturbées par huit bruits réels de différents niveaux. Ces signaux sont échantillonnés à une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz et codés sur 16 bits [68-70].

Dans le cadre de cette thèse, les trois scénarios (Sc1, Sc2 et Sc3) issus de cette base de données, vont être utilisés pour la simulation (figure 1.10).

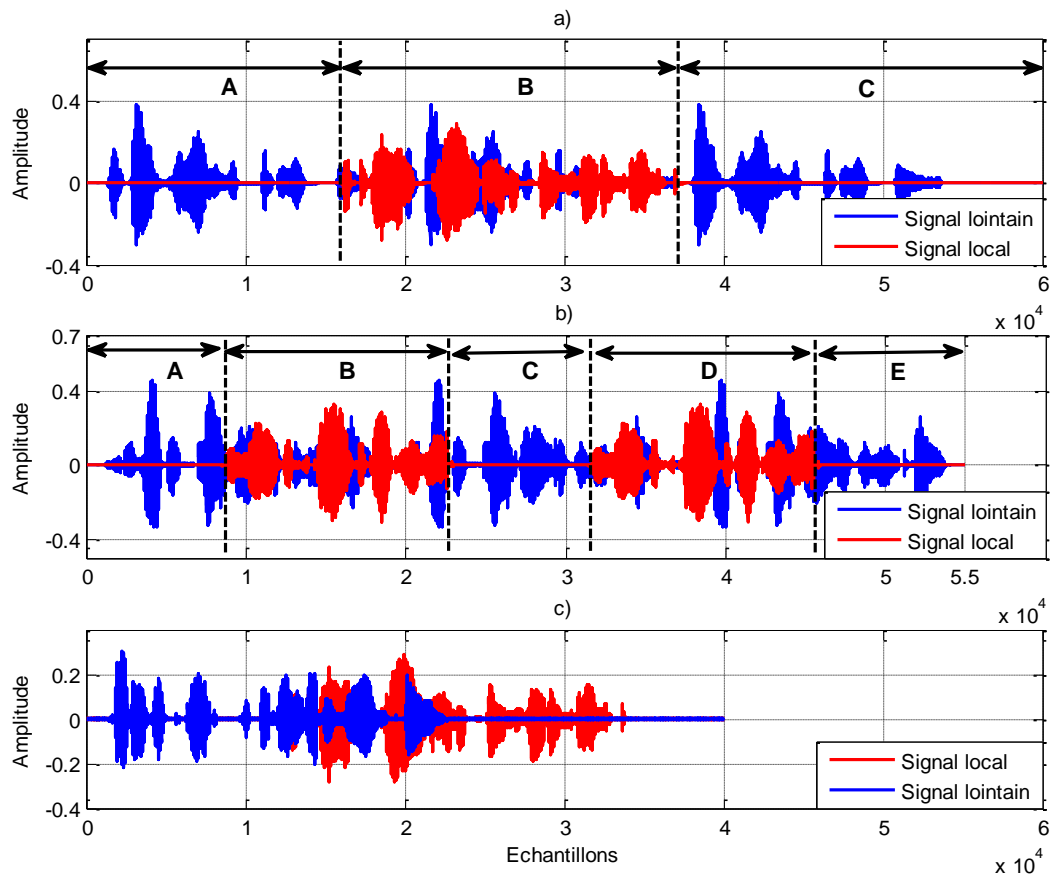


Figure 1.10. Signaux vocaux des trois scénarios, a) Scénario Sc1, b) Scénario Sc2, c) Scénario Sc3.

Conclusion

Dans ce chapitre introductif, quelques définitions fondamentales de l'acoustique, sont d'abord présentées. Les notions d'écho électrique et acoustique ainsi que leurs réponses impulsionnelles correspondantes, ont été par la suite décrites. Le concept d'annulation d'écho acoustique à base de filtrage adaptatif et utilisant la technique de détection de double parole dans les systèmes de communication dits « mains-libres », a été dans ce cadre introduit. Enfin, les signaux vocaux qui vont être utilisés dans la simulation de ce travail, ont été aussi présentés.

Dans le chapitre suivant, on s'intéressera aux principaux algorithmes d'adaptation de type LMS pouvant être appliqués en annulation d'écho.

Chapitre 2

Algorithmes du filtrage adaptatif de type LMS

Introduction

Il est essentiel de rappeler que l'annulation de l'écho acoustique, utilisée dans les systèmes de communication «mains-libres», vise à garantir une qualité d'écoute optimale. Toutefois, l'élément central d'un annuleur d'écho acoustique est le filtre adaptatif, dont le rôle est d'estimer la réponse impulsionnelle de l'environnement de communication dans le but de rejeter l'écho en question[71]. De nombreux algorithmes adaptatifs sont utilisés, notamment ceux de type LMS et RLS, bien connus dans ce domaine [71, 72]. L'une des principales différences entre ces deux familles, réside dans leur vitesse de convergence et leur complexité de calcul, étant donné qu'il s'agit d'une application en temps réel, les calculs doivent respecter la contrainte imposée par la période d'échantillonnage des signaux[73, 74].

On s'intéresse particulièrement dans ce travail aux principaux algorithmes d'adaptation faisant partie d'une liste non exhaustive, pouvant être appliqués en annulation d'écho, à savoir, les algorithmes du type gradient stochastique LMS, NLMS, etc. Les critères d'évaluation des performances utilisés en filtrage adaptatif, sont dans ce cadre présentés. Une évaluation des performances focalisée sur les algorithmes d'adaptation de type LMS de moindre complexité, représente une partie essentielle de ce travail. D'ailleurs, une étude comparative va être portée en fin de chapitre sur les performances de l'algorithme NLMS relativement aux autres variantes, et ce dans un but de sélection pour une utilisation ultérieure.

A souligner à cet effet, que tous ces algorithmes qui vont être testés dans le cadre de ce travail, fonctionnent avec des constantes et paramètres de régularisation choisis préalablement.

1. Le filtrage adaptatif

1.1. Définition

Un filtre adaptatif se compose d'un filtre numérique et d'un algorithme permettant d'ajuster automatiquement ses coefficients. Il faut dire que la notion de filtrage adaptatif a été introduite dans l'Université de Stanford à la fin des années 1950 par les deux chercheurs : Bernard Widrow et

Marcian Hoff [75]. Le filtrage adaptatif est nécessaire lorsque l'on veut concevoir, ou modéliser un système dont les caractéristiques varient au cours du temps. Cela implique la mise en œuvre de filtres à coefficients variables, contrôlés par un critère d'optimisation intégré dans un algorithme d'adaptation. Cet algorithme ajuste de manière récursive les coefficients du filtre pour s'adapter au processus. Dans le cas où ce dernier est stationnaire, l'algorithme devrait converger vers la solution optimale de Wiener, dans le cas contraire, il aura au moins la capacité de suivre les variations lentes des grandeurs statistiques de ce processus.

Ce qui suit, expose initialement l'algorithme du gradient, lequel propose un algorithme récursif pour calculer les coefficients du filtre. Ensuite, une variante est présentée dans laquelle les paramètres statistiques concernés sont substitués par des valeurs instantanées, ce qui conduit à l'algorithme largement employé du gradient stochastique LMS et sa dérivée normalisée NLMS. Dans le cadre de ce travail, notre attention se porte spécifiquement sur les algorithmes de type LMS, et plus particulièrement sur cinq variantes : LMS, NLMS, BLMS, BNLMS et FLMS. Il est important de rappeler que notre étude vise à évaluer les performances des algorithmes d'adaptation de type LMS au sein des annulateurs d'écho acoustique implantés au niveau des systèmes de communications « mains-libres ».

1.2. Intérêt

L'objectif des méthodes adaptatives en traitement du signal est d'automatiser l'ajustement des opérateurs de traitement en fonction des caractéristiques des systèmes et des signaux, ainsi que de leur évolution temporelle. C'est donc une combinaison de stationnarité et de non-stationnarité : d'un côté, la non-stationnarité qui se manifeste par la lente évolution des propriétés dans le temps, et de l'autre, la stationnarité qui permet d'atténuer les variations purement aléatoires grâce à ses caractéristiques statiques. Le rôle principal d'un filtre adaptatif demeure cependant l'ajustement de ses paramètres ou coefficients \hat{h} en vue d'un objectif spécifique (minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne : EQM) [76].

Dans le domaine des applications, à souligner à cet effet que ces méthodes ont connu un essor considérable depuis l'introduction des processeurs de traitement numérique du signal (*Digital Signal Processors : DSP*), où l'augmentation constante en puissance de ces derniers a permis la mise en œuvre en temps réel d'algorithmes sophistiqués fonctionnant à des vitesses de plus en plus rapides [77].

1.3. Applications

Le filtrage adaptatif joue un rôle important en traitement numérique du signal, que ce soit dans le domaine des communications numériques ou le contrôle automatique des systèmes et processus. Dans ce contexte, on peut distinguer quatre applications fondamentales du filtrage adaptatif : l'identification des systèmes, la modélisation inverse, l'élimination d'interférences et la prédiction [60, 71-74, 78,79].

Dans l'identification des systèmes ou de processus inconnus, comme c'est le cas de l'annulation d'écho, on ne connaît que les signaux d'entrée (excitation) et de sortie (mesure). Dans ce problème d'identification, comme illustré dans la figure 2.1, on obtient le modèle (système estimé) en ajustant les coefficients du filtre adaptatif correspondant à l'image de la réponse impulsionnelle (salle, habitacle de véhicule, etc.) en se basant sur l'erreur calculée à chaque itération.

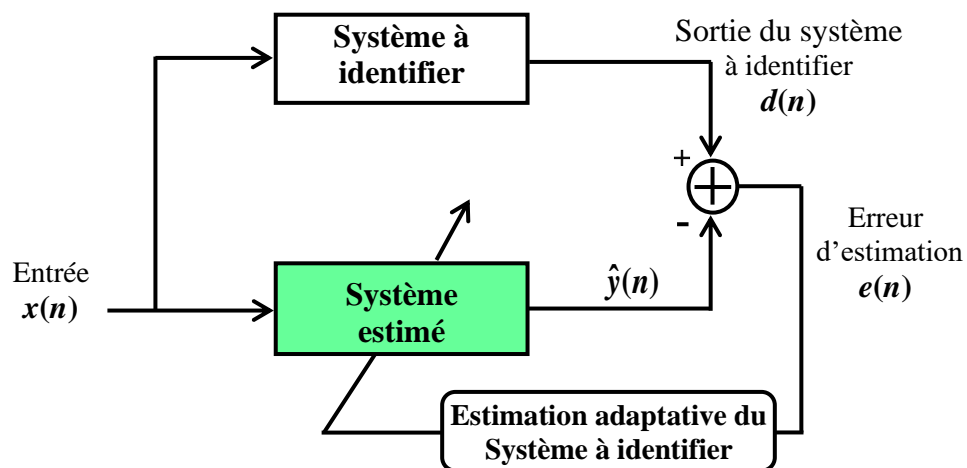


Figure 2.1. Schéma de principe d'identification d'un système.

A souligner à cet effet, que le choix de l'algorithme d'adaptation peut être effectué en se basant sur les critères suivants, à savoir, la rapidité de convergence, la capacité de poursuite, la robustesse vis-à-vis du bruit, la complexité ainsi que le compromis de stabilité-précision.

2. Filtre de Wiener

L'objectif du filtrage linéaire optimal est de trouver le filtre linéaire optimal, c'est-à-dire celui qui minimise l'erreur quadratique moyenne pour obtenir une approximation optimale. L'un des filtres optimaux les plus significatifs en matière d'estimation linéaire, est le filtre de Wiener [80]. Sa

formulation constitue le fondement des applications basées sur l'erreur des moindres carrés, tels que la prédiction linéaire et les filtres adaptatifs [81].

2.1. Principe

La figure 2.2 illustre le principe du filtrage de Wiener, qui vise à générer une estimation du signal souhaité $d(n)$ en filtrant le signal observé $x(n)$ [82, 83]. Il est supposé que les signaux sont stationnaires.

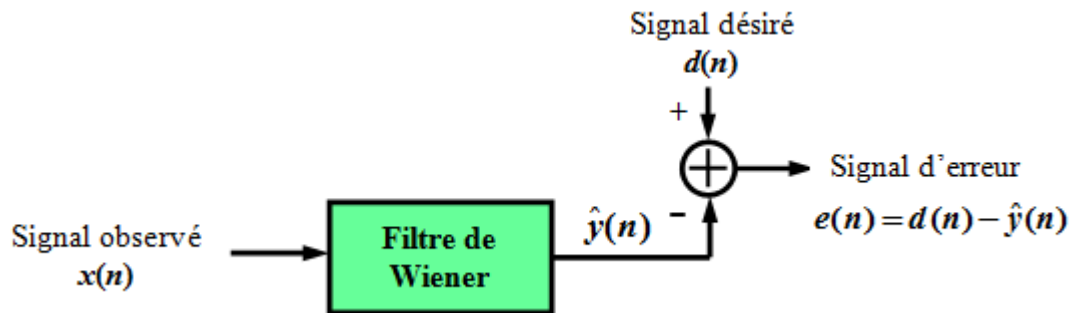


Figure 2.2. Principe du filtre de Wiener.

L'erreur d'estimation $e(n)$ est définie comme suit :

$$e(n) = d(n) - \hat{y}(n) \quad (2.1)$$

Le but est de trouver un filtre "optimal" qui minimise l'erreur $e(n)$, en utilisant un critère d'optimisation couramment utilisé, à savoir l'erreur quadratique moyenne. Dans ce cas, la fonction de « coût » s'exprime comme suit :

$$J = E[|e(n)|^2] \quad (2.2)$$

Où E désigne l'opérateur d'« espérance mathématique », utilisé ici pour calculer la moyenne.

Un filtre de Wiener peut se présenter sous la forme d'un filtre à réponse impulsionnelle infinie (IIR) ou d'un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR). Dans cette étude, nous utilisons les filtres de Wiener FIR en raison de leur simplicité et stabilité intrinsèque.

2.2. Filtre FIR de Wiener

Il s'agit de concevoir un filtre FIR de Wiener, en supposant que les signaux $x(n)$ et $d(n)$ présentent des caractéristiques stationnaires avec des autocorrélations $r_x(n)$ et $r_d(n)$ qui sont connues, ainsi qu'une intercorrélation $r_{dx}(n)$ également établie. Le vecteur $\hat{\mathbf{h}}$ correspond aux coefficients du filtre, tandis que L représente l'ordre du filtre.

L'équation (2.3) définit le signal d'erreur comme suit :

$$e(n) = d(n) - \hat{y}(n) = d(n) - \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}_l x(n-l) \quad (2.3)$$

Il est plus pratique d'utiliser une notation matricielle pour représenter la sortie du filtre, où le signal de sortie $\hat{y}(n)$ est obtenu par la convolution de $\hat{\mathbf{h}}$ avec $\mathbf{x}(n)$:

$$\begin{aligned} \hat{y}(n) &= \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}_l x(n-l) \\ &= \mathbf{x}^T \hat{\mathbf{h}}(n) = \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{x}(n) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Où :

$$\hat{\mathbf{h}} = [\hat{h}_0 \ \hat{h}_1 \ \dots \ \hat{h}_{L-1}]^T$$

$\hat{\mathbf{h}}$ est un vecteur qui contient les L coefficients du filtre.

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-L+1)]^T \quad (2.5)$$

Un vecteur qui contient les L échantillons les plus récents de $\mathbf{x}(n)$.

2.3. Principe d'orthogonalité

Le vecteur optimum $\hat{\mathbf{h}}_{\text{opt}}$ est celui qui annule le gradient du critère :

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{\mathbf{h}}} = \mathbf{0}_{L \times 1} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \hat{\mathbf{h}}} &= 2E \left\{ e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \hat{\mathbf{h}}} \right\} \\ &= -2E \{ e(n) \mathbf{x}(n) \} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Donc, pour $\hat{\mathbf{h}} = \hat{\mathbf{h}}_{\text{opt}}$, on obtient :

$$E \{ e_{\min}(n) \mathbf{x}(n) \} = \mathbf{0}_{L \times 1} \quad (2.8)$$

Avec $e_{\min}(n)$ représentant l'erreur obtenue pour $\hat{\mathbf{h}} = \hat{\mathbf{h}}_{\text{opt}}$, c'est-à-dire : le principe d'orthogonalité indique que $\mathbf{x}(n)$ est décorrélé de $e(n)$ lorsque la fonction de coût J atteint son minimum.

Autrement dit, la fonction J peut atteindre son minimum seulement si l'erreur $e(n)$ est orthogonale aux échantillons du signal d'entrée $\mathbf{x}(n)$ [84].

2.4. Equation de Wiener-Hopf

Après avoir développé l'équation (2.2), elle peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 J &= E \left[\left(d(n) - \mathbf{x}^T(n) \hat{\mathbf{h}} \right)^2 \right] \\
 &= E \left[\left(d(n) \right)^2 - 2d(n) \mathbf{x}^T(n) \hat{\mathbf{h}} + \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^T(n) \hat{\mathbf{h}} \right] \\
 &= E \left[d(n)^2 \right] - 2E \left[d(n) \mathbf{x}^T(n) \right] \hat{\mathbf{h}} + \hat{\mathbf{h}}^T E \left[\mathbf{x}(n) \mathbf{x}^T(n) \right] \hat{\mathbf{h}}
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

Où

$$E \left[d(n)^2 \right] = \sigma_d^2, \text{ c'est la variance du signal désiré } d(n)$$

$$\text{Et } E \left[d(n) \mathbf{x}^T(n) \right] = \mathbf{p}_{dx}, \text{ c'est le vecteur d'intercorrélacion entre } d(n) \text{ et } \mathbf{x}(n)$$

$$\text{Et enfin } E \left[\mathbf{x}(n) \mathbf{x}^T(n) \right] = \mathbf{R}_{xx}, \text{ c'est la matrice d'autocorrélacion de } \mathbf{x}(n)$$

Donc, on obtient :

$$J = \sigma_d^2 - 2\mathbf{p}_{dx} \hat{\mathbf{h}} + \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{R}_{xx} \hat{\mathbf{h}} \tag{2.10}$$

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{\mathbf{h}}} = -2\mathbf{p}_{dx} + 2\mathbf{R}_{xx} \hat{\mathbf{h}} \tag{2.11}$$

Pour $\hat{\mathbf{h}} = \hat{\mathbf{h}}_{\text{opt}}$, le résultat précédent devient nul :

$$\mathbf{p}_{dx} = \mathbf{R}_{xx} \hat{\mathbf{h}}_{\text{opt}} \tag{2.12}$$

Donc :

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{p}_{dx} \tag{2.13}$$

L'équation (2.13) s'appelle l'équation de Wiener-Hopf.

L'équation (2.10) indique que la fonction J forme un paraboloïde de dimension L possédant un seul minimum atteint en annulant le gradient. Ainsi, cette équation représente la surface de la moyenne quadratique de l'erreur [85, 86].

3. Algorithme de descente du gradient déterministe

Le but de cet algorithme est de rechercher une solution optimale qui permet de minimiser une fonction de coût J [61, 71, 87]:

$$J(\hat{\mathbf{h}}_{opt}) \leq J(\hat{\mathbf{h}}), \quad \forall \hat{\mathbf{h}} \quad (2.14)$$

Cet algorithme est un simple algorithme itératif qui commence par une condition initiale $\hat{\mathbf{h}}(0)$, puis génère des vecteur $\hat{\mathbf{h}}(1), \hat{\mathbf{h}}(2), \dots$, de manière à ce que la fonction $J(\hat{\mathbf{h}})$ diminue à chaque itération :

$$J[\hat{\mathbf{h}}(n+1)] < J[\hat{\mathbf{h}}(n)] \quad (2.15)$$

L'algorithme couramment employé est le gradient déterministe, dont l'équation est exprimée par :

$$\hat{\mathbf{h}}(n+1) = \hat{\mathbf{h}}(n) - \frac{1}{2} \mu \mathbf{g}(n) \quad (2.16)$$

Dans cette expression, n désigne l'itération, μ est une constante positive connue sous le nom de "pas d'adaptation", et $\mathbf{g}(n)$ représente le gradient de la fonction de coût J donnée par :

$$\mathbf{g}(n) = \frac{\partial J[\hat{\mathbf{h}}(n)]}{\partial \hat{\mathbf{h}}(n)} \quad (2.17)$$

Le vecteur $\hat{\mathbf{h}}$ est actualisé de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \delta \hat{\mathbf{h}}(n) &= \hat{\mathbf{h}}(n+1) - \hat{\mathbf{h}}(n) \\ &= -\frac{1}{2} \mu \mathbf{g}(n) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Dans le filtrage de Wiener, la fonction de coût est exprimée par l'équation (2.2) où :

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

On calcule alors le gradient de la fonction de coût comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{g}(n) &= \frac{\partial E[|e(n)|^2]}{\partial [\hat{\mathbf{h}}(n)]} \\ &= -2E[\mathbf{x}(n)e(n)] \\ &= -2E[\mathbf{x}(n)d(n) - \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\hat{\mathbf{h}}(n)] \\ \mathbf{g}(n) &= -2\mathbf{p}_{dx} + 2\mathbf{R}_{xx}\hat{\mathbf{h}}(n) \end{aligned} \quad (2.20)$$

On obtient alors l'algorithme du gradient déterministe pour le filtrage de Wiener :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}(n+1) &= \hat{\mathbf{h}}(n) - \frac{1}{2} \mu \mathbf{g}(n) \\ &= \hat{\mathbf{h}}(n) + \mu [\mathbf{p}_{dx} - \mathbf{R}_{xx}\hat{\mathbf{h}}(n)] \end{aligned} \quad (2.21)$$

L'algorithme peut être exprimé de la manière suivante, en utilisant le signal d'erreur défini par l'équation (2.19) :

$$\hat{\mathbf{h}}(n+1) = \hat{\mathbf{h}}(n) + \mu E [\mathbf{x}(n)e(n)] \quad (2.22)$$

C'est cette équation qui est utilisée pour mettre à jour les coefficients du filtre dans l'algorithme du gradient déterministe.

4. Algorithme de descente du gradient stochastique

4.1 Principe

L'algorithme des moindres carrés moyens LMS, également connu sous le nom d'algorithme de gradient stochastique, constitue une version approximative de l'algorithme de gradient déterministe. Il a été introduit par Bernard Widrow et Marcian Hoff en 1960[88].

Les matrices \mathbf{p}_{dx} et \mathbf{R}_{xx} de l'équation (2.21) n'étant pas connues, l'algorithme LMS propose de les estimer par $\hat{\mathbf{R}}_{xx}(n)$ et $\hat{\mathbf{p}}_{dx}(n)$ à l'instant n , via la méthode la plus simple.

$$\hat{\mathbf{p}}_{dx}(n) = \mathbf{x}(n)d(n) \quad (2.23)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(n) = \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n) \quad (2.24)$$

En substituant ces estimations dans l'équation (2.21), on obtient :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}(n+1) &= \hat{\mathbf{h}}(n) + \mu [\hat{\mathbf{p}}_{dx}(n) - \hat{\mathbf{R}}_{xx}(n)\hat{\mathbf{h}}(n)] \\ &= \hat{\mathbf{h}}(n) + \mu \mathbf{x}(n) [d(n) - \mathbf{x}^T(n)\hat{\mathbf{h}}(n)] \\ \hat{\mathbf{h}}(n+1) &= \hat{\mathbf{h}}(n) + \mu \mathbf{x}(n)e(n) \end{aligned} \quad (2.25)$$

Dans le tableau 2.1, le LMS peut être présenté de la manière suivante :

Tableau 2.1. Résumé de l'algorithme LMS

Paramètres :	$L =$ ordre du filtre. $\mu =$ pas d'adaptation
Initialisation :	$\hat{\mathbf{h}}(0) = \mathbf{0}_{L \times 1}$
Calcul :	Pour $n=0, 1, 2, \dots, N-1$ $e(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n)\hat{\mathbf{h}}(n)$ $\hat{\mathbf{h}}(n+1) = \hat{\mathbf{h}}(n) + \mu \mathbf{x}(n)e(n)$

Cet algorithme se distingue par sa simplicité, nécessitant généralement $2L+1$ multiplications et $2L$ additions à chaque itération.

4.2. Condition de convergence

Le choix du pas d'adaptation μ constitue l'une des difficultés dans la conception et la mise en œuvre du filtre adaptatif LMS. Pour des signaux stationnaires, la convergence moyenne de l'algorithme LMS est assurée si :

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

Dans cette condition, λ_{\max} désigne la plus grande valeur propre de la matrice \mathbf{R}_{xx} , et l'algorithme garantit une convergence en moyenne quadratique, si :

$$0 < \mu < 2 / \text{tr}(\mathbf{R}_{xx}),$$

$\text{tr}(\cdot)$ représente la somme des éléments de la diagonale de la matrice \mathbf{R}_{xx} , ce qui correspond à l'opérateur de trace d'une matrice carrée.

La valeur du pas μ a un impact sur la rapidité de convergence de l'algorithme LMS. Une faible valeur de μ entraîne une convergence lente, tandis qu'une valeur trop élevée pourrait empêcher l'algorithme de converger. Il est donc nécessaire de calculer la valeur de μ en fonction des effets de l'environnement sur le signal $d(n)$ [89, 90].

5. Algorithme de descente gradient stochastique normalisé

Parmi les variantes les plus courantes de l'algorithme LMS classique, on trouve le LMS normalisé, connu sous le nom de NLMS. Cet algorithme résout le problème lié au choix du pas d'adaptation dans l'algorithme LMS, un paramètre crucial pour garantir une vitesse de convergence adéquate, car les variations de l'énergie du signal d'entrée au fil du temps influencent directement la vitesse de convergence. Dans cet algorithme, la mise à jour des paramètres du filtre adaptatif est quasiment similaire à celle de l'algorithme LMS, à la différence que le signal d'entrée est soumis à une normalisation. Afin d'éviter de diviser par zéro lorsque l'énergie du signal d'entrée est très faible, on ajoute une petite constante positive c au dénominateur. Les coefficients sont mis à jour selon cette équation suivante [91, 92] :

$$\hat{\mathbf{h}}(n+1) = \hat{\mathbf{h}}(n) + \frac{\beta}{c + \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)} \mathbf{x}(n)e(n) \quad (2.26)$$

Le paramètre β est le pas d'adaptation de l'algorithme NLMS. La stabilité et la convergence sont garanties si : $0 < \beta < 2$.

Il existe plusieurs versions de l'algorithme LMS, toutefois, toutes ne sont pas abordées dans ce travail, mais toutes peuvent être comparées et évaluées selon les deux critères de performance largement connus, à savoir la vitesse de convergence et la complexité de calcul. Dans ce qui suit, quelques variantes de cet algorithme vont être présentées.

6. Algorithme BLMS

L'étude du filtrage adaptatif par bloc a été approfondie par Burrus, Mitra, et al[93-96]. Plutôt que d'ajuster les coefficients à chaque nouvel échantillon, l'algorithme BLMS (Bloc Least Mean Squares) implique d'ajuster les coefficients du filtre uniquement tous les M échantillons. Cela signifie que le temps d'exécution va être réduit en cas d'implémentation de cet algorithme dans un processeur.

La procédure de traitement du filtrage adaptatif par bloc est décrite dans cette partie. Cette procédure est formulée mathématiquement sous forme vectorielle en traitant les M échantillons de l'intervalle $[kM; kM + M-1]$ à chaque itération k représentant l'indice du bloc ($k \in \mathbb{Z}$) [97].

Soit $\hat{\mathbf{h}}_k$ le filtre adaptatif de longueur L qui est utilisé dans le but d'estimer le chemin d'écho acoustique et qui est actualisé à chaque itération k .

Nous prenons en compte les vecteurs de données D_k , Y_k et E_k , chacun ayant une longueur de M , tels que :

$$D_k = [d_{kM} \quad d_{kM+1} \quad \dots \quad d_{kM+M-1}]^T \quad (2.27)$$

$$Y_k = [\hat{y}_{kM} \quad \hat{y}_{kM+1} \quad \dots \quad \hat{y}_{kM+M-1}]^T \quad (2.28)$$

$$E_k = D_k - Y_k = [e_{kM} \quad e_{kM+1} \quad \dots \quad e_{kM+M-1}]^T \quad (2.29)$$

Le filtre ajusté à l'aide d'un algorithme basé sur le traitement par blocs, produit la sortie suivante[98] :

$$Y_k = \begin{bmatrix} x_{kM} & x_{kM-1} & \dots & x_{kM-L+1} \\ x_{kM+1} & x_{kM} & \dots & x_{kM-L+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{kM+M-1} & x_{kM+M-2} & \dots & x_{kM+M-L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{h}_k(0) \\ \hat{h}_k(1) \\ \vdots \\ \hat{h}_k(L-1) \end{bmatrix} \\ = \mathbf{X}_k \hat{\mathbf{h}}_k \quad (2.30)$$

Où \mathbf{X}_k représente une matrice de Toeplitz de dimensions $(L \times M)$.

L'écho estimé Y_k est calculé en utilisant une convolution discrète en se basant sur le produit matriciel. Cet écho estimé, est utilisé pour déterminer la structure en bloc de l'algorithme LMS.

6.1. Algorithme LMS par bloc BLMS

Le filtre adaptatif est ajusté à l'aide d'une technique visant à minimiser l'erreur quadratique moyenne entre sa sortie Y_k et une sortie souhaitée D_k . La fonction de coût associée est définie comme l'erreur quadratique instantanée, calculée sur un bloc de données [94-96, 98].

Enfin, les coefficients du filtre adaptatif $\hat{\mathbf{h}}_k$ sont actualisés en accord avec l'équation et le principe exposés dans la figure (2.3).

$$\hat{\mathbf{h}}_{k+1} = \hat{\mathbf{h}}_k + \mu_B \mathbf{X}_k^T E_k \quad (2.31)$$

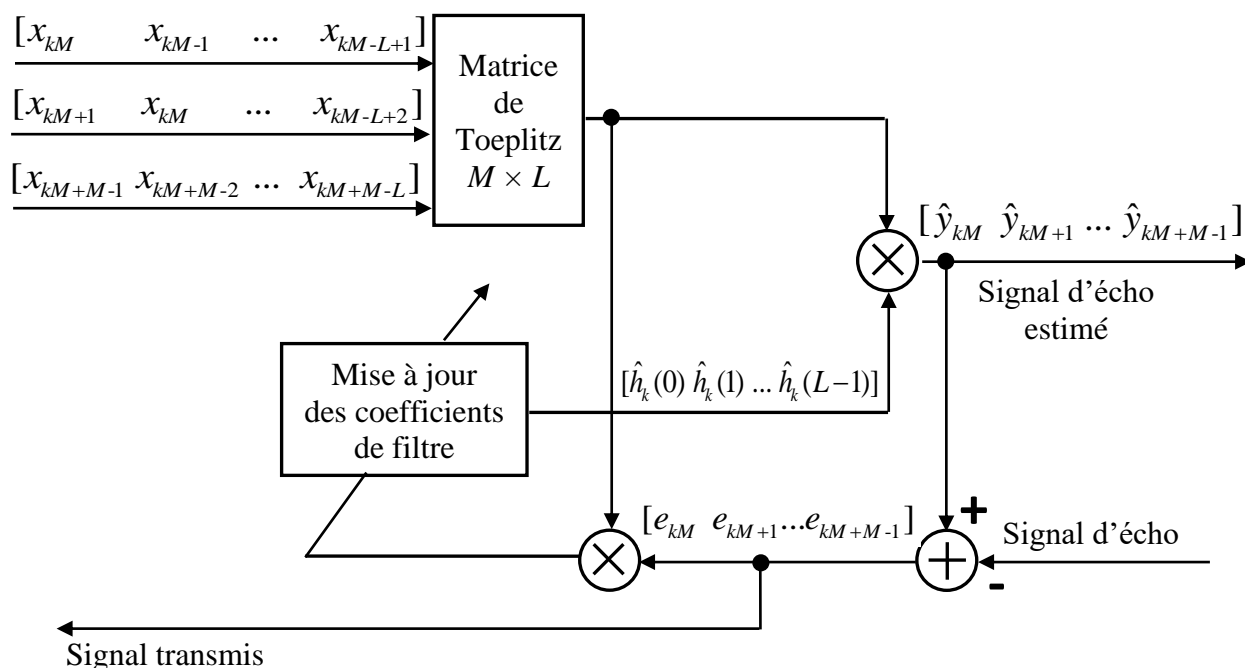


Fig. 2.3. Système de filtrage adaptatif par blocs [97]

Pour l'étude de la convergence moyenne vers la solution de Wiener, il est démontré que le domaine de stabilité de l'algorithme BLMS est similaire à celui du LMS[96]. Ainsi, la convergence en moyenne de l'algorithme BLMS est assurée pour une valeur du pas d'adaptation μ_B qui satisfait la condition suivante :

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

Où λ_{\max} représente la valeur propre maximale de la matrice d'autocorrélation \mathbf{R}_{xx} [99, 100].

6.2. Algorithme BNLMS

Une des variantes de l'algorithme BLMS implique la normalisation du pas d'adaptation en fonction de l'énergie du signal d'entrée. L'algorithme BNLMS a pour atout de ne pas dépendre de la

variance du signal d'entrée contrairement à l'algorithme BLMS, assurant ainsi une convergence plus constante à chaque processus d'adaptation [97]. Les coefficients du filtre adaptatif modélisant le trajet de l'écho ne sont plus remis à jour à chaque nouvel échantillon reçu, mais seulement une fois tous les k échantillons.

Cet algorithme adapte le filtre de cette manière :

$$\hat{\mathbf{h}}_{k+1} = \hat{\mathbf{h}}_k + \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k^T E_k \quad (2.32)$$

$$\mathbf{X}_k = \begin{bmatrix} x_{kM} & x_{kM-1} & \cdots & x_{kM-L+1} \\ x_{kM+1} & x_{kM} & \cdots & x_{kM-L+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{kM+M-1} & x_{kM+M-2} & \cdots & x_{kM+M-L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{1_k} & X_{2_k} & \cdots & X_{L_k} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$\mathbf{H}_k = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} \frac{\beta}{c + X_{1_k}^T X_{1_k}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{\beta}{c + X_{2_k}^T X_{2_k}} & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \frac{\beta}{c + X_{L_k}^T X_{L_k}} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

6.3. Algorithme FLMS

L'algorithme FLMS a été proposé par Ferrara et correspond à l'implantation du BLMS dans le domaine fréquentiel [95]. L'estimation de l'écho, par filtrage du signal reçu, ainsi que l'adaptation des coefficients du filtre adaptatif sont réalisés dans le domaine fréquentiel. En revanche, l'annulation d'écho proprement dite, c'est-à-dire la soustraction de l'écho estimé du signal capté par le micro, a lieu dans le domaine temporel.

Le but recherché à travers cet algorithme est de réduire encore plus la complexité du BNLMS, car le principal objectif reste en tout état de cause, une implémentation nécessitant un temps d'exécution plus faible. Pour cela, il est nécessaire d'obtenir une complexité suffisamment faible et une précision de calcul pas trop grande pour que l'algorithme soit implémenté dans une application temps réel. A souligner à cet effet, que le FLMS nécessite beaucoup moins de calculs que le BLMS puisque la convolution correspondant au filtrage dans le domaine temporel est remplacée par une simple multiplication dans le domaine fréquentiel. Ceci est particulièrement avantageux pour des filtres adaptatifs ayant un grand nombre de coefficients.

Le FLMS peut fonctionner selon les étapes indiquées ci-dessous :

a) Transformation dans le domaine fréquentiel :

$$X(k) = \text{FFT}\{\mathbf{x}(n)\}, \quad E(k) = \text{FFT}\{e(n)\}$$

b) Mise à jour des coefficients du filtre dans le domaine fréquentiel :

$$\hat{\mathbf{H}}(k+1) = \hat{\mathbf{H}}(k) + \mu_B \cdot E^*(k) \cdot X(k)$$

où : - $E^*(k)$ est le conjugué complexe de $E(k)$,

- μ_B est le pas d'adaptation,

- $\hat{\mathbf{H}}(k)$ représente les poids dans le domaine fréquentiel.

c) Retour dans le domaine temporel :

$$\hat{\mathbf{h}}(n+1) = \text{IFFT}\{\hat{\mathbf{H}}(k+1)\}$$

7. Critères d'évaluation des performances

La mesure de l'atténuation de l'écho indésirable est le point central qui suscite intérêt pour l'opération de son annulation. Il existe trois mesures de performance qui sont particulièrement courantes dans la littérature du filtrage adaptatif.

7.1. Erreur quadratique moyenne

On désigne par erreur quadratique moyenne ou EQM (Mean-Square Error : MSE) la moyenne quadratique de l'écart entre le signal désiré et la sortie du filtre [71]. Elle est définie par :

$$\text{MSE}(n) = E\left\{[d(n) - \hat{y}(n)]^2\right\} \quad (2.35)$$

$$\text{MSE}(n) = [\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}(n-1)]^T \mathbf{R}_{xx} [\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}(n-1)] + \sigma_w^2 \quad (2.36)$$

Où $\sigma_w^2 = E[w^2(n)]$ c'est la variance du bruit .

D'après l'équation (2.36), il est clair que lorsque le filtre adaptatif $\hat{\mathbf{h}}(n)$ atteint la convergence vers la réponse impulsionnelle \mathbf{h} du système, l'erreur EQM tend à converger vers la variance du bruit σ_w^2 , autrement dit :

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \text{MSE}(n) = \sigma_w^2 \quad (2.37)$$

Il est possible que la mesure MSE ne soit pas la meilleure mesure de performance. Dans certaines situations, une convergence de la mesure MSE vers un niveau de bruit ou vers de petites valeurs ne garantit pas nécessairement que $\hat{\mathbf{h}}(n)$ converge vers \mathbf{h} . Le problème de l'annulation d'écho acoustique stéréophonique est un exemple typique de ce comportement [19,101-103]. Par ailleurs, la MSE ne permet pas de mesurer de manière explicite ou précise l'atténuation de l'écho, car elle est également influencée par la variance du bruit additif [85].

7.2. Amélioration de la perte de retour d'écho

C'est l'un des critères les plus couramment employés pour évaluer les performances des systèmes AEC. L'amélioration de la perte de retour d'écho (*Echo-Return Loss Enhancement* :ERLE) représente une mesure plus objective permettant d'évaluer l'efficacité de l'annulation d'écho par le filtre adaptatif, telle qu'elle est définie par [104].

$$\begin{aligned} \text{ERLE}(n) &= \frac{E[y^2(n)]}{E\{[y(n) - \hat{y}(n)]^2\}} \\ &= \frac{\mathbf{h}^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{h}}{[\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}(n-1)]^T \mathbf{R}_{xx} [\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}(n-1)]} \end{aligned} \quad (2.38)$$

D'après (2.38), il est évident que l'ERLE ne dépend pas du bruit additif. Par ailleurs, il tend vers l'infini lorsqu'il converge vers \mathbf{h} . Ainsi, plus l'ERLE est élevé, et plus l'écho est moindre. Il convient de noter que la recommandation G.131 de l'Union internationale des télécommunications (*International Telecommunications Union* : ITU) exige une atténuation supérieure à 40 dB en l'absence de double parole [105].

L'ERLE est aussi défini comme le rapport entre la puissance du signal du microphone et celle du signal d'erreur:

$$\text{ERLE}(n) = 10 \log_{10} \frac{E[d^2(n)]}{E[e^2(n)]} \quad (\text{dB}) \quad (2.39)$$

7.3. Misalignment

En ce qui concerne le domaine de l'annulation d'écho, la mesure de performance la plus couramment employée est communément désignée sous le terme de désajustement ou (*Misalignment* : Mis) [19]. Celui-ci évalue directement comment un filtre adaptatif converge vers la réponse impulsionnelle du système à identifier, en termes de convergence, de suivi et de précision de la solution [85]. Il est défini comme suit :

$$\text{Mis}(n) = \frac{\|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}(n)\|_2^2}{\|\mathbf{h}\|_2^2} \quad (2.40)$$

Ou encore en dB :

$$\text{Mis}(n) = 10 \log_{10} \frac{\|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}(n)\|_2^2}{\|\mathbf{h}\|_2^2} \quad (\text{dB}) \quad (2.41)$$

8. Evaluation des performances en l'absence de DTD

A souligner que l'objectif de notre travail vise l'évaluation des performances des algorithmes d'adaptation de type LMS en présence de DTD au niveau de l'annuleur d'écho d'un système de communication « mains-libres ». Dans ce paragraphe, il s'agit d'évaluer ces algorithmes en l'absence de DTD afin de montrer d'abord leurs caractéristiques intrinsèques en matière de vitesse de convergence et surtout de divergence en cas de situations de DT.

8.1. Evaluation avec réponse impulsionnelle de l'écho électrique

Dans ce qui suit, il s'agit d'abord d'évaluer par simulation et de façon préliminaire le « Misalignment » de ces algorithmes d'adaptation de type LMS en cas de réponse impulsionnelle de type écho électrique. Cette évaluation est effectuée en utilisant une réponse impulsionnelle de longueur $L = 128$, indiquée dans la figure 1.7, ainsi que les signaux vocaux Sc1 et Sc2 présentés dans la figure 1.10.

8.1.1. Evaluation des algorithmes LMS et NLMS

Dans les figures 2.4 et 2.5, on montre à travers les deux scénarios Sc1 et Sc2, les différents « Misalignments » des algorithmes de base qui sont le LMS et le NLMS. Les paramètres utilisés pour ces algorithmes sont les suivants :

LMS : $\mu=0.3$

NLMS : $\beta=0.3, c=0.000001$

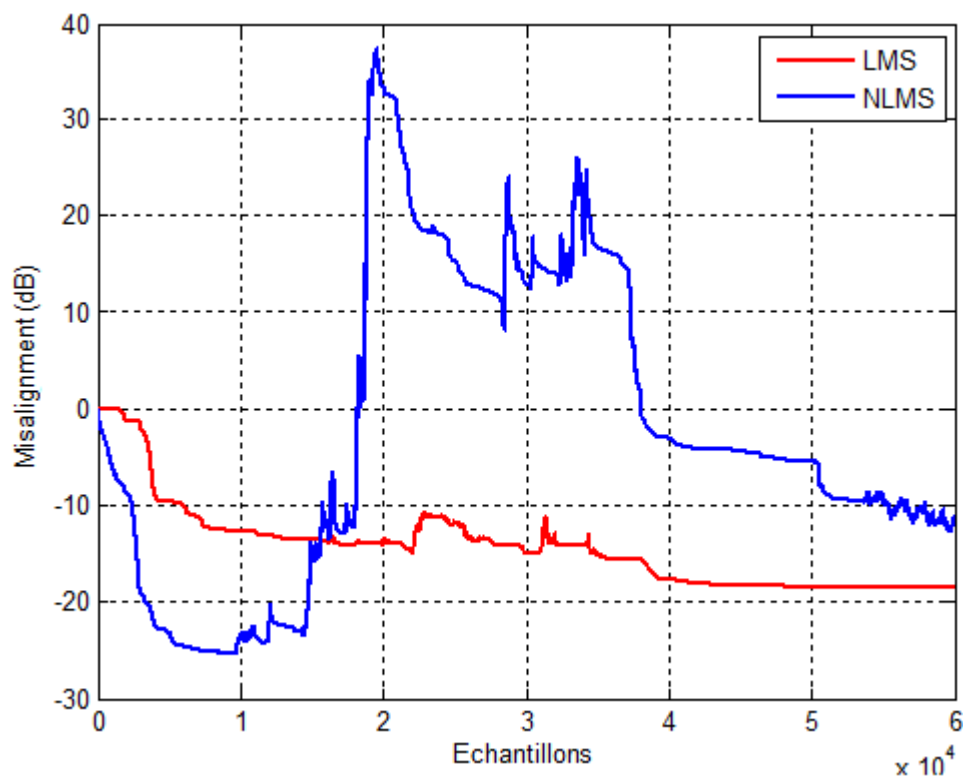


Figure 2.4. « Misalignments » des algorithmes LMS et NLMS avec le scénario Sc1.

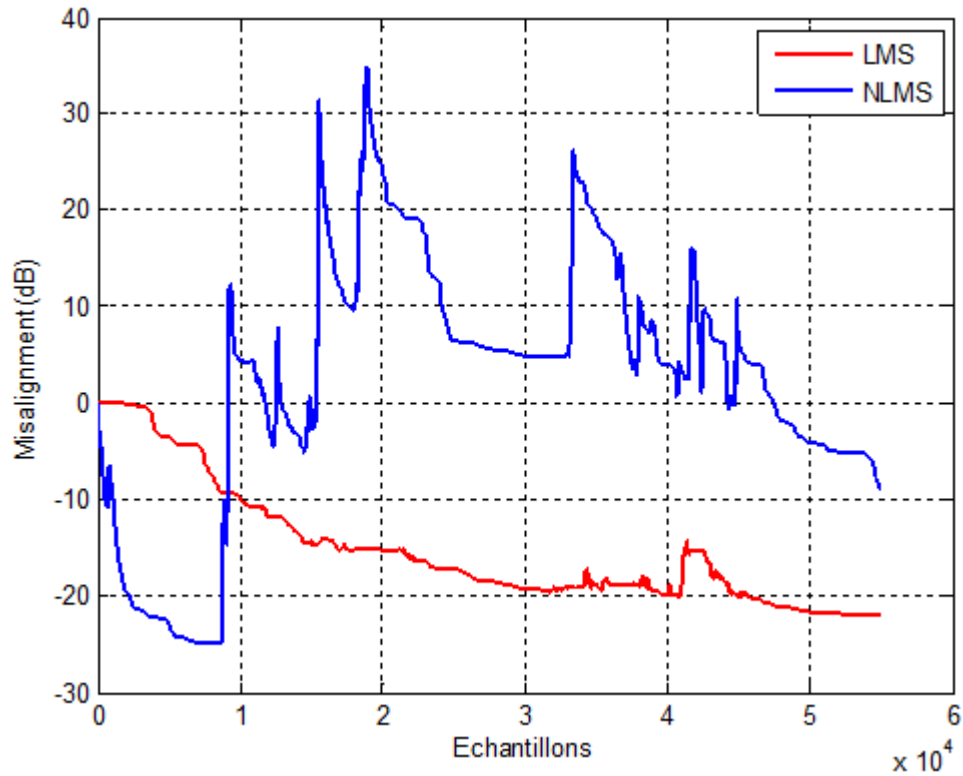


Figure 2.5. « Misalignments » des algorithmes LMS et NLMS avec le scénario Sc2.

Il apparaît que le NLMS converge plus rapidement et diverge de manière encore plus rapide en cas de situation de DT. Cette divergence dépassant les 30 dB, dégrade fortement la qualité d'écoute en cas de conversation. Le LMS présente par contre une faible vitesse de convergence comparativement au NLMS, mais jouit avantageusement d'une divergence plus faible en cas de DT.

8.1.2. Evaluation des algorithmes BLMS, BNLMS et FLMS

Dans les figures 2.6 et 2.7, on montre en utilisant les deux scénarios Sc1 et Sc2, les différents « Misalignments » des algorithmes BLMS, BNLMS et FLMS. Les paramètres utilisés pour ces algorithmes sont les suivants :

BLMS : $\mu_B = 0.3/M$

BNLMS : $\beta = 0.3/M$, $c = 0.000001$

FLMS : $\mu_B = 0.3/M$

$M = L$

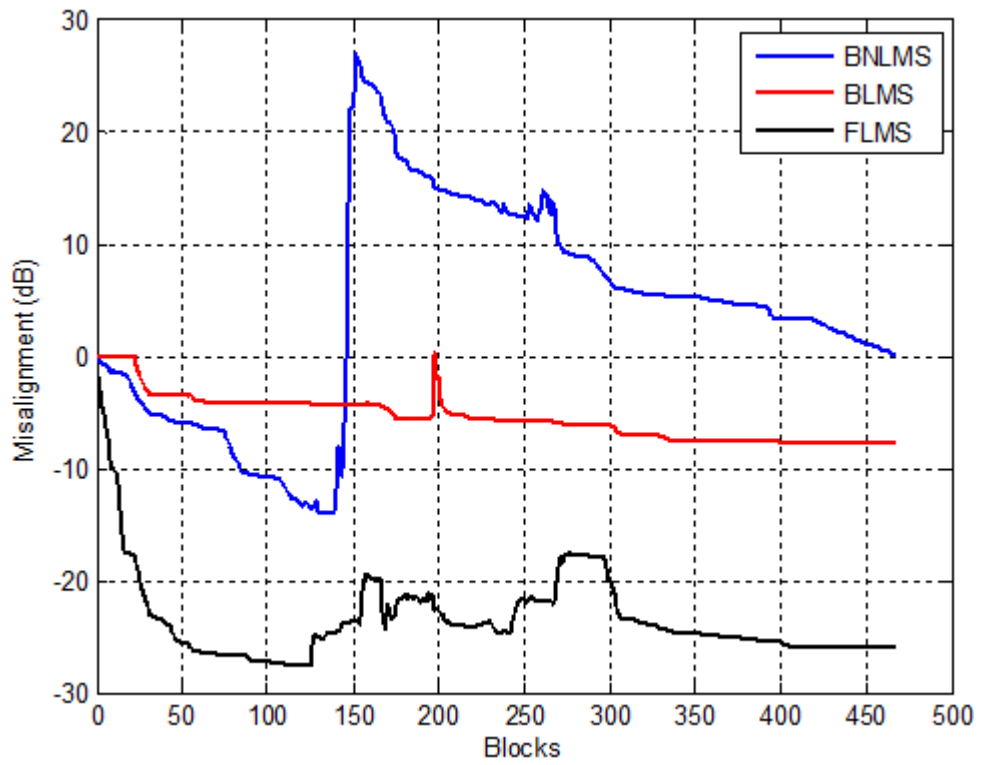


Figure 2.6. « Misalignments » des algorithmes BLMS, BNLMS et FLMS avec le scénario Sc1.

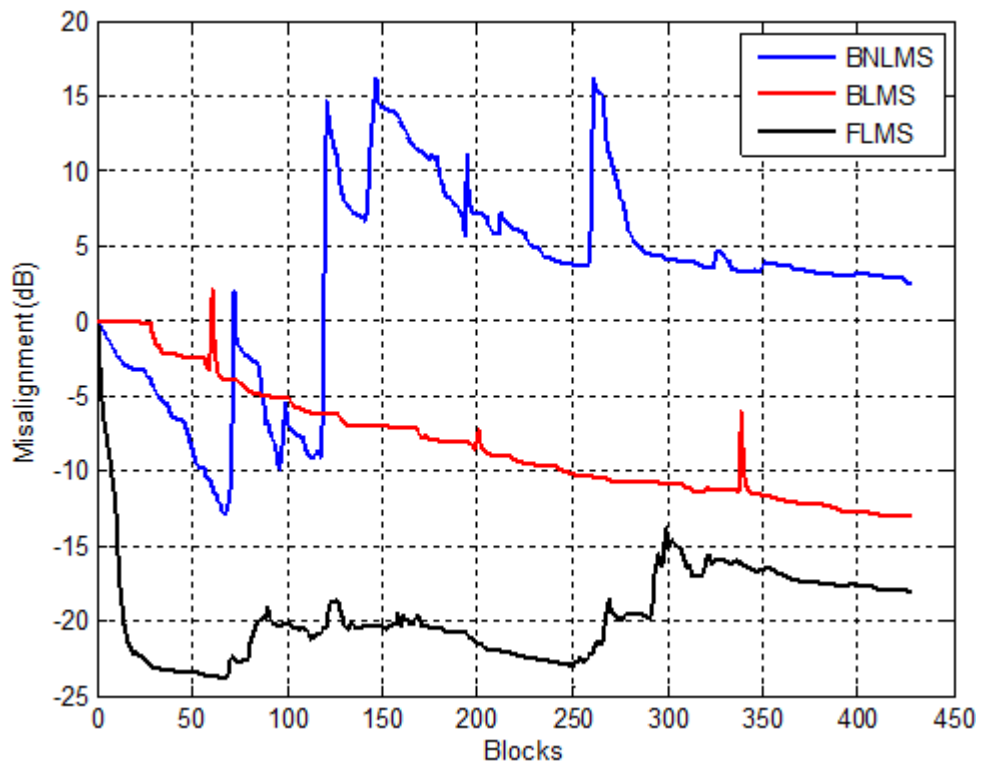


Figure 2.7. « Misalignments » des algorithmes BLMS, BNLMS et FLMS avec le scénario Sc2.

Le FLMS est l'algorithme qui converge le plus rapidement par rapport aux BLMS et BNLMS. Sa divergence est la plus faible pour les deux scénarios en cas de situation de DT. Moins rapide en matière de vitesse de convergence que le FLMS et plus rapide que le BLMS, le BNLMS reste le plus divergeant en cas de situation de DT dépassant ainsi les 30 dB. Le BLMS demeure le plus faible en matière de vitesse de convergence mais jouit par contre de la divergence la plus faible en cas de DT.

Comparativement aux autres algorithmes d'adaptation étudiés ci-dessus, on peut constater que le NLMS dispose d'une vitesse de convergence convenable et présente le plus de divergence en cas de situations de DT. Pour confirmer ce comportement, on effectue dans ce qui suit, un second test utilisant cette fois-ci un autre type de réponse impulsionnelle.

8.2. Evaluation avec réponse impulsionnelle de l'habitacle de voiture

Pour confirmer le comportement de divergence de l'algorithme NLMS, on va évaluer dans ce qui suit le « Misalignment » de cet algorithme en cas de réponse impulsionnelle acoustique correspondant à l'habitacle d'une voiture. Cette évaluation est effectuée en se basant sur la réponse impulsionnelle ayant une longueur $L = 512$, indiquée dans la figure 1.8, et les scénarios utilisés précédemment. On montre dans la figure 2.8, les « Misalignments » obtenus par cet algorithme NLMS avec les scénarios Sc1 et Sc2.

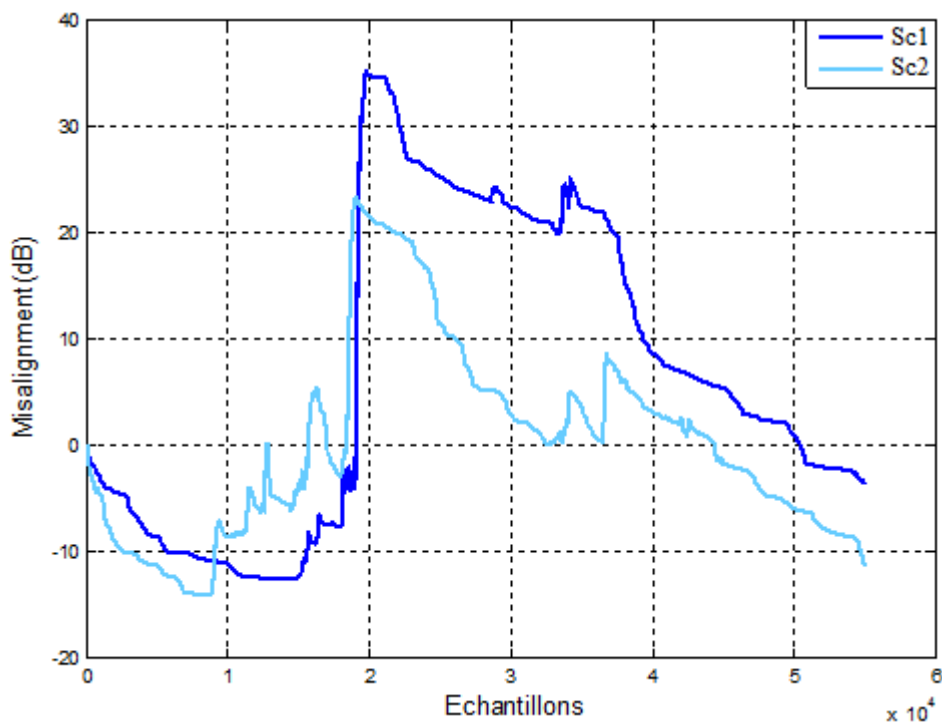


Figure 2.8. « Misalignments » de l'algorithme NLMS avec les scénarios Sc1 et Sc2.

On voit que le NLMS dans ce cas de réponse impulsionnelle acoustique, le filtre diverge toujours de manière plus rapide en cas de situation de DT. Il s'agit d'une divergence qui dépasse les 30 dB pour le scénario Sc1 et 20 dB pour le scénario Sc2, ce qui est dégradant pour la qualité d'écoute en cas de communication entre interlocuteurs. C'est ce qui interpelle la présence d'un DTD permettant de limiter cette divergence.

Sur la base de cette étude menée, il s'avère que l'algorithme NLMS présente tous les atouts en sa faveur pour être sélectionné dans ce travail en tant qu'algorithme d'adaptation de référence. Ses atouts se concrétisent dans sa moindre complexité de calcul et de sa forte divergence nécessitant la présence d'un DTD. La contribution de ce dernier en matière d'impact sur la réduction de la divergence du filtre adaptatif, présente un intérêt particulier, ce qui justifie le choix et l'utilisation de l'algorithme d'adaptation NLMS pour la suite de ce travail.

Conclusion

Ce deuxième chapitre est consacré à l'explication des bases mathématiques de la méthode d'annulation d'écho utilisant le filtrage adaptatif. Les algorithmes d'adaptation cités dans ce cadre, ont été ainsi exposés, en débutant par le filtrage de Wiener, et en terminant par quelques variantes d'algorithmes de type LMS. Les critères d'évaluation des performances en filtrage adaptatif, ont été dans ce cadre présentés. Une étude comparative concernant les performances de l'algorithme NLMS relativement aux autres variantes en matière de « Misalignment », a été effectuée en fin de chapitre, et ce dans un but de choix pour son utilisation dans la suite de ce travail. L'étude de la limitation de la divergence causée par l'algorithme d'adaptation dans un annuleur d'écho à base de DTD, représente un objectif primordial. D'ailleurs, une étude plus détaillée de ces DTDs, sera effectuée dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

La détection de double parole dans l'annulation d'écho

Introduction

L'un des défis majeurs rencontrés lors de l'annulation d'écho réside dans la situation de double-parole, qui survient lorsque les deux locuteurs, lointain et proche, parlent en même temps ou encore lorsque le locuteur local parle seul. A rappeler que les coefficients du filtre adaptatif dans ce cas, changent et provoquent une divergence rapide du filtre, entraînant ainsi une dégradation des performances du système AEC. Le dispositif de détection de double-parole (DTD) serait incontournable dans cette situation, où il permettra d'arrêter l'adaptation en figeant les coefficients du filtre pour éviter sa divergence.

Dans ce chapitre, on présente des exemples de DTDs qui sont proposés dans la littérature avec leurs fondements mathématiques. Ceux qui sont pris comme référence dans ce travail, sont particulièrement décrits. Une méthode objective d'évaluation des performances de ces détecteurs, est décrite en fin de chapitre.

1. Intérêt

La présence du signal du locuteur lointain lors d'une communication, exige de savoir si le signal du locuteur local existe ou non. En cas de double parole, le signal « erreur » contient les deux signaux, à savoir, l'erreur de l'écho estimé et le signal correspondant au locuteur local. Maintenant si ce dernier parle seul, le signal « erreur » contient cette fois-ci celui du locuteur local. Pour ces deux cas de figure, lorsque ce signal « erreur » est utilisé pour la mise à jour des coefficients du filtre, ce dernier diverge et tombe en situation de mauvais fonctionnement en faisant dégrader la qualité d'écoute en conséquence. Il est donc difficile dans ce cadre de prédire quand l'adaptation du filtre devrait être bloquée ou débloquée. Pour remédier à ce problème, on utilise un détecteur de double parole appelé DTD. Son rôle, est de geler l'étape d'adaptation du filtre pendant la présence du signal local afin d'éviter cette divergence. Sans l'intervention de ce détecteur pendant que le locuteur local parle, le processus d'estimation utilisé par l'algorithme d'adaptation va produire des

résultats extrêmement erronés. Comme on peut le constater dans le scénario de la figure 3.1, l'écho acoustique est pratiquement absent lors de la première phase de simple parole (signal d'erreur $e(n)$ presque nul), et ce que ce soit avec ou sans DTD, alors que dans la seconde phase (présence de double parole), ce même signal d'erreur subit un accroissement dû à la présence du signal du locuteur local, augmenté de l'écho acoustique retourné (cas d'absence de DTD). Dans la 3^{ème} phase, où la double parole s'arrête et le locuteur lointain reprend la parole (présence de simple parole), apparaît une différence majeure quant à la présence ou non du DTD. Dans le premier cas où le DTD est absent, on remarque bien l'adaptation des coefficients du filtre qui commence tardivement et l'écho reste omniprésent durant les premiers instants de cette 3^{ème} phase. Dans le second cas où le DTD est présent, l'écho est d'abord minimisé au niveau du signal d'erreur $e(n)$, et est presque éliminé systématiquement dès le début de la 3^{ème} phase, ce qui explique l'intérêt incontournable de la présence du DTD au niveau d'un annuleur d'écho. Nous considérons à cet effet que la qualité d'écoute lors d'une communication téléphonique, est comme étant la plus ou moins grande réjection de l'écho, qui permet d'éviter sa contribution dans la dégradation de la qualité audible d'une communication. La présence d'un DTD peut donc être considérée comme une contribution à l'amélioration de cette qualité d'écoute, permettant ainsi par son action de réduire ou d'éliminer dans de fortes proportions l'influence de cet écho. Le rôle qui lui est attribué est de permettre au filtre d'adapter ses coefficients tant qu'il y a simple parole sur la ligne (locuteur lointain seul), et d'arrêter le fonctionnement de ce filtre en cas de double parole (locuteur local seul, ou parle en même temps avec le locuteur lointain). La décision de ce détecteur doit donc être précise et efficace afin d'assurer une réjection partielle ou totale de cet écho. Le moindre dysfonctionnement de ce dispositif (DTD), engendre une anomalie dans le fonctionnement du filtre adaptatif, ce qui provoquera une désadaptation de celui-ci qui va diverger au lieu de maintenir ou converger vers la solution optimale.

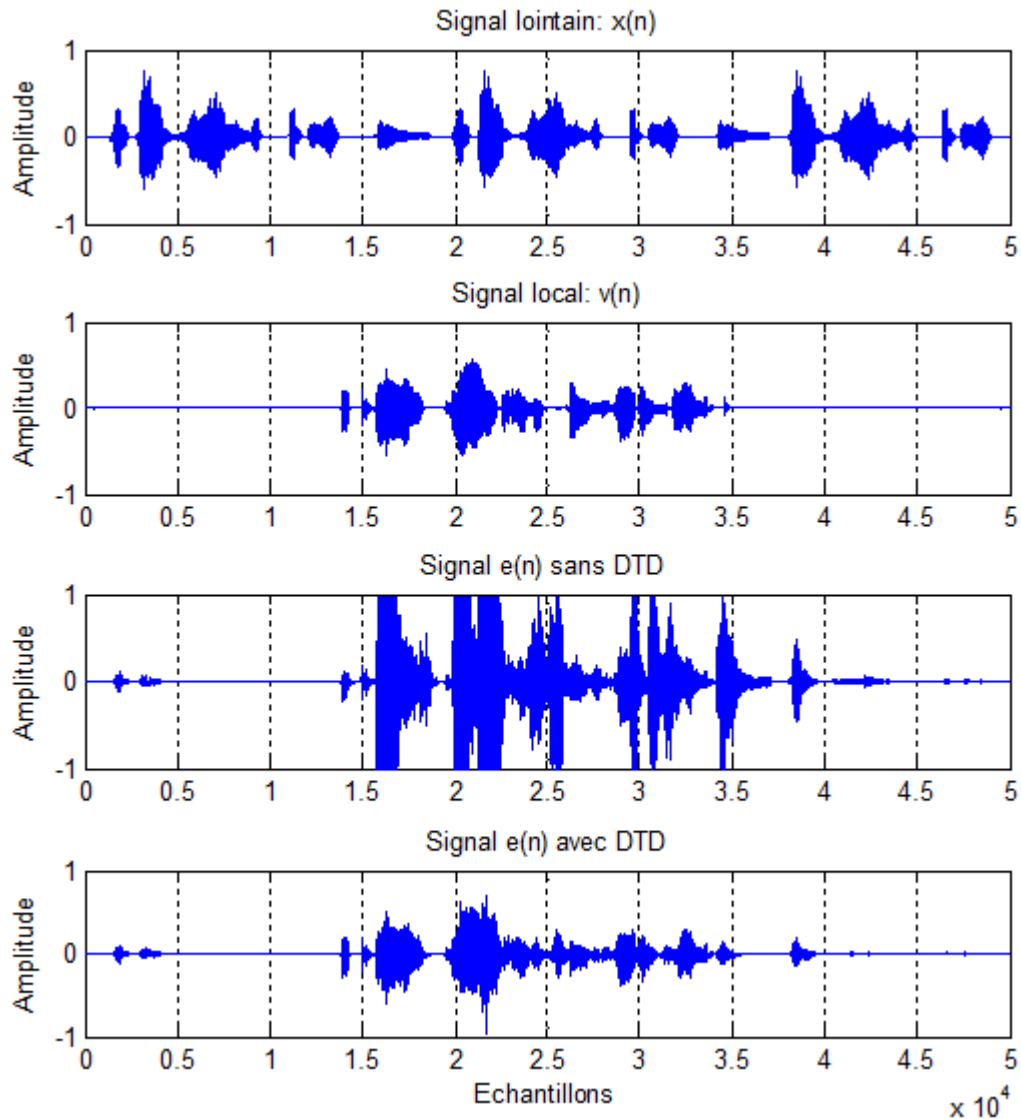


Figure 3.1. Fonctionnement du filtre adaptatif sans et avec DTD.

Pour assurer un bon fonctionnement de ce DTD, il est donc important de veiller à la détection de l'instant d'apparition de double parole. C'est à partir de ce moment-là, où se décide le sort du degré de la qualité d'écoute. Sa dégradation tend à s'accroître en fonction de la divergence du filtre adaptatif. Plus les coefficients de celui-ci tendent à converger vers la solution optimale (erreur minimale), meilleure est donc la qualité d'écoute. Celle-ci demeure proportionnelle au degré de convergence du filtre dont ses coefficients doivent se rapprocher le plus vers les coefficients de la réponse impulsionnelle du canal acoustique. Toutefois, si le DTD manque l'instant de détection (cas d'un retard), le filtre pourrait se désadapter sur le signal double parole dont il ignore les caractéristiques et par conséquent, il aura tendance à diverger. Dans ce cas, le DTD doit réagir le plus rapidement possible pour bloquer le filtre et geler l'adaptation de ses coefficients. Cette situation permet alors au filtre de maintenir ses coefficients constants durant toute la durée de communication en double parole. C'est le cas où la convergence du filtre est maintenue constante.

2. Principe

La structure générale d'un système de communication à base d'un annuleur d'écho acoustique (AEC) équipé d'un DTD est illustrée dans la figure 3.2. Le fonctionnement de ce système repose sur un principe fondamental qui consiste à calculer une variable de détection, notée $\zeta(n)$ à partir des signaux disponibles : le signal lointain $x(n)$, le signal du microphone $d(n)$, le signal d'écho estimé $\hat{y}(n)$ et le signal d'erreur $e(n)$. On compare ensuite cette variable à un seuil T pour décider s'il faut continuer à ajuster les coefficients du filtre adaptatif ou s'arrêter [64, 106].

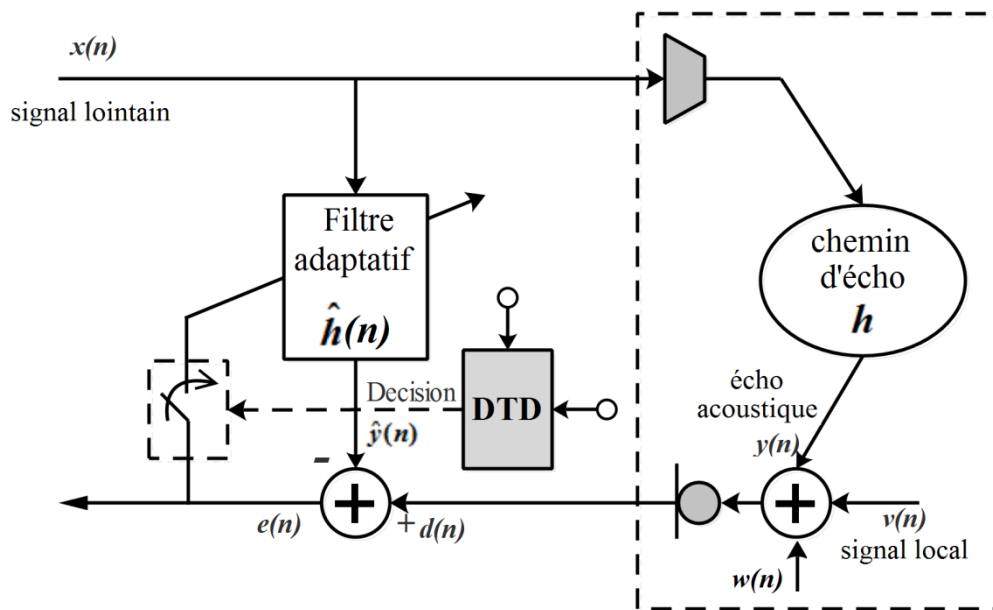


Figure 3.2. Annuleur d'écho acoustique à base de DTD.

Toutes les formes de DTD fonctionnent globalement de manière similaire. Ainsi, les étapes générales du traitement associé sont définies par les éléments suivants :

1. Une variable statistique de détection $\zeta(n)$ est constituée à partir des signaux disponibles : $x(n)$, $d(n)$, $e(n)$ et $\hat{y}(n)$, ainsi que des coefficients estimés $\hat{h}(n)$ du filtre.
2. Cette variable $\zeta(n)$ est ensuite comparée à un seuil prédéfini T ; et si $\zeta(n) < T$, la situation DT est déclarée.
3. Lorsque DT est déclarée, la détection est maintenue pour une durée minimale T_{hold} . Pendant ce temps, l'adaptation du filtre est arrêtée.
4. Si $\zeta(n) \geq T$ pendant une durée T_{hold} , le filtre reprend son adaptation, tandis que la comparaison de $\zeta(n)$ à T continue jusqu'à ce que $\zeta(n) < T$ à nouveau.

La durée de maintien T_{hold} mentionnée aux étapes 3 et 4 est essentielle pour éliminer les fausses détections causées par les fluctuations de la variable de décision. Bien qu'il existe quelques variantes, la majorité des algorithmes de détection de double parole suivent cette structure de base, ne se distinguant que par la méthode utilisée pour former la variable de détection.

Pour un DTD, une variable de décision « optimale » $\zeta(n)$ se présente de la manière suivante :

- (i) $\zeta(n) \geq T$, si il n'y a pas de double parole, ($v(n) = 0$).
- (ii) $\zeta(n) < T$, si il y a une double parole, ($v(n) \neq 0$).
- (iii) lorsque $v(n) = 0$, $\zeta(n)$ est insensible aux variations du chemin d'écho.

Il est nécessaire que le seuil T soit constant, indépendamment des données. Il est également préférable que les décisions soient effectuées sans introduire de retard (ou en réduisant au minimum le retard introduit) dans l'ajustement des coefficients du filtre adaptatif. Sinon, les décisions retardées auront un impact négatif sur l'algorithme AEC.

3. Les détecteurs de double parole

Il y'a plusieurs techniques de détection de double parole utilisées dans les systèmes d'annulation d'écho acoustique. Nous allons dans le cadre de ce travail, présenter quelques-unes d'entre elles que l'on retrouve dans la littérature. Avec un peu plus de détail et d'attention aux algorithmes de Geigel, le détecteur à base d'intercorrélacion, et celui à base d'intercorrélacion normalisée NCC (*Normalized Cross-Correlation*), et ce afin de les comparer plus tard avec le nouveau algorithme que nous proposons par la suite.

3.1. Algorithme DTD de Geigel

Cet algorithme proposé par Geigel, a été largement utilisé pour sa simplicité et sa mise en œuvre facile [20]. Il est généralement dédié aux applications d'écho électrique où le niveau d'écho est généralement inférieur de 6 dB à celui du signal distant. Une comparaison est réalisée entre l'amplitude maximale d'une longueur L_G d'observation du signal $x(n)$ et le dernier échantillon du signal du microphone $d(n)$, en considérant que le signal du locuteur local $v(n)$ est habituellement plus puissant que le signal d'écho $\hat{y}(n)$. La variable de décision est définie de la manière suivante :

$$\xi_G(n) = \frac{\max \{|x(n)|, |x(n-1)|, \dots, |x(n-L_G+1)|\}}{|d(n)|} \quad (3.1)$$

La comparaison est effectuée en prenant la valeur maximale des derniers L_G échantillons de $x(n)$, en raison du retard indéterminé dans le chemin d'écho. Pour les annuleurs d'écho électriques, on fixe souvent le seuil T à 2, étant donné que l'atténuation hybride est généralement d'environ 6 dB ou

supérieure. Toutefois, dans le cadre d'un système AEC, définir un seuil normalisé qui fonctionne de façon constante dans toutes les circonstances est compliqué, puisque l'affaiblissement de l'écho acoustique peut fluctuer grandement selon différents paramètres. Pour L_G , une option facile serait d'établir sa longueur identique à celle du filtre adaptatif L , en supposant que cette longueur couvre le chemin de l'écho.

3.2. Algorithme DTD à base de NCC entre le signal lointain et le signal d'erreur

L'emploi du concept d'intercorrélation entre les signaux mesurés au niveau de l'annuleur AEC a été réalisé pour la première fois dans [22]. Les auteurs suggèrent d'appliquer une estimation de la fonction d'intercorrélation entre le signal du locuteur lointain $x(n)$ et celui de l'erreur $e(n)$, afin de différencier un cas de double parole d'un changement dans le chemin d'écho. On définit alors la moyenne de cette fonction (*Average Cross-Correlation* : ACC) comme suit :

$$ACC(n) = \left[\sum_{i=1}^L |C_i(n)| \right] / L \quad (3.2)$$

Où : $C_i(n)$ représente les coefficients d'intercorrélation entre $x(n-i)$ et $e(n)$.

L : est la longueur du filtre adaptatif.

les coefficients de l'intercorrélation $C_i(n)_{i=1,2,\dots,L}$, sont adaptés en utilisant l'algorithme de pondération récursive exponentielle (*exponential recursive weighting algorithm*) [107] :

$$P_e^2(n) = \alpha P_e^2(n-1) + (1-\alpha)e^2(n) \quad (3.3)$$

$$P_i^2(n) = \alpha P_i^2(n-1) + (1-\alpha)x^2(n-i) \quad (3.4)$$

$$P_{e,i}(n) = \alpha P_{e,i}(n-1) + (1-\alpha)e(n)x(n-i) \quad (3.5)$$

$$C_i(n) = \frac{P_{e,i}(n)}{P_e(n) \times P_i(n)}, \quad i = 1, 2, \dots, L \quad (3.6)$$

Où α représente le coefficient de pondération récursive exponentielle qui définit à la fois la constante de temps et la précision de l'estimation de l'algorithme de pondération récursive exponentielle. Une faible valeur de α permet d'améliorer la capacité à suivre les variations temporelles du signal, cependant cela se fait au détriment de la précision de l'estimation. Typiquement, pour des signaux à variations temporelles lentes, on utilise généralement une valeur de α comprise entre 0.9 et 1.

Le DTD fonctionne de la manière suivante :

- a) Si $ACC(n) \leq T$, Le DTD décide que l'annuleur d'écho a atteint la convergence. Afin de prévenir l'impact du DT sur l'annuleur, l'adaptation est gelée.
- b) Si $ACC(n) > T$, Le DTD décide que soit l'annuleur d'écho n'a pas convergé correctement ou si le chemin d'écho a été modifié, ce qui entraîne une adaptation continue.

Il est essentiel de choisir soigneusement le seuil T . Une valeur élevée de ce seuil entraîne une difficulté accrue à suivre les modifications du chemin d'écho, pendant les périodes de DT, une faible valeur entraîne une augmentation du bruit de « Misalignment ». Selon la suggestion des auteurs, T devrait légèrement dépasser la valeur de $ACC(n)$ en état stable.

3.3. Algorithme DTD à base de NCC entre le signal lointain et le signal du microphone

La même approche de la section 3.2 a été employée dans les références [23] et [108], mais en tenant compte de l'intercorrélacion entre le signal $x(n)$ et le signal capté par le microphone $d(n)$, ce qui a effectivement conduit à une amélioration des performances. Dans la référence [24], les auteurs ont employé le vecteur d'intercorrélacion entre le vecteur $\mathbf{x}(n)$ et le scalaire $d(n)$ tel que défini ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 c_{xd} &= \frac{E\{\mathbf{x}(n)d(n)\}}{\sqrt{E\{\mathbf{x}^2(n)\}E\{d^2(n)\}}} \\
 &= \frac{r_{xd}}{\sigma_x \sigma_d} \\
 &= [c_{xd,1} \ c_{xd,2} \ \dots \ c_{xd,L}]
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Où : $E\{\cdot\}$ représente l'espérance mathématique et $c_{xd,i}$, le coefficient d'intercorrélacion entre $x(n-i)$ et $d(n)$.

L'idée est de comparer :

$$\xi = \|c_{xd}\|_{\infty} = \max_i |c_{xd,i}|, \quad i = 1, 2, \dots, L \tag{3.8}$$

à un seuil T .

La règle de décision est simple: on a une situation de DT si $\xi(n) < T$.

Bien que la norme l_{∞} dans l'équation (3.8) puisse sembler plus naturelle, d'autres grandeurs telles que l_1 et l_2 peuvent également être employées.

Etant donné la difficulté de déterminer une valeur appropriée pour le seuil T , qui doit rester constant et indépendant des données utilisées, et la variable de décision $\xi(n)$, qui doit être insensible aux variations du chemin d'écho lorsque $v(n)=0$, une autre méthode de normalisation du vecteur d'intercorrélacion est proposée. Celle-ci fonctionne de la manière suivante :

On suppose que $v(n)=0$, et dans ce cas :

$$\sigma_d^2 = \mathbf{h}^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{h} \quad (3.9)$$

Étant donné que $d(n) = \mathbf{h}^T \mathbf{x}(n)$, on obtient :

$$r_{xd} = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{h} \quad (3.10)$$

et l'équation (3.9) peut être reformulée comme suit :

$$\sigma_d^2 = \mathbf{r}_{xd}^T \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xd} \quad (3.11)$$

Généralement, si $v(n) \neq 0$, on obtient :

$$\sigma_d^2 = \mathbf{r}_{xd}^T \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xd} + \sigma_v^2 \quad (3.12)$$

En effectuant la division de l'équation (3.11) par σ_d^2 et en prenant la racine carrée, on parvient à déterminer la variable de décision :

$$\begin{aligned} \xi &= \sqrt{\mathbf{r}_{xd}^T (\sigma_d^2 \mathbf{R}_{xx})^{-1} \mathbf{r}_{xd}} \\ &= \|c_{xd}\|_2 \end{aligned} \quad (3.13)$$

avec :

$$c_{xd} = (\sigma_d^2 \mathbf{R}_{xx})^{-1/2} \mathbf{r}_{xd} \quad (3.14)$$

qui est appelé : vecteur d'intercorrélation entre \mathbf{x} et d .

En remplaçant les équations (3.9) et (3.12) dans l'équation (3.13), la variable de décision s'exprime comme suit :

$$\xi = \frac{\sqrt{\mathbf{h}^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{h}}}{\sqrt{\mathbf{h}^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{h} + \sigma_v^2}} \quad (3.15)$$

Il est donc possible de conclure que : pour $v(n)=0$, $\zeta(n)=1$ et pour $v(n) \neq 0$, $\zeta(n) < 1$. Dans ce contexte, $\zeta(n)$ ne prend pas en compte les changements du chemin d'écho lorsque $v(n)=0$.

Il est à noter qu'une version simplifiée de cette méthode est suggérée dans [109], et fonctionne de la manière suivante :

On peut réécrire l'équation (3.13) comme suit:

$$\xi^2(n) = \frac{\mathbf{r}_{xd}^T(n) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n) \mathbf{r}_{xd}(n)}{\sigma_d^2(n)} \quad (3.16)$$

Pour des raisons de facilité, on prend en compte le carré de la variable décision pour effectuer le calcul. On peut estimer les variables de corrélation de la manière suivante :

$$\mathbf{r}_{xd}(n) = \alpha \mathbf{r}_{xd}(n-1) + \mathbf{x}(n)d(n) \quad (3.17)$$

$$\mathbf{R}_{xx}(n) = \alpha \mathbf{R}_{xx}(n-1) + \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n) \quad (3.18)$$

$$\sigma_d^2(n) = \alpha \sigma_d^2(n-1) + d^2(n) \quad (3.19)$$

3.4. Algorithme DTD à base de NCC entre le signal du microphone et le signal d'erreur

Une autre méthode, basée sur l'intercorrélation utilisant d'autres signaux disponibles dans l'annuleur AEC, a été proposée dans [110]. Les auteurs y appliquent la même approche que celle décrite dans [38], mais en utilisant le signal du microphone $d(n)$ et le signal d'erreur $e(n)$.

L'expression obtenue est formulée comme suit :

$$\begin{aligned} r_{ed} &= E\left[\left(\mathbf{y} + \mathbf{v} - \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{x}\right)\left(\mathbf{y} + \mathbf{v}\right)^T\right] \\ &= E\left[\left(\mathbf{h}^T \mathbf{x} - \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{x} + \mathbf{v}\right)\left(\mathbf{h}^T \mathbf{x} + \mathbf{v}\right)^T\right] \\ &= E\left[\left(\mathbf{h}^T \mathbf{x} - \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{x}\right)\mathbf{h}^T \mathbf{x} + \mathbf{v}\mathbf{v}^T\right] \\ &= \left(\mathbf{h}^T - \hat{\mathbf{h}}^T\right)\mathbf{R}_{xx}\mathbf{h} + \sigma_v^2 \end{aligned} \quad (3.20)$$

Ainsi, on calcule la nouvelle variable de décision :

$$\xi = 1 - \frac{r_{ed}}{\sigma_d^2} \quad (3.21)$$

En substituant (3.9) (avec $v(n) \neq 0$) et (3.20) dans (3.21), on obtient :

$$\begin{aligned} \xi &= 1 - \frac{\left(\mathbf{h}^T - \hat{\mathbf{h}}^T\right)\mathbf{R}_{xx}\mathbf{h} + \sigma_v^2}{\mathbf{h}^T\mathbf{R}_{xx}\mathbf{h} + \sigma_v^2} \\ &= \frac{\hat{\mathbf{h}}^T\mathbf{R}_{xx}\mathbf{h}}{\mathbf{h}^T\mathbf{R}_{xx}\mathbf{h} + \sigma_v^2} \end{aligned} \quad (3.22)$$

On observe dans cette équation que, lorsque $v(n) = 0$, $\xi(n)$ est très proche de 1, tandis que lorsque $v(n) \neq 0$, $\xi(n) < 1$.

Les valeurs de r_{ed} et σ_d^2 dans l'équation (3.21) sont précises, mais ne sont pas accessibles en pratique. Ainsi, la variable de décision finale est définie comme suit :

$$\xi = 1 - \frac{\hat{r}_{ed}}{\hat{\sigma}_d^2} \quad (3.23)$$

Ces valeurs sont estimées à l'aide de l'algorithme de pondération récursive exponentielle [107], de la manière suivante :

$$\hat{r}_{ed}(n) = \alpha \hat{r}_{ed}(n-1) + (1-\alpha)e(n)d(n) \quad (3.24)$$

$$\hat{\sigma}_d^2(n) = \alpha \hat{\sigma}_d^2(n-1) + (1-\alpha)d^2(n) \quad (3.25)$$

Dans ce contexte, les variables $d(n)$ et $e(n)$ désignent les échantillons des signaux du microphone et de l'erreur à l'instant n , tandis que α représente le coefficient de pondération récursive.

Si $\xi(n) < T$, le signal du locuteur local influence donc l'échantillon $d(n)$ et une décision concernant DT est alors prise.

3.5. Algorithme DTD basé sur la cohérence

Dans [21], les auteurs suggèrent de construire la variable de décision en s'appuyant sur la cohérence quadratique plutôt que sur le vecteur d'intercorrélacion. Leur approche consiste à évaluer la cohérence entre $x(n)$ et $d(n)$. Cette cohérence tend vers 1 en cas de simple parole et vers 0 dans des situations de double parole. La figure 3.3 illustre un exemple d'estimation de la cohérence entre le signal capté par le microphone et celui émis par le haut-parleur, aussi bien en présence qu'en absence de double parole.

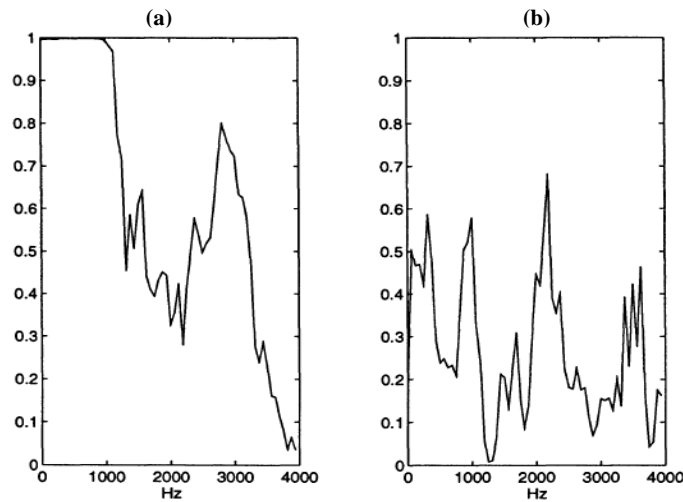


Figure 3.3. Fonction d'estimation de la cohérence :

(a) cas de simple parole sans la présence de bruit, (b) cas de double parole [21].

La cohérence quadratique est donnée par :

$$\gamma_{xd}^2(k) = \frac{|S_{xd}(k)|^2}{S_{xx}(k)S_{dd}(k)} \quad (3.26)$$

Dans cette équation, $S(k)$ représente la transformée de Fourier discrète, où k est l'indice de fréquence. En tant que critère de décision, une moyenne des fréquences est utilisée pour construire la variable de décision :

$$\xi = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \gamma_{xd}^2(k_i) \quad (3.27)$$

Où : I représente le nombre d'intervalles sélectionnés. Un choix courant pour ce paramètre est $I=3$ et k_0 , k_1 et k_2 correspondant aux intervalles centrés approximativement sur 300 Hz, 1200 Hz, et 1800 Hz respectivement. En pratique, cette configuration permet d'obtenir des performances significativement supérieures à la moyenne sur l'ensemble de la plage de fréquences. Cela s'explique par le faible rapport signal/bruit dans les hautes fréquences, sachant que le spectre moyen de la parole diminue d'environ 6 dB par octave au-delà de 2 kHz.

On peut estimer les spectres dans l'équation 3.26 qui peut être réalisée à l'aide de techniques de fenêtrage multiples [111, 112].

3.6. Algorithme DTD basé sur la détection de l'enveloppe du signal

Une autre technique existe au niveau des annuleurs AEC, mais basée sur la détection de l'enveloppe du signal, est utilisée [113]. Cette enveloppe est détectée dans ce cas pour chacun des trois signaux: le signal lointain, le signal microphone, et l'écho estimé. Une fonction de détection est établie par la suite à partir des enveloppes détectées et comparée à un seuil. Un seuil dynamique est également ajouté afin d'améliorer la précision de l'algorithme.

Le schéma fonctionnel de cette technique illustré dans la figure 3.4, repose sur une comparaison entre l'énergie du signal du microphone et celle du signal lointain, de façon similaire à l'algorithme de Geigel. Toutefois, ce dernier utilise une comparaison des valeurs absolues, ce qui entraîne une détection caractérisée par des variations rapides ; cette technique est basée sur le calcul de l'enveloppe du signal plutôt que sur les valeurs absolues. Elle démontre une précision notable en comparaison avec les algorithmes de Geigel et ceux basés sur la corrélation. Son calcul a une complexité bien supérieure à celle de l'algorithme de Geigel, mais il reste assez faible, ce qui facilite l'utilisation de cette technique dans les systèmes de communication.

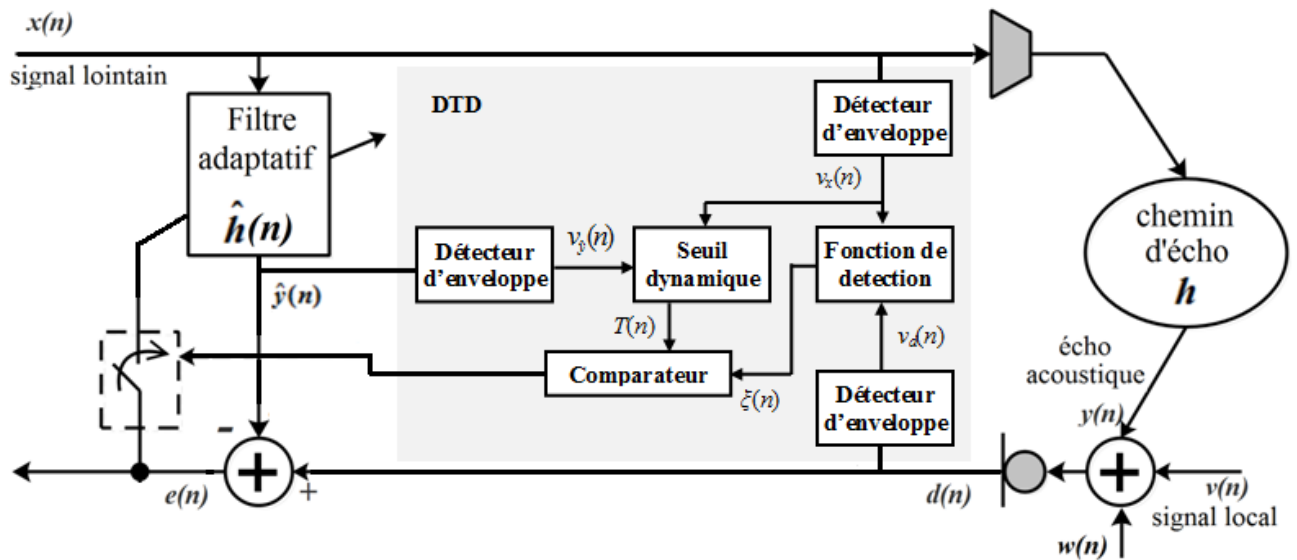


Figure 3.4. Schéma global du DTD à base de la détection de l'enveloppe du signal [112].

3.7. Algorithme DTD à base de NEVD et DSD

Le schéma fonctionnel de l'annuleur d'écho acoustique équipé du DTD proposé par les auteurs est illustré dans la figure 3.5 [114]. Ce DTD comprend un détecteur de voix proche (NEVD), un détecteur double-à-simple (DSD) et deux filtres auxiliaires. Les rôles du NEVD et du DSD sont de contrôler le fonctionnement ou l'arrêt du filtre adaptatif. Les filtres auxiliaires servent à sauvegarder les bonnes estimations du trajet de l'écho et à empêcher la divergence du filtre adaptatif.

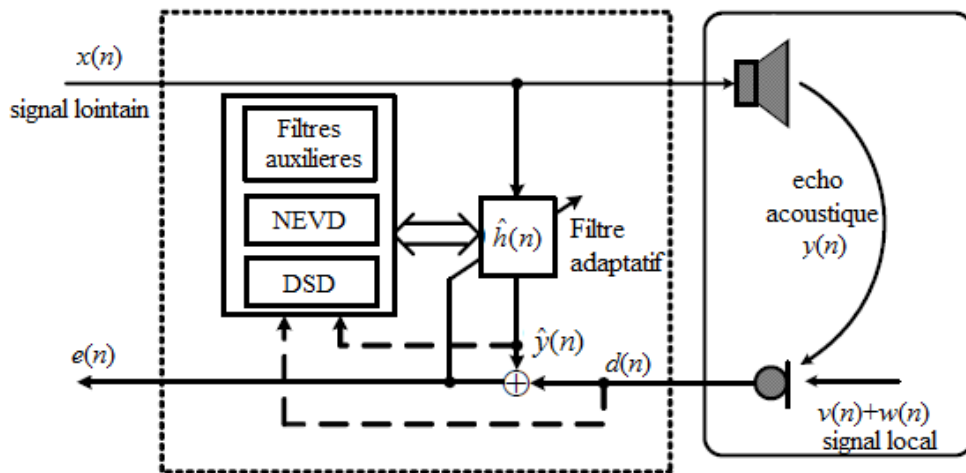


Figure 3.5. Structure du DTD à base de NEVD et DSD [113].

- **Indicateur NEVD $\xi(n)$:**

L'indicateur NEVD $\xi(n)$ est défini comme suit :

$$\xi(n) = \sqrt{\sigma_{\hat{y}}^2(n) / \sigma_d^2(n)} \quad (3.28)$$

Où $\sigma_{\hat{y}}^2(n)$ et $\sigma_d^2(n)$ sont des variances estimées de $\hat{y}(n)$ et $d(n)$, respectivement. Elles sont calculées de manière récursive :

$$\sigma_{\hat{y}}^2(n) = \alpha \sigma_{\hat{y}}^2(n-1) + (1-\alpha) \hat{y}^2(n) \quad (3.29)$$

Et :

$$\sigma_d^2(n) = \alpha \sigma_d^2(n-1) + (1-\alpha) d^2(n) \quad (3.30)$$

Où α est un facteur de lissage, $0 < \alpha < 1$. L'idée est de comparer $\xi(n)$ avec un seuil prédéfini T_1 pour déterminer si une parole proche $v(n)$ se produit.

- **Indicateurs DSD $\zeta(k)$:**

L'un des problèmes majeurs rencontrés dans les annuleurs AEC, est la détection du passage entre les modes double parole (DT) et simple parole (ST). Si le détecteur déclare ST de manière incorrecte, le filtre adaptatif serait obligé de mettre à jour les coefficients au cours de la phase DT. Cette situation peut se produire dans les cas de parole faible ou de courtes périodes de silence de la parole proche (locuteur local), ce qui entraînerait une divergence du filtre adaptatif. Les auteurs proposent un nouveau schéma avec des indicateurs DSD pour atténuer ce problème. Les indicateurs DSD $\zeta(k)$, $k = 1, 2, \dots, J$, sont remis à zéro lorsque l'annuleur déclare le mode DT à partir du mode ST. Après cela, les indicateurs DSD sont mis à jour pour chaque L échantillons du signal. Tout d'abord, la valeur de $\zeta(k)$ est copiée dans $\zeta(k-1)$ pour $k = 2, 3, \dots, J$, ensuite $\zeta(J)$ est calculée comme la moyenne des L derniers indicateurs NEVD.

- **Règles de décision :**

Les règles de décision de l'algorithme de ce DTD sont comme suit :

Définir un paramètre d'état de la DT $S_{DT}(n) = 1$ s'il est en mode DT, et $S_{DT}(n) = 0$ pour le mode ST. A l'échantillon n , en supposant $S_{DT}(n-1) = 0$, $\zeta(n)$ est calculé et comparé à un seuil T_1 . Si $\zeta(n)$ est supérieur à T_1 , le système est toujours en mode ST ; si non, le système déclare l'entrée en mode DT et définit $S_{DT}(n) = 1$. Considérons maintenant la situation dans laquelle $S_{DT}(n-1) = 1$. Si tous

les indicateurs DSD $\zeta(k)$ sont supérieurs à un seuil prédéfini T_2 , le système déclare le mode ST et définit $S_{DT}(n) = 0$, si non, le système est toujours en mode DT.

3.8. Algorithme DTD basé sur la variance de l'erreur

Dans cette méthode, il est proposé une variation du signal d'erreur $e(n)$ pour détecter les périodes de DT [115]. Pour cela, une trame de M échantillons récents de l'historique du signal d'erreur est définie comme suit :

$$\mathbf{e}_M(n) = [e(n) e(n-1) \dots e(n-M+1)]^T \quad (3.31)$$

Ce cadre est utilisé pour détecter les périodes DT où est exploité le changement, en se basant sur la variance du signal d'erreur pour détecter l'activité du signal proche (local), et en calculant par conséquent la variable de décision comme suit:

$$\xi_V(n) = 1 - |\max[|\mathbf{e}_M(n)|] - \text{var}[\mathbf{e}_M(n)]| \quad (3.32)$$

où, $\max[.]$ et $\text{var}[.]$ sont le maximum et la variance de la trame, respectivement.

La DT est déclarée (DTD=1), si $\xi_V(n) < T_V$, où T_V est un seuil constant.

La figure 3.6 montre la structure du DTD proposé dans cette méthode. L'objectif principal derrière cette structure, est d'accélérer la vitesse de convergence de l'algorithme d'adaptation du filtre adaptatif et réduire l'erreur en régime permanent. Son principe repose sur une superposition d'un court segment stationnaire inefficace de bruit blanc gaussien additif (AWGN) au début du signal de parole distant reçu.

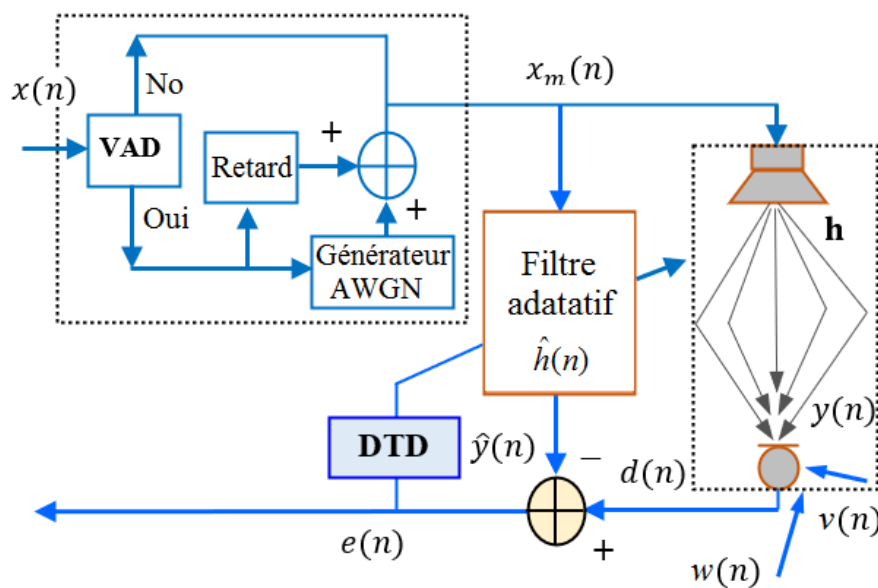


Figure 3.6. Structure du DTD basé sur la variance de l'erreur [115].

Le bloc ajouté dans cette structure du système d'annulation d'écho acoustique est considéré comme un bloc de prétraitement qui accélère la vitesse de convergence et facilite le processus de détection de DT. Ce bloc est composé de trois sous-blocs principaux qui sont les suivants :

a- Le sous-bloc de détection d'activité vocale (VAD) qui est utilisé pour détecter la présence du signal vocal distant $x(n)$ et déclencher les sous-blocs suivants.

L'activité du signal vocal distant est déclarée comme suit :

$$\text{VAD} = \begin{cases} 0, & \text{si } x(n) \text{ est absent (Non)} \\ 1, & \text{si } x(n) \text{ est présent (Oui)} \end{cases} \quad (3.33)$$

b- Le sous-bloc de retard est considéré pour créer une courte période de retard t_d dans le signal distant reçu $x(n)$, si le haut-parleur distant est actif.

c- Le rôle du générateur AWGN est de produire un court segment stationnaire de bruit blanc gaussien additif $n_\sigma(n)$ dans la période de retard générée avec une moyenne nulle et des valeurs de variance σ inefficaces par rapport à l'énergie du signal de parole proche. Cette étape peut accélérer le processus de convergence du filtrage adaptatif et aider à l'apprentissage des coefficients. Le signal de parole proche $x_m(n)$ résultant de cette nouvelle structure est défini comme suit :

$$x_m(n) = \begin{cases} x(n) & \text{si } \text{VAD} = 0 \\ n_\sigma(n) + x(n) & \text{si } \text{VAD} = 1 \end{cases} \quad (3.34)$$

3.9. Algorithme DTD basé sur l'extraction de caractéristiques vocales

Les auteurs proposent dans ce cadre, un algorithme de DTD basé sur l'extraction des caractéristiques de la parole à partir des signaux de parole du microphone et de l'extrémité distante. L'objectif principal consiste à différencier ces signaux afin d'identifier les périodes de double parole (DT). Cette méthode s'articule autour de deux étapes : l'extraction des caractéristiques et l'évaluation de la similarité, servant à prendre la décision concernant la présence de DT [116].

- **Extraction de caractéristiques**

Deux trames d'observations récentes de l'extrémité distante et des signaux normalisés du microphone, est utilisée comme suit :

$$\mathbf{x}_M(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-M+1)]^T \quad (3.35)$$

$$\mathbf{d}_M(n) = [d(n) \ d(n-1) \ \dots \ d(n-M+1)]^T \quad (3.36)$$

Pour chaque trame, un vecteur caractéristique $V(n)$ contenant quatre caractéristiques de la parole, est calculé : Energie $E_n(\cdot)$, écart type $std(\cdot)$, valeur maximale $max(\cdot)$, Log-énergie $E_s(\cdot)$, et est défini comme suit :

$$V(n) = [\alpha_1 E_n(f) \quad \alpha_2 std(f) \quad \alpha_3 max(f) \quad (\alpha_4 + E_s(f)) / \alpha_4] \quad (3.37)$$

Où : $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ sont des paramètres de normalisation positifs.

De plus, l'énergie de la n-ième image f est donnée par :

$$E_n(n) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M f^2(i) \quad (3.38)$$

Où $f(i)$ est le i-ème échantillon de la trame f , $M \leq L$.

L'autre descripteur log-énergie $E_s(n)$ de la n-ième trame f est défini comme :

$$E_s(n) = 10 \log_{10} \left(c + \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M f^2(i) \right) \quad (3.39)$$

Où c , est une constante positive qui a une valeur de 10^{-5} .

- **Décision de double parole**

Pour détecter les périodes de DT, une variable de décision $\xi_{SFE}(n)$ (décision d'extraction des caractéristiques de la parole) est calculée à chaque itération. Elle est définie par la distance euclidienne entre les deux vecteurs caractéristiques $V_x(n)$ et $V_d(n)$ des trames de signaux : lointain et microphone respectivement. La variable de décision est donnée comme suit :

$$\xi_{SFE}(n) = 1 - (\|V_x(n) - V_d(n)\| - \beta \hat{\sigma}_b^2) \quad (3.40)$$

Où : $\|V_x(n) - V_d(n)\|$ désigne la distance euclidienne entre les deux vecteurs $V_x(n)$, $V_d(n)$ et β est une constante positive. $\hat{\sigma}_b^2$ est la valeur de variance estimée du bruit de fond.

Un seuil dynamique est utilisé par la suite en fonction de l'activité vocale proche où un module de détection d'activité vocale (VAD) basé sur l'énergie de la trame proche est développé comme suit :

$$VAD = \begin{cases} 1, & \text{si } E_n(n) \geq T_{VAD} \\ 0, & \text{si } E_n(n) < T_{VAD} \end{cases}$$

Où T_{VAD} est la valeur seuil de la VAD. La valeur seuil T_{SFE} pour la décision DT est définie par :

$$T_{SFE} = \begin{cases} T_{SFE1}, & \text{si VAD=1} \\ T_{SFE2}, & \text{si VAD=0} \end{cases}$$

T_{SFE1} , T_{SFE2} sont des seuils constants.

La détection de DT par cette méthode est effectuée comme suit :

$$DTD = \begin{cases} \xi_{SFE}(n) \geq T_{SFE}, & DTD = 0 \\ \xi_{SFE}(n) < T_{SFE}, & DTD = 1 \end{cases}$$

4. Evaluation des performances des DTDs

Pour évaluer les performances de DTDs, une méthode d'évaluation objective est proposée dans [108]. La détection des situations de DT est considérée comme un problème de détection binaire classique, où la théorie de la détection déjà utilisée dans les applications RADAR est encore appliquée pour résoudre ce problème.

Les critères d'évaluation utilisés dans ce cas, sont définis comme suit :

La probabilité de fausse alarme (P_f) pour chaque seuil, est calculée sans tenir compte du signal local $v(n)$:

$$P_f = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \bar{x}(n)\phi(n) \quad (3.41)$$

$\phi(n)$: est la variable binaire de décision du DTD (1 pour simple parole et 0 pour double parole).

N , étant le nombre d'échantillons du signal $x(n)$.

$\bar{x}(n)$ et $\bar{v}(n)$: sont les détections de l'activité vocale (*Voice Activity Detection* : VAD) des signaux lointain $x(n)$ et local $v(n)$ respectivement.

La VAD est une variable binaire déterminée, en calculant l'énergie moyenne du signal sur une fenêtre donnée et en la comparant à un seuil prédéterminé [117].

La probabilité de détection échouée, est calculée avec la prise en compte du signal local $v(n)$ comme suit :

$$P_m = 1 - \frac{\sum_{n=1}^N \bar{x}(n)\bar{v}(n)\phi(n)}{\sum_{n=1}^N \bar{x}(n)\bar{v}(n)} \quad (3.42)$$

- La probabilité de fausse alarme (P_f), définie comme la probabilité d'identifier une situation de double parole alors qu'il s'agit en réalité d'une simple parole.
- La probabilité de détection (P_d), qui correspond à la probabilité de réussir une détection DT
- La probabilité d'échec de détection ($P_m = 1 - P_d$), définie comme la probabilité de ne pas détecter une situation DT lorsqu'elle est présente.

Un DTD efficace vise à maximiser la probabilité de détection (P_d) tout en minimisant la probabilité de fausse alarme (P_f), même dans des conditions de rapport signal sur bruit (SNR) faible. En général, une P_d élevée est atteinte avec une P_f également plus élevée. [108, 118].

Une approche commune pour caractériser et évaluer les performances d'un DTD, consiste à représenter la caractéristique de détection P_d (ou P_m) comme une fonction du SNR sous une contrainte donnée sur la probabilité de fausse alarme P_f qui peut être interprétée comme le taux maximum tolérable de fausse alarme.

Conclusion

Dans ce chapitre, une attention particulière a été consacrée au DTD, élément fondamental d'un système AEC de communication. Son principe de fonctionnement a été abordé de manière plus détaillée, enrichi d'une liste non exhaustive d'exemples d'algorithmes de détection DT utilisés au niveau des annuleurs d'écho acoustique les plus connus dans la littérature. Les fondements mathématiques décrits de ces derniers ont bien montrés les différences essentielles situées au niveau des combinaisons des signaux d'entrée utilisés pour le calcul de la variable de décision, et aussi la méthode de calcul adoptée. Une méthode objective d'évaluation des performances de ces DTDs, a été par conséquent décrite en fin de ce chapitre.

Faut-il souligner, que l'intérêt attendu d'un DTD, est notamment sa caractéristique quant à son comportement vis-à-vis des situations de DT et donc sa contribution directe à la performance de l'algorithme d'adaptation auquel sont liés les comportements de convergence et de divergence des coefficients du filtre adaptatif. La performance du DTD stipule aussi sa moindre complexité de calcul indispensable au traitement temps-réel.

Le chapitre suivant, est dédié à notre contribution consacrée au développement d'un nouveau DTD avec évaluation de ses performances.

Chapitre 4

Mise en œuvre et évaluation de l'algorithme DTD proposé

Introduction

Le travail qu'on va présenter dans ce chapitre, vise une étude portant sur l'évaluation des performances d'un des algorithmes d'adaptation de type LMS, connus pour leur simplicité, leur vitesse relative de convergence et leur importante divergence en cas de situations de DT. L'évaluation de la réduction d'impact de la divergence de ce type d'algorithmes dans un annuleur d'écho acoustique à base de DTD, est le principal objectif attendu dans ce travail. Toute l'importance réside dans la réaction du DTD et de sa contribution dans la limitation de cet impact. D'ailleurs, le nouveau DTD proposé, qu'on va présenter dans ce chapitre, mariant à la fois efficacité et moindre complexité, permettra de montrer sa contribution dans la limitation de la divergence des coefficients du filtre adaptatif, utilisant le NLMS comme algorithme d'adaptation. L'évaluation des performances de cet algorithme en présence du DTD proposé, exprime tout l'intérêt de cette étude.

Dans ce chapitre, une mise en œuvre de l'algorithme DTD proposé est d'abord présentée. Une évaluation des performances de ce dernier, en comparaison avec les deux autres algorithmes DTD, à savoir Geigel et NCC, pris comme référence, est ensuite effectuée. Une étude du comportement de l'algorithme d'adaptation NLMS en présence du DTD proposé, est introduite en fin de chapitre, dans le but de quantifier la contribution apportée par ce dernier, à cet algorithme NLMS utilisé dans l'adaptation des coefficients du filtre adaptatif, présent au niveau de l'annuleur d'écho.

1. Mise en œuvre de l'algorithme DTD proposé

1.1. Principe

Dans cette partie introductive, on va proposer notre contribution de conception d'un nouveau algorithme DTD[119], dont la finalité est de garantir une réaction rapide en matière de détection de situations de DT, et aussi de robustesse vis-à-vis des environnements hostiles, tout en gardant une complexité de calcul moindre. Cela va dans le sens d'entretenir une convergence de l'algorithme d'adaptation, tout en évitant, ou du moins limitant, sa divergence en cas de situations de DT.

L'algorithme DTD proposé repose sur l'usage de trois signaux d'entrée pour le contrôle du DTD, où le rapport de la somme des énergies de l'écho estimé $\hat{y}(n)$ et du signal du microphone $d(n)$, à l'énergie du signal d'erreur $e(n)$, produit une variable de décision qui agit sur le blocage/déblocage du processus d'adaptation, en cas de changement de situation entre simple et double parole, ou éventuellement lors de l'apparition de fortes perturbations ou encore de changements brusques dans le canal acoustique (réponse impulsionnelle). La figure 4.1 présente le principe proposé.

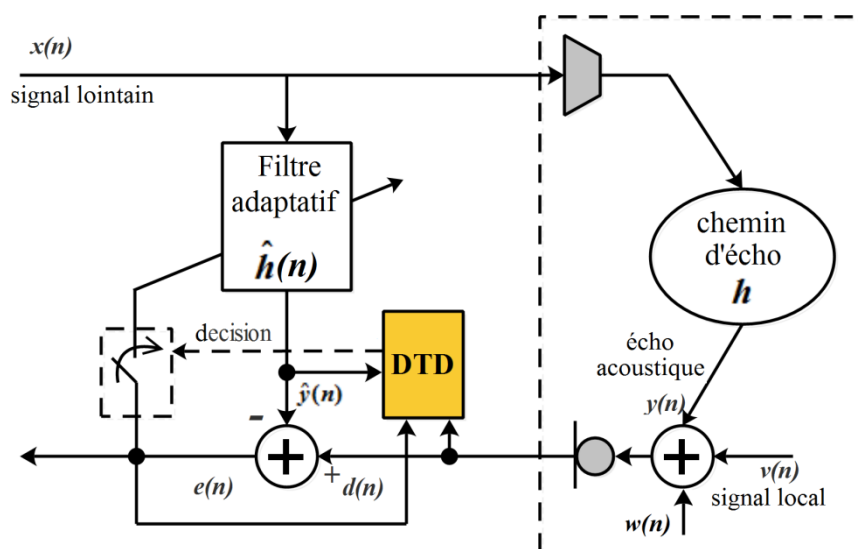


Figure 4.1. Annuleur d'écho acoustique à base du DTD proposé.

$$\text{Où : } e(n) = d(n) - \hat{y}(n) \quad (4.1)$$

Une caractéristique fondamentale de la méthode, stipule une fenêtre qui se déplace dans le temps, pour suivre les variations d'énergie de chaque signal d'entrée du DTD.

1.2. Algorithme DTD proposé

Soient les trois signaux vecteurs de contrôle du DTD à l'instant n , sont comme suit :

$$\mathbf{e}(n) = [e(n) \ e(n-1) \ \dots \ e(n-N+1)]^T \quad (4.2)$$

$$\mathbf{d}(n) = [d(n) \ d(n-1) \ \dots \ d(n-N+1)]^T \quad (4.3)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(n) = [\hat{y}(n) \ \hat{y}(n-1) \ \dots \ \hat{y}(n-N+1)]^T \quad (4.4)$$

Avec N , une longueur constante de la fenêtre temporelle, choisie pour calculer l'énergie initiale. Elle détermine le nombre d'échantillons passés pour chaque signal d'entrée du DTD. À partir de l'équation (4.1), nous définissons l'énergie du signal vectoriel d'erreur comme :

$$\|\mathbf{e}(n)\|^2 = \|\mathbf{d}(n) - \hat{\mathbf{y}}(n)\|^2 \quad (4.5)$$

$$\|\mathbf{e}(n)\|^2 = \|\mathbf{d}(n)\|^2 + \|\hat{\mathbf{y}}(n)\|^2 - 2\mathbf{d}^T(n)\hat{\mathbf{y}}(n) \quad (4.6)$$

Avec : $\|\cdot\|$, la norme Euclidienne d'un vecteur.

L'équation (4.7) peut être définie comme la variable de décision $\xi_{EE}(n)$ du DTD.

$$\xi_{EE}(n) = \frac{\|\mathbf{e}(n)\|^2}{\|\mathbf{d}(n)\|^2 + \|\hat{\mathbf{y}}(n)\|^2} \quad (4.7)$$

Avec:

$$0 < \xi_{EE}(n) < 1 \quad \text{si } \{ \mathbf{d}^T(n) \hat{\mathbf{y}}(n) \} > 0$$

$$\xi_{EE}(n) > 1 \quad \text{si } \{ \mathbf{d}^T(n) \hat{\mathbf{y}}(n) \} < 0$$

➤ Si $\mathbf{d}(n)$ et $\hat{\mathbf{y}}(n)$ sont indépendants, $\xi_{EE}(n)=1$, c'est le cas d'orthogonalité, lorsque DT est présent.

➤ Si $\mathbf{d}(n) = \hat{\mathbf{y}}(n)$, $\xi_{EE}(n) = 0$, c'est le cas théorique de similarité lorsque DT n'est pas présent.

Les valeurs de variations de $\xi_{EE}(n) \geq 0$ reflètent ou non la présence de situations DT. Sur la figure 4.2, nous montrons les plages de variation des niveaux du seuil (zones Z_0 et Z_1) où il sera judicieux qu'un niveau de seuil constant (T_{EE}), soit fixé initialement dans la zone Z_0 pour contrôler le filtre adaptatif $\hat{\mathbf{h}}$.

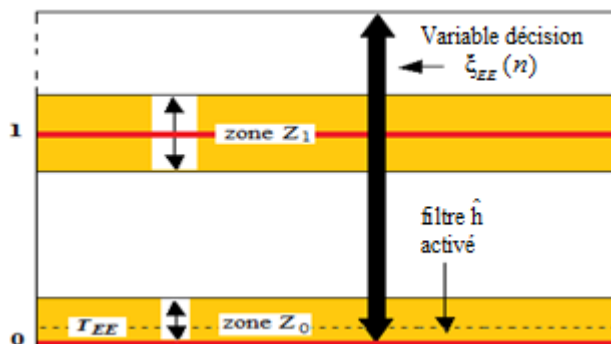


Figure 4.2. Plages de variation des niveaux du seuil T_{EE} .

La décision binaire est alors calculée comme suit :

- si $\xi_{EE} > T_{EE}$, DT détecté, la décision binaire = 1, alors pas d'adaptation du filtre $\hat{\mathbf{h}}$;
- si $\xi_{EE} \leq T_{EE}$, DT non détecté, la décision binaire = 0, alors adaptation du filtre $\hat{\mathbf{h}}$.

Dans des cas pratiques ou dans des environnements hostiles, le choix d'un niveau de seuil fixe avec d'autres méthodes ne sera plus valable et devra impérativement être remplacé par un seuil adaptatif [120]. Cependant, la méthode proposée présente une propriété intéressante basée sur sa capacité à définir initialement un et un seul niveau de seuil fixe avec $T_{EE} \approx 0$. Lorsque le signal lointain est présent, la relation entre les signaux vectoriels $\mathbf{d}(n)$ et $\hat{\mathbf{y}}(n)$ oscille entre deux états : légèrement corrélé (quand $\mathbf{v}(n) \neq 0$) et fortement corrélé (quand $\mathbf{v}(n) = 0$). On considère que si la valeur du niveau seuil T_{EE} est fixée dans la zone Z_0 , la corrélation sera meilleure entre les deux signaux vectoriels ($\mathbf{d}(n)$ et $\hat{\mathbf{y}}(n)$) et l'adaptation du filtre $\hat{\mathbf{h}}$ sera initiée.

Les énergies initiales des différents signaux vectoriels d'entrée du DTD sont calculées avec une longueur N constante de la fenêtre temporelle. L'évolution énergétique de chaque signal vectoriel repose sur le calcul préalable d'une quantité initiale d'énergie avec un petit nombre N d'échantillons.

Nous avons:

$$\|\mathbf{e}(j)\|^2 = \sum_{i=j-N+1}^j e^2(i) \quad (4.8)$$

$$\|\mathbf{d}(j)\|^2 = \sum_{i=j-N+1}^j d^2(i) \quad (4.9)$$

$$\|\hat{\mathbf{y}}(j)\|^2 = \sum_{i=j-N+1}^j \hat{y}^2(i) \quad (4.10)$$

Où $j \geq N$

Initialement, la variable de décision est calculée comme suit :

$$\xi_{EE}(j) = \frac{\|\mathbf{e}(j)\|^2}{\|\mathbf{d}(j)\|^2 + \|\hat{\mathbf{y}}(j)\|^2} \quad (4.11)$$

Lorsque le signal d'erreur $e(n)$ évolue avec le temps, on obtient ce qui suit :

à l'instant $n=k-1$

$$\|\mathbf{e}(k-1)\|^2 = \sum_{i=k-N}^{k-1} e^2(i) = e^2(k-N) + e^2(k-N+1) + \dots + e^2(k-1) \quad (4.12)$$

à l'instant $n=k$

$$\begin{aligned} \|\mathbf{e}(k)\|^2 &= \sum_{i=k-N+1}^k e^2(i) = e^2(k-N+1) + \dots + e^2(k-1) + e^2(k) \\ &= \sum_{i=k-N}^{k-1} e^2(i) - e^2(k-N) + e^2(k) \\ &= \|\mathbf{e}(k-1)\|^2 - e^2(k-N) + e^2(k) \end{aligned} \quad (4.13)$$

Idem, on obtient avec $\mathbf{d}(k)$ et $\hat{\mathbf{y}}(k)$:

$$\|\mathbf{d}(k)\|^2 = \|\mathbf{d}(k-1)\|^2 - d^2(k-N) + d^2(k) \quad (4.14)$$

$$\|\hat{\mathbf{y}}(k)\|^2 = \|\hat{\mathbf{y}}(k-1)\|^2 - \hat{y}^2(k-N) + \hat{y}^2(k) \quad (4.15)$$

La variable de décision qui évolue continuellement avec le temps est donnée pour k ($k > 0$) par :

$$\xi_{EE}(k) = \frac{\|\mathbf{e}(k-1)\|^2 - e^2(k-N) + e^2(k)}{\|\mathbf{d}(k-1)\|^2 - d^2(k-N) + d^2(k) + \|\hat{\mathbf{y}}(k-1)\|^2 - \hat{y}^2(k-N) + \hat{y}^2(k)} \quad (4.16)$$

1.3. Complexité de calcul

Comme indiqué précédemment, l'évaluation de l'énergie de chaque signal vectoriel d'entrée du DTD est calculée à l'aide d'une fenêtre temporelle initialisée au début avec une longueur constante N . Le calcul s'effectue dans le temps, échantillon après échantillon et la variable de décision est évaluée à chaque fois. Dans la figure 4.3, on montre un exemple de fenêtre temporelle mobile qui suit les variations d'énergie d'un signal.

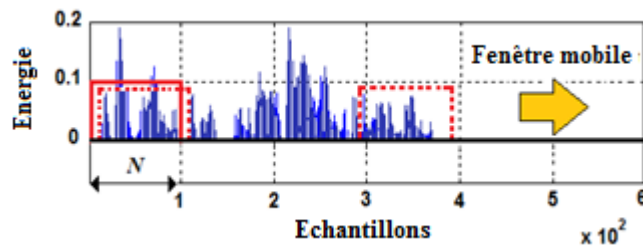


Figure 4.3. Déplacement de la fenêtre temporelle.

Après N échantillons, un premier déplacement de la fenêtre temporelle est ainsi effectué, et le processus fonctionne comme dans le cas d'une mémoire FIFO. La figure 4.4 montre un exemple d'un premier mouvement de la fenêtre initiale.

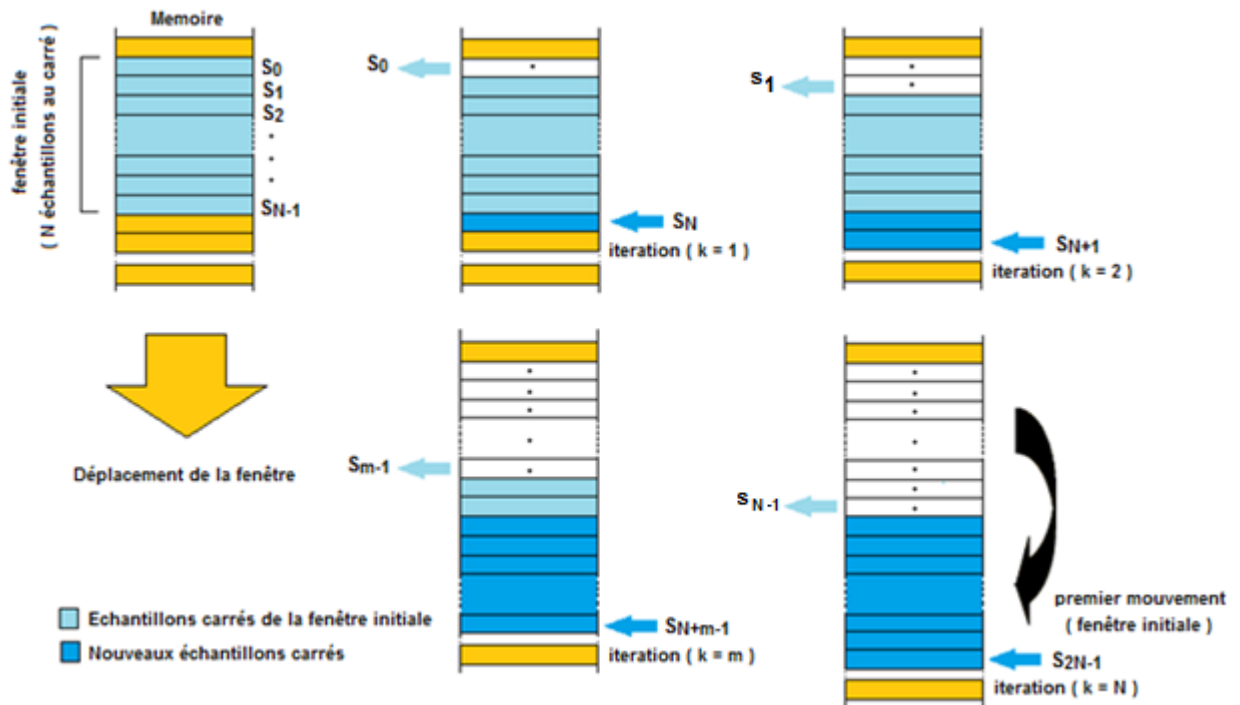


Figure 4.4. Premier mouvement de la fenêtre temporelle initiale.

A chaque instant et pour chaque signal vecteur d’entrée, nous avons un et un seul échantillon carré calculé. Il nous faut donc par itération : 1 addition, 1 division et pour chaque signal vecteur, 1 multiplication, 1 addition et 1 soustraction pour ainsi calculer la variable de décision (soit 11 opérations). Une comparaison en matière de complexité de calcul entre les DTDs : Geigel, NCC ainsi que le proposé, est donnée dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1. Complexité de calcul par itération.

DTD	Addition	Soustraction	Multiplication	Division	Comparaison
Geigel	0	0	0	1	$L_G - 1$
NCC	2	1	6	1	0
Proposé	4	3	3	1	0

On montre que l’algorithme Geigel présente une complexité de calcul plus élevée. Celui-ci dépend directement de la longueur L_G de la fenêtre utilisée pour calculer le maximum de $\mathbf{x}(n)$ échantillons. Par contre, les algorithmes NCC et le proposé, sont totalement indépendants de ce paramètre. Toutefois, notre méthode paraît plus rapide que NCC avec seulement 03 opérations de multiplication par itération.

Dans ce qui suit, une étude en simulation est présentée. Les réponses impulsionnelles des figures 1.7 et 1.8, ainsi que les trois scénarios des signaux vocaux (Sc1, Sc2 et Sc3) indiqués dans la figure 1.10 du chapitre 1, sont ceux qui vont être utilisés lors de cette étude.

On évalue d'abord dans le paragraphe 2, les performances de l'algorithme DTD proposé comparé aux deux autres, à savoir celui de Geigel [20] qui représente le DTD de base, et celui de la corrélation croisée normalisée (NCC) pris comme référence, en raison de ses performances connues dans la littérature [109]. Dans le paragraphe 3, une étude concernant le comportement du NLMS avec et sans la présence du DTD, est effectuée.

2. Evaluation des performances

Dans cette étape d'évaluation, une comparaison entre les différents algorithmes DTD est d'abord effectuée. Les paramètres de fonctionnement de ces algorithmes sont montrés dans le tableau 4.2, et les paramètres utilisés pour mettre à jour le filtre adaptatif sont les mêmes que ceux choisis dans le chapitre 2.

Tableau 4.2. Valeurs des paramètres de fonctionnement choisis pour les différents algorithmes.

DTD	Paramètre	Valeur
Geigel	T_G	0.8
	L_G	128
NCC	T_{NCC}	0.982
	α	0.95
Proposé	T_{EE}	0.001
	N	40

Parmi les critères d'évaluation, l'ERLE est considéré comme l'un des critères les plus utilisés dans les mesures de performances des systèmes de communication AEC. La Recommandation G.131 de l'Union internationale des télécommunications (UIT), exige dans ce cadre une atténuation supérieure à 40 dB en l'absence de DT [105]. Les résultats obtenus, sont présentés dans le Tableau 4.3 et la figure 4.5, confirment bien la supériorité de la méthode proposée avec des valeurs de crête d'atténuation d'écho supérieures à (52 dB pour Sc1, 67 dB pour Sc2 et 45 dB pour Sc3).

Tableau 4.3. Valeurs des paramètres ERLE des différents algorithmes.

Scénario	Geigel			NCC			Proposé		
	Max	Moy	Min	Max	Moy	Min	Max	Moy	Min
Sc1	46,49	17,14	-0,77	51,38	17,77	-0,33	52,19	19,96	-0,65
Sc2	60,50	19,69	-1,34	62,80	14,60	-0,47	67,96	23,97	-0,51
Sc3	47,98	11,26	-0,32	45,80	10,63	-0,96	45,85	11,47	-0,98

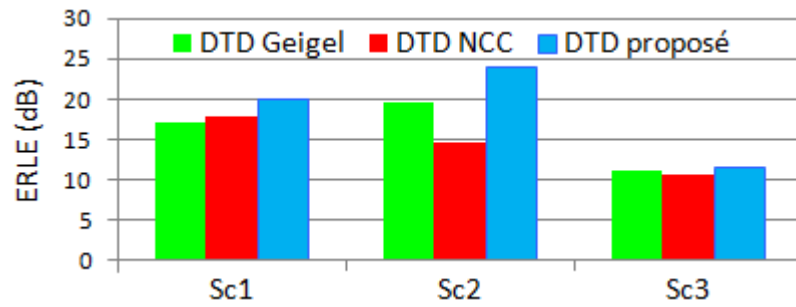


Figure 4.5. Evolution de la moyenne ERLE des différents algorithmes.

Dans la figure 4.6, on compare les performances des différents algorithmes DTD en termes de « Misalignment ».

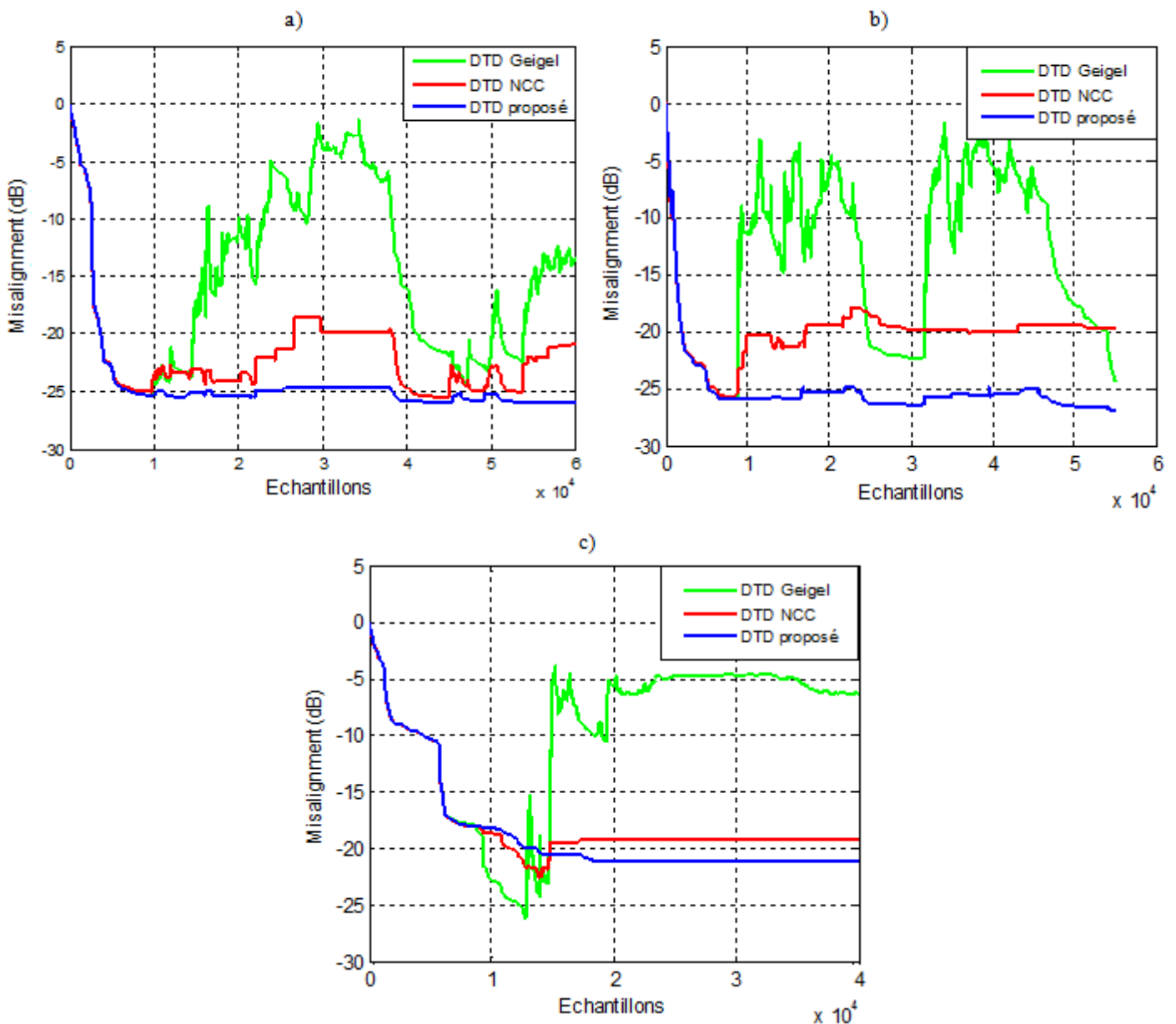


Figure 4.6. Evaluation du « Misalignment » des différents algorithmes DTD, avec les scénarios: a) Sc1, b) Sc2, c) Sc3.

On remarque que pour les trois algorithmes DTD, durant la période de simple parole (ST), les coefficients du filtre $\hat{\mathbf{h}}$ convergent de manière assez identique. A cet effet, on voit que l'algorithme proposé maintient la constance de ces coefficients dès l'apparition de la période DT, alors que l'algorithme NCC, réalise une fausse détection et provoque par conséquent une divergence relative. L'algorithme Geigel, détecte plutôt trop tard l'apparition de la période DT et diverge plus. On peut dire par conséquent, que l'algorithme proposé, montre une nette supériorité en termes de « Misalignment » qui reste le plus convergent, tout en maintenant stable sa variable de décision tout au long du régime permanent.

Afin de valider la notion de choix préalable et fixe de la valeur du paramètre de seuil T_{EE} , indiquée dans le tableau 4.2, on propose d'illustrer dans la figure 4.7, l'évolution de la variable de décision $\xi_{EE}(n)$ de l'algorithme proposé, obtenue pour les 03 scénarios.

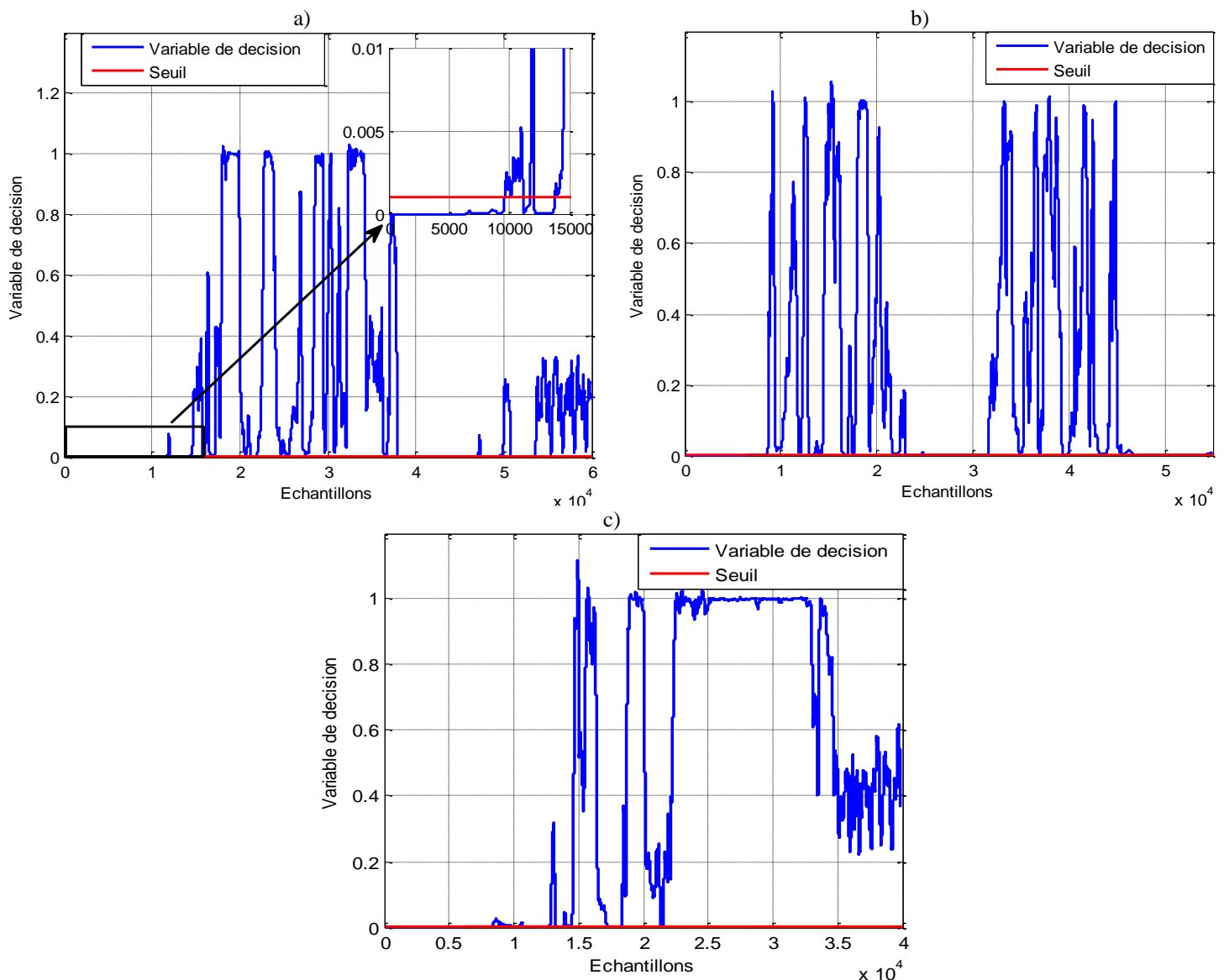
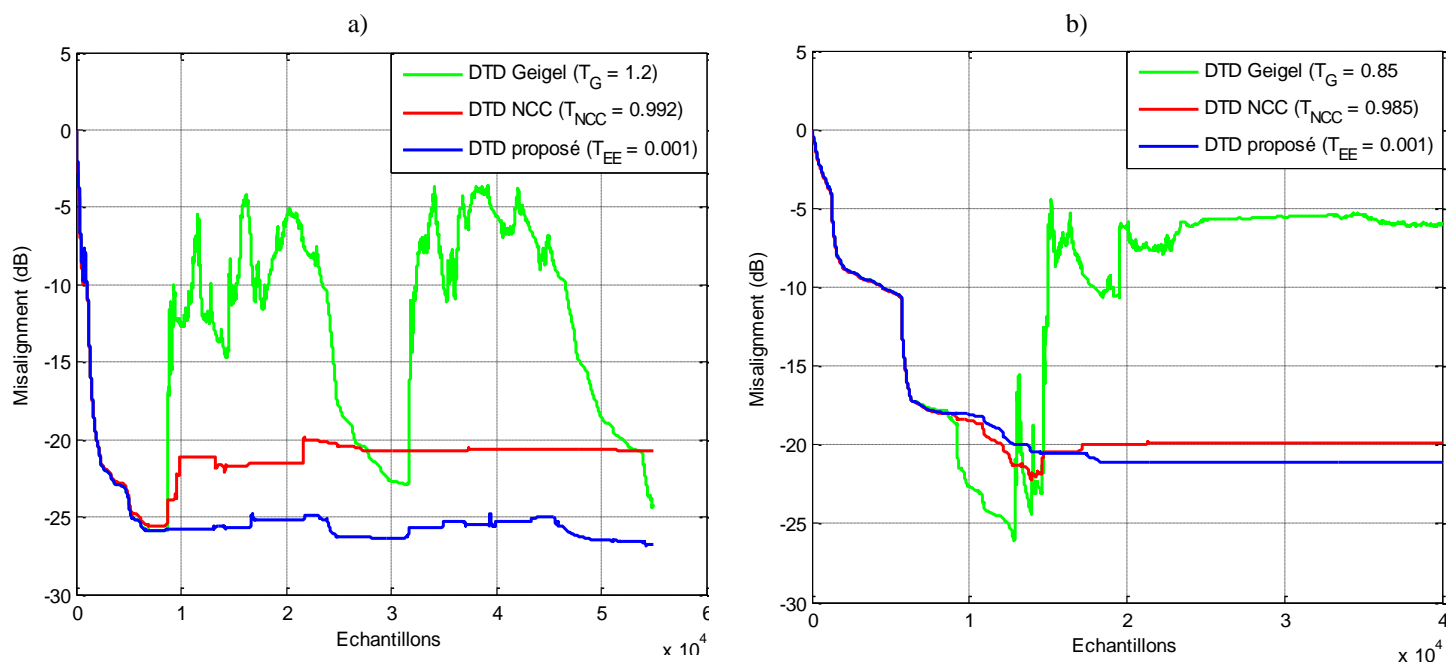


Figure 4.7. Evolution de la variable de décision de l'algorithme proposé dans les trois scénarios: a) Sc1, b) Sc2, c) Sc3.

Il apparaît comme on peut le remarquer, que la variable de décision $\xi_{EE}(n)$ affiche une valeur très proche de zéro lors des périodes de simple parole, et donc confirme bien le choix d'un niveau de seuil constant fixé au préalable dans la zone Z_0 .

Maintenant, pour évaluer l'impact du niveau de seuil sur les performances des 03 DTDs, on montre sur la figure 4.8, les « Misalignments » obtenus avec différents niveaux de seuil pour les deux scénarios (Sc2 et Sc3).



On remarque que l'algorithme DTD proposé, pour un niveau de seuil approprié ($T_{EE} = 0,001$), initialement fixé dans la zone Z_0 avec le scénario Sc1, montre un résultat sans dégradation de performances des « Misalignments » aussi bien pour les scénarios Sc2 que Sc3. En revanche, avec les algorithmes Geigel et NCC, on constate plutôt que les niveaux de seuil choisis pour le scénario Sc1, sont remplacés par d'autres niveaux de seuil plus adéquats pour préserver leurs performances. Par conséquent, on peut considérer donc, que pour l'algorithme proposé, le niveau de seuil T_{EE} initialement fixé pour un scénario donné, reste également valable pour tout autre scénario. Les algorithmes Geigel et NCC, nécessiteront plutôt un niveau de seuil adaptatif si on veut maintenir leurs performances.

Dans la figure 4.9, on propose d'évaluer avec le scénario Sc1, l'impact de la longueur N de la fenêtre temporelle mobile sur le « Misalignment » de l'algorithme proposé. Les résultats obtenus, montrent différents « Misalignments » pour différentes valeurs de N , qui démontrent qu'une meilleure performance est obtenue avec une valeur de N appropriée, soit $N < 100$. Nous confirmons

que le calcul préliminaire des énergies nécessite un petit nombre d'échantillons, et qu'une longueur N réduite de cette fenêtre temporelle mobile, justifie une bonne capacité de suivi.

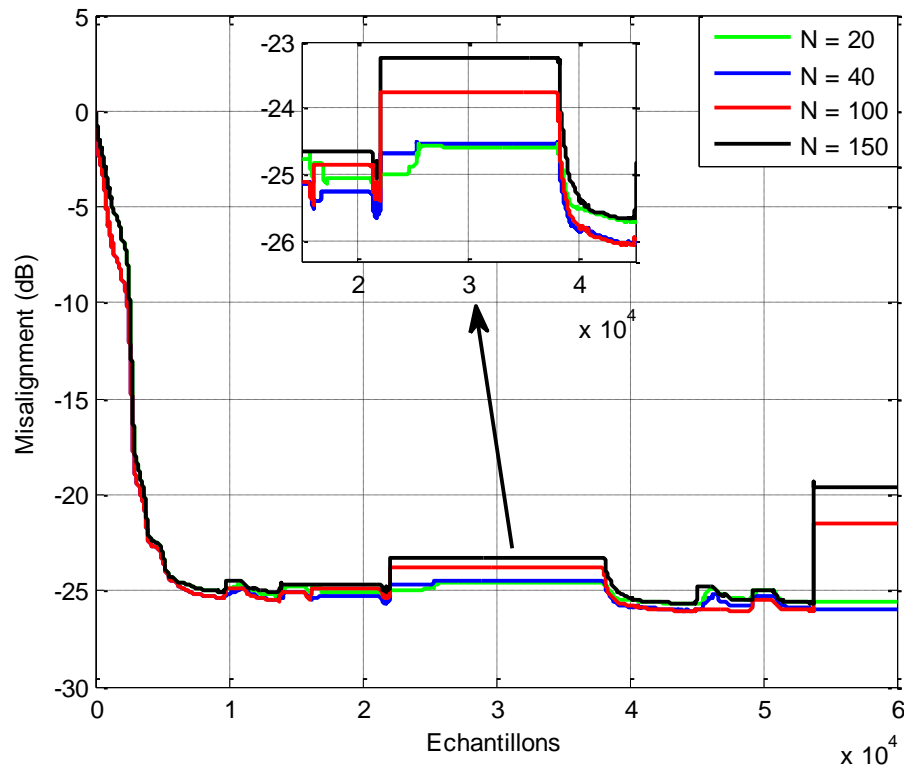


Figure 4.9. Evaluation du « Misalignment » de l'algorithme proposé, avec différentes valeurs de la longueur N de la fenêtre temporelle mobile.

Afin d'évaluer l'ERLE et le « Misalignment » dans un environnement bruité, un bruit blanc gaussien indépendant, est ajouté au signal d'écho du scénario Sc1, avec un rapport signal sur bruit (SNR) variable dans la période entre 6400 et 60000 échantillons. A souligner, qu'un bruit constant avec un SNR de 50 dB, est ajouté aux 6400 premiers échantillons d'entrée.

Le SNR est défini comme suit :

$$SNR(n) = 10 \log_{10} \frac{E[|y(n)|^2]}{E[|w(n)|^2]} \text{ (dB)} \quad (4.17)$$

Les signaux, lointain et local sont utilisés avec différents niveaux de rapport NFR (Near-end-Far-end Ratio), qui est calculé comme suit :

$$NFR(n) = 10 \log_{10} \frac{E[|v(n)|^2]}{E[|x(n)|^2]} \text{ (dB)} \quad (4.18)$$

On montre dans le tableau 4.4, pour un environnement bruité, les valeurs de l'ERLE obtenues pour les 03 DTDs testés avec le scénario Sc1.

Tableau 4.4 : Valeurs ERLE des 03 algorithmes fonctionnant dans un environnement bruité.

SNR (dB)	Geigel			NCC			Proposé		
	Max	Moy	Min	Max	Moy	Min	Max	Moy	Min
5	38,46	3,26	-1,36	38,46	-8,75	-30,54	38,46	4,20	-0,90
10	38,46	4,34	-1,19	38,46	-7,67	-32,05	38,46	5,38	-0,72
15	38,46	5,50	-1,41	38,46	-6,79	-31,90	38,46	6,74	-0,55
20	38,46	6,76	-1,10	38,46	-1,79	-23,13	38,46	8,22	-0,50
25	38,46	8,00	-1,18	38,46	1,95	-9,94	38,46	9,79	-0,57
30	38,46	9,71	-1,16	38,46	4,89	-7,92	40,80	11,67	-0,59

Les résultats démontrent des valeurs ERLE meilleures et appropriées obtenues avec le DTD proposé, par rapport à celles obtenues avec Geigel et NCC.

La figure 4.10, illustre clairement la supériorité des valeurs moyennes ERLE obtenues par le DTD proposé fonctionnant dans un environnement bruité.

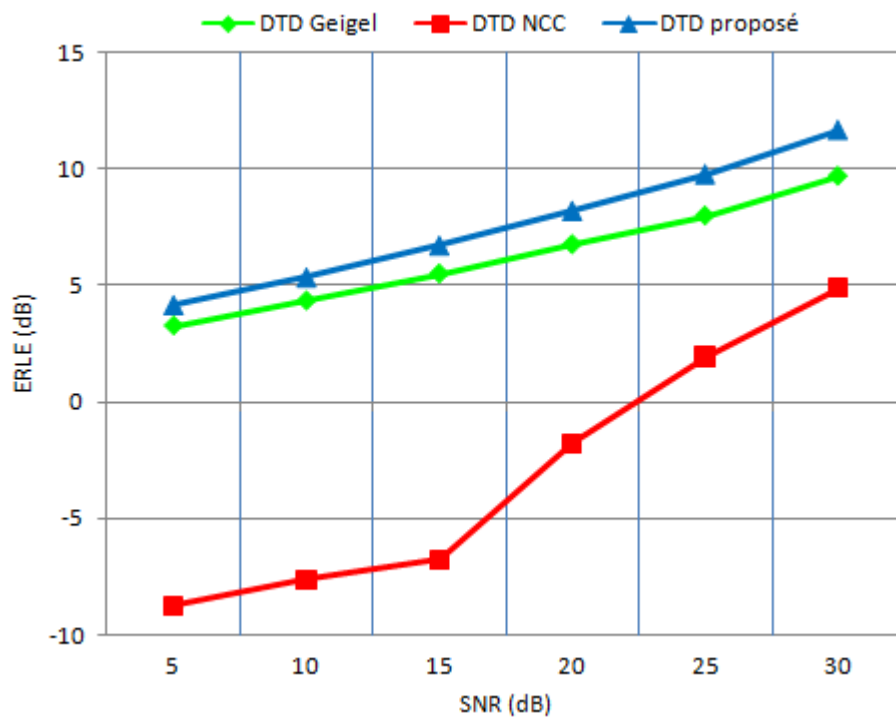


Figure 4.10. Evolution des valeurs moyennes ERLE pour les 03 DTDs dans un environnement bruité.

L'évaluation du « Misalignment » dans un environnement bruité avec le scénario Sc1, est illustrée dans la figure 4.11.

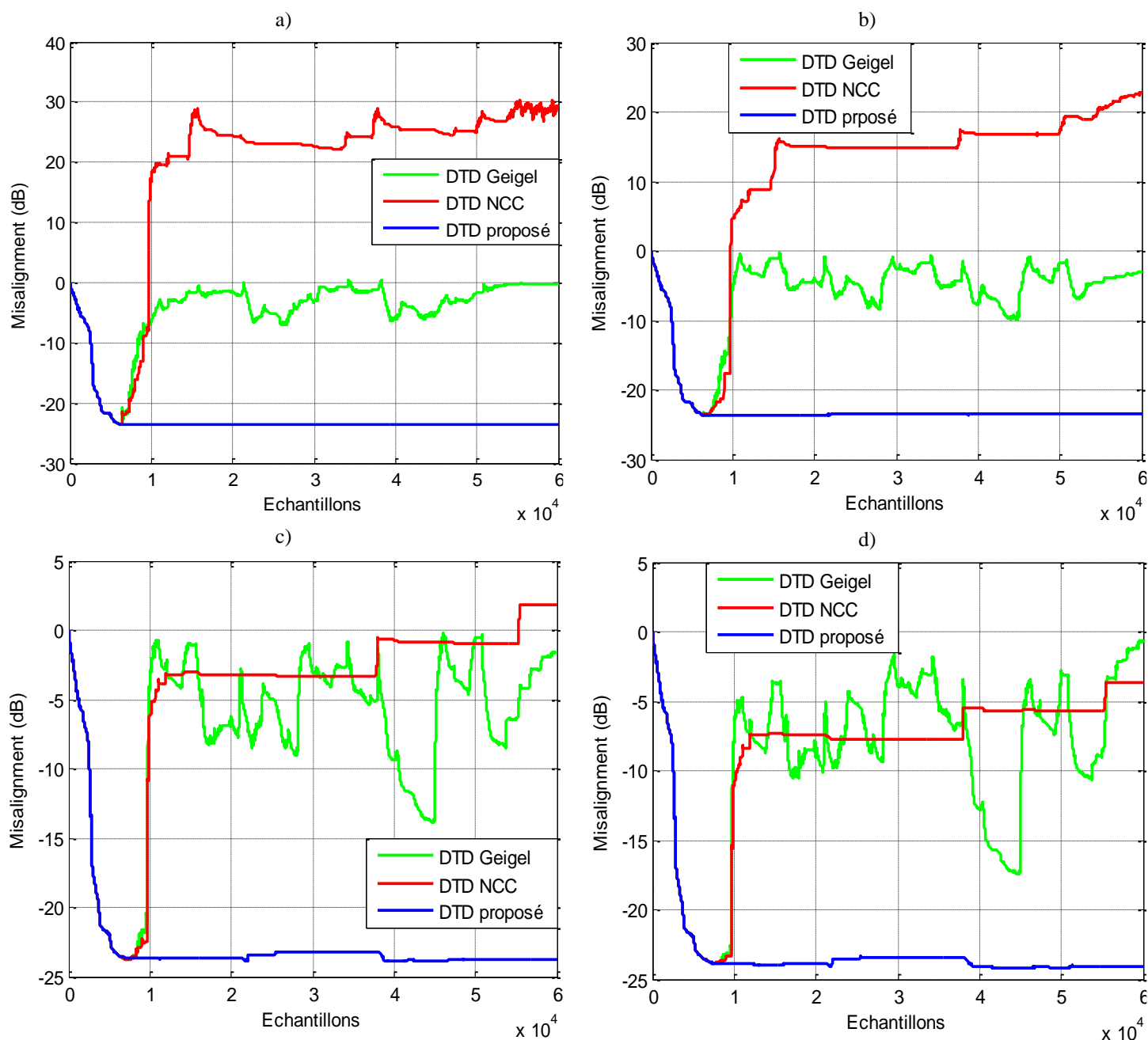


Figure 4.11. Evaluation des « Misalignments » des 03 DTDs dans un environnement bruité, a) SNR=5 dB, b) SNR=15 dB, c) SNR= 25 dB, d) SNR= 30 dB

Les résultats montrent que l'algorithme DTD proposé, présente de bonnes performances en termes de « Misalignment » et de minimisation des fausses détections de la situation de DT. La robustesse de l'algorithme proposé, se voit clairement par rapport aux deux autres.

La réaction d'un DTD vis-à-vis d'un changement éventuel et brusque du chemin d'écho (ou canal acoustique), est très importante pour l'évaluation de ses performances. Elle mesure en fait, sa capacité à réagir rapidement à cet incident, et prendre par conséquent la décision adéquate, lui

permettant d'intervenir au moment opportun, pour éviter ou du moins minimiser, toute divergence des coefficients du filtre adaptatif.

Pour simuler ce changement brusque dans le chemin d'écho, on propose d'augmenter le gain du canal acoustique de 10 à l'échantillon 31000. Les résultats obtenus pour le scénario Sc1, sont présentés dans la figure 4.12.

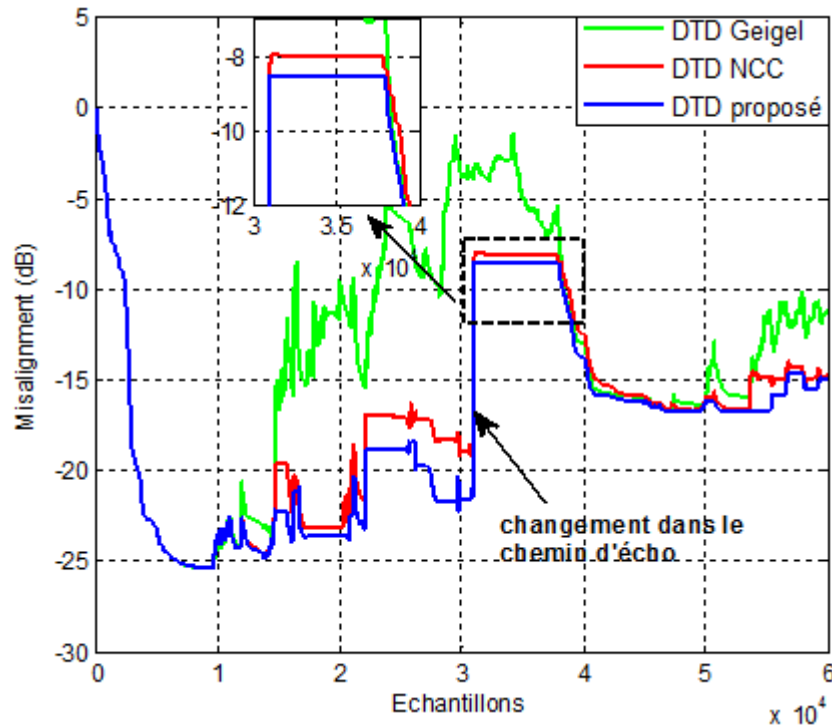


Figure 4.12. Évaluation du « Misalignment » en cas de changement brusque du chemin d'écho.

On voit clairement, que ces résultats affichent une bonne capacité de suivi du DTD proposé, une caractéristique qui lui a permis de distinguer le plutôt possible, entre le signal local et le changement brusque apparu dans le chemin d'écho.

Maintenant, on passe à l'évaluation objective des performances, basée sur la probabilité de détection manquée P_m qui est présentée dans la figure 4.13. Elle est calculée avec un SNR de 20 dB en fonction de valeurs NFR variant entre -10 dB et 20 dB. Le seuil utilisé pour chaque algorithme, est choisi pour donner une probabilité de fausse détection $P_f = 0,2$ qui est définie comme la probabilité de déclarer une détection lorsque DT n'existe pas.

Le résultat obtenu, démontre que la méthode proposée est meilleure que celles de Geigel et NCC en termes de probabilité de détection manquée lorsque le NFR varie de plus de -10 dB.

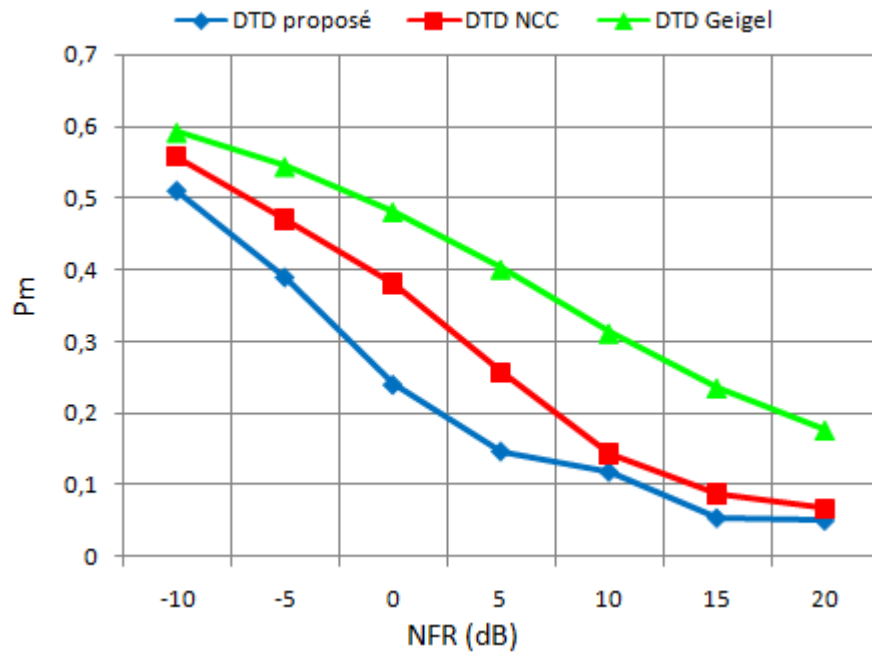


Figure 4.13. Probabilité de détection échouée.

3. Comportement du NLMS en présence du DTD proposé

Dans cette section, on propose une étude plutôt quantitative de la contribution pouvant être apportée par l'utilisation du DTD proposé à l'algorithme d'adaptation NLMS choisi pour ce travail. Son impact sur la réduction et la limitation de la divergence des coefficients du filtre adaptatif utilisant cet algorithme d'adaptation, est particulièrement recherché dans cette étude. A souligner à cet effet, que le problème de divergence du filtre adaptatif lors des situations de DT, de parasites ou de changement brusque du chemin d'écho, doit être pris en charge par la présence d'un DTD, capable de stopper aussi efficacement que rapidement la mise à jour des coefficients du filtre adaptatif. Ce problème devient d'autant plus difficile à contourner, que la vitesse de divergence de l'algorithme d'adaptation serait plus importante. Dans ce cadre, l'impact sur les caractéristiques globales de l'annuleur serait néfaste, si ce problème n'est pas traité de façon rapide et efficace. C'est la raison pour laquelle d'ailleurs, que l'algorithme d'adaptation NLMS, caractérisé par sa vitesse de convergence relativement rapide, et sa divergence particulièrement élevée dépassant les 30 dB en cas de DT (voir figures : 2.4, 2.5 et 2.8), que celui-ci est retenu pour cette étude. La vitesse de convergence assez importante de ce type d'algorithmes d'adaptation, en profite certes pour une annulation rapide de l'écho, mais au prix d'un DTD qui doit disposer d'une capacité lui permettant de s'opposer efficacement à la divergence des coefficients du filtre causée par cet algorithme d'adaptation. Pour éclaircir cet aspect, une étude composée de 04 parties, est présentée dans ce qui suit.

3.1. Test des critères d'évaluation

Il est utile de vérifier d'abord avec et sans la présence du DTD proposé, les critères de « Misalignment » et d'ERLE obtenus avec l'algorithme d'adaptation NLMS. Les figures 4.14 et 4.15, représentent respectivement le « Misalignment » et l'ERLE obtenus avec et sans DTD, utilisant le NLMS comme algorithme d'adaptation.

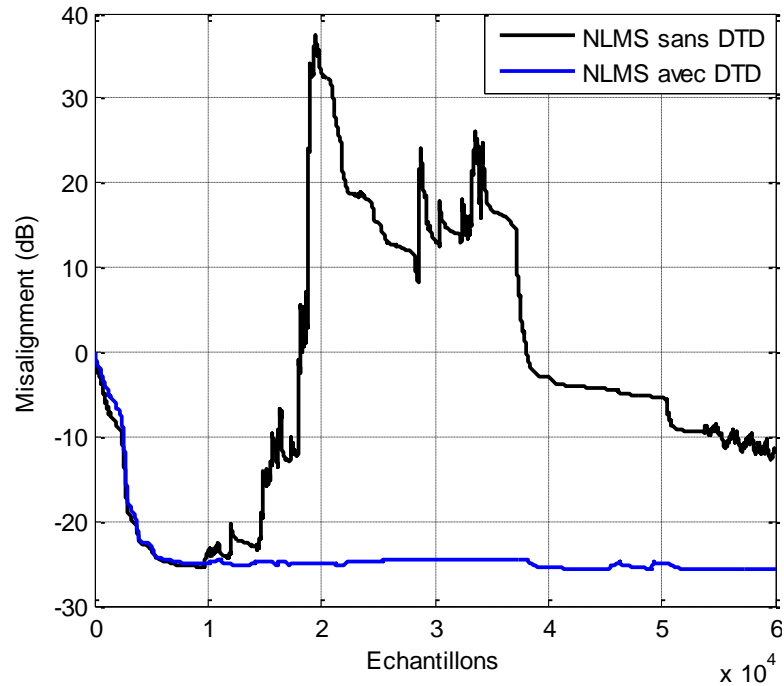


Figure 4.14. « Misalignments » obtenus avec et sans DTD (scénario Sc1).

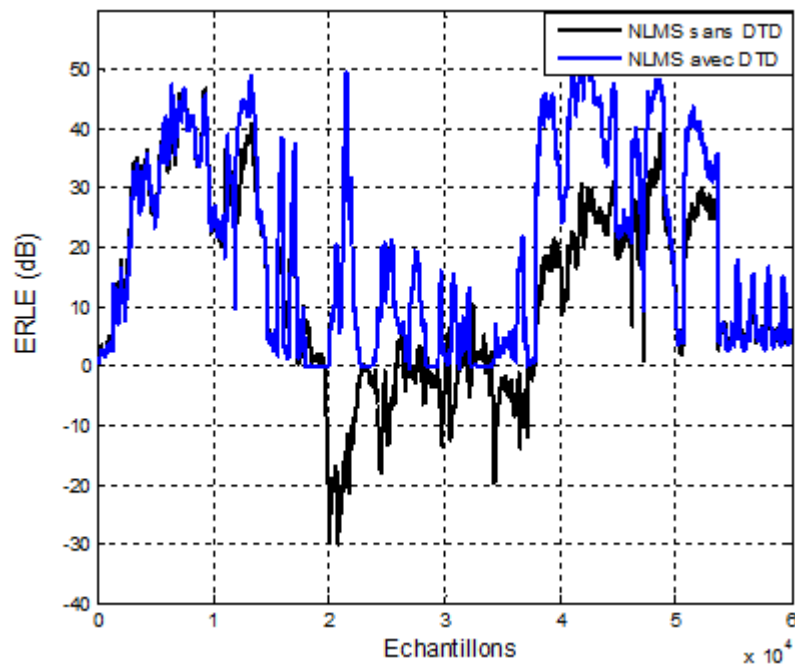


Figure 4.15. ERLE obtenu avec et sans DTD (scénario Sc1).

La figure 4.14 met en évidence de manière claire la limitation de la divergence grâce à la présence du DTD. Cependant, dès l'apparition de la période de DT, la réaction de la divergence est rapide en l'absence du DTD, et on constate une perte de plus de 60 dB de convergence. Lors des périodes de simple parole, l'utilisation du DTD peut légèrement ralentir la convergence en raison des situations de double parole susceptibles d'apparaître juste après ces périodes. Dans la figure 4.15, l'ERLE confirme bien durant la période de DT, la réjection de l'écho en présence du DTD, et au contraire la présence permanente de cet écho en l'absence du DTD. En cas de simple parole (ST), cet écho est rejeté de façon plus conséquente en présence du DTD que sans DTD.

Afin de confirmer les résultats obtenus précédemment, on utilise le scénario Sc2 pour vérifier le cas d'un éventuel changement brusque du canal acoustique à l'échantillon 25000. Cinq périodes sont définies pour cela, 02 de double parole (périodes B et D) et 03 de simple parole (périodes A, C et E). Les figures 4.16 et 4.17 montrent les résultats correspondant aux « Misalignments » et ERLE.

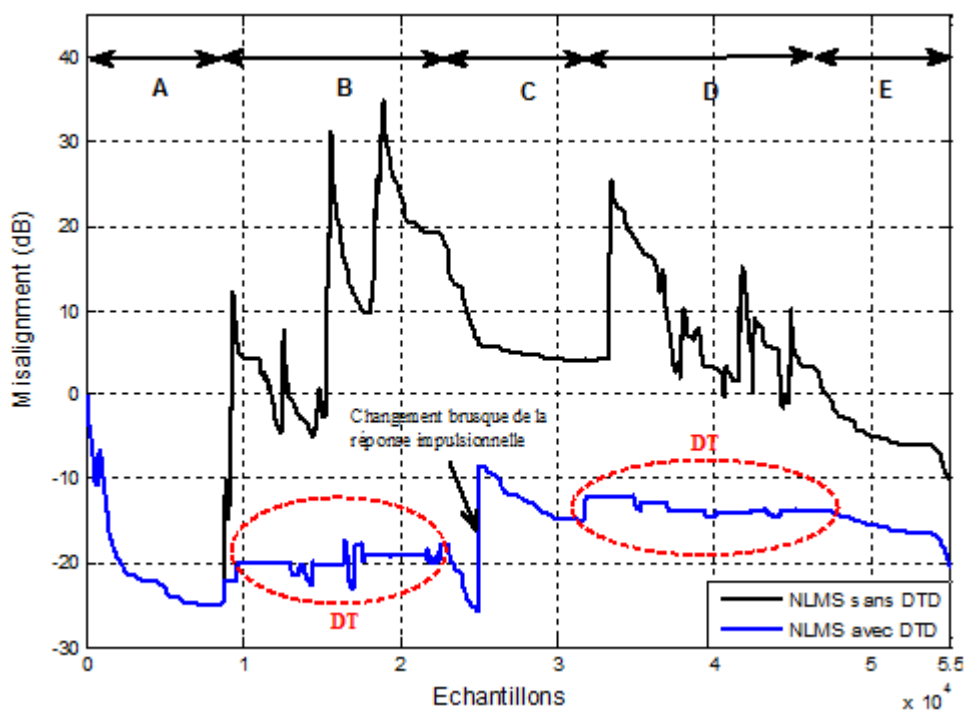


Figure 4.16. « Misalignment » obtenu en cas de changement brusque dans le chemin d'écho avec et sans DTD (scénario Sc2).

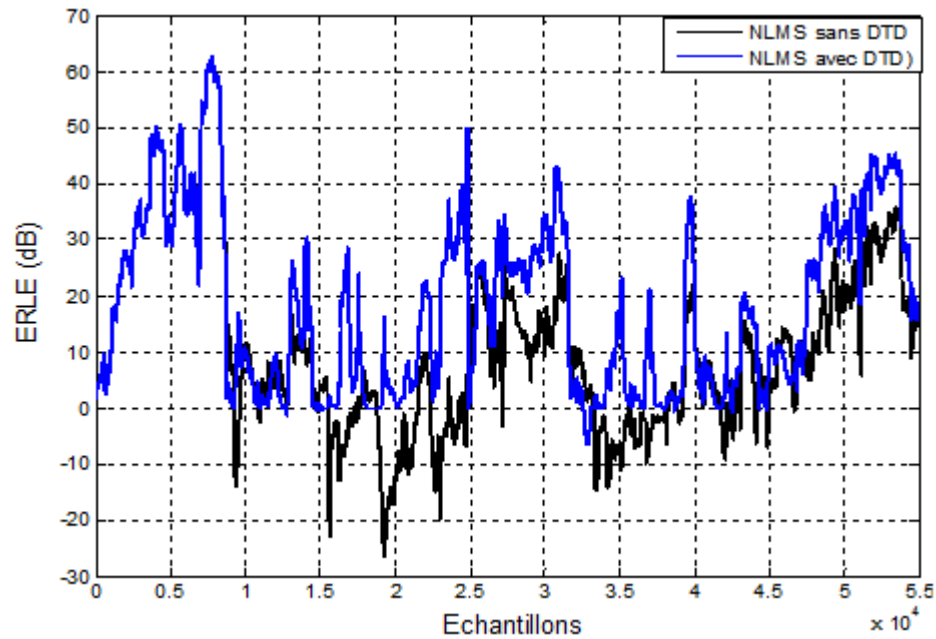


Figure 4.17. ERLE obtenu en cas de changement brusque dans le chemin d'écho avec et sans DTD (scénario Sc2).

Les cinq périodes représentées dans ce test, montrent un cas plus général de passage périodique entre différentes situations à savoir, ST, DT et changement brusque dans le chemin de l'écho. La période A (ST), est une phase de départ où le DTD est bloqué automatiquement, et de ce fait la convergence du NLMS se comporte de façon similaire que ce soit avec ou sans DTD. Pendant la période B, où il y a une situation de DT, le NLMS sans DTD diverge rapidement, perdant environ 60 dB de convergence. En revanche, avec le DTD, la mise à jour des coefficients du filtre s'arrête immédiatement durant cette période, ce qui permet de maintenir le «Misalignment» à un niveau stable de -20 dB. A la fin de cette période B de DT, un changement brusque de la réponse impulsionnelle à l'échantillon 25 000 provoque une divergence abrupte du filtre. Toutefois, en présence du DTD, cette divergence est légèrement amortie par rapport à la situation où le DTD est absent. Durant la période C, étant donné qu'il s'agit d'une situation de simple parole, le NLMS avec DTD a rapidement relancé la mise à jour des coefficients du filtre, et cette mise à jour se fait à une vitesse de convergence supérieure à celle observée lorsqu'aucun DTD n'est utilisé. Dans la période D, correspondant à une situation de double parole (DT), l'effet est évident sur le fonctionnement du NLMS sans DTD, où une divergence se manifeste. En revanche, avec la présence du DTD, le NLMS ne présente aucune divergence, et le « Misalignment » reste stable. Finalement, durant la période E, les deux courbes reprennent le cours de convergence, avec un avantage continu pour le cas où le DTD est présent. On peut remarquer dans la figure 4.17, l'avantage que présente la présence du DTD dans le fonctionnement de l'algorithme d'adaptation NLMS, où l'ERLE exprime dans ce cadre, une réjection quasi permanente de l'écho qui veut dire

une limitation en permanence de la divergence des coefficients du filtre, et donc une convergence quasi maintenue de cet algorithme d'adaptation.

En résumé, on peut remarquer clairement la nette différence entre les deux cas de figure (avec et sans DTD), où les performances de l'algorithme d'adaptation NLMS apparaissent bien meilleures en présence du DTD, surtout pour des niveaux de divergence importants en cas de DT.

3.2. Evaluation en présence du bruit

Maintenant, une évaluation de l'ERLE pour un SNR variable avec et sans la présence du DTD proposé, est effectuée. On utilise les scénarios Sc1 et Sc2, pour vérifier l'impact d'un bruit gaussien, sur l'ERLE avec l'algorithme NLMS. Le Tableau 4.5 résume quantitativement les valeurs ERLE obtenues : max, min et moyen, avec et sans DTD.

Tableau 4.5. Valeurs ERLE obtenues en fonction du SNR (scenarios Sc1 et Sc2).

SNR (dB)		NLMS sans DTD			NLMS avec DTD		
		Min	moy	Max	min	Moy	max
10	Sc1	-30,60	-0,44	38,46	-0,72	5,38	38,46
	Sc2	38,05	-1,41	-27,03	-0,41	5,47	38,05
15	Sc1	-30,23	0,98	38,46	-0,55	6,74	38,46
	Sc2	-27,15	-0,57	38,05	-0,56	6,73	38,05
20	Sc1	38,46	2,56	-29,95	-0,50	8,22	38,46
	Sc2	-27,20	0,24	38,05	0,81	8,03	38,05
25	Sc1	38,46	4,28	-29,79	-0,57	9,79	38,46
	Sc2	-27,21	1,01	38,05	0,75	9,21	38,05
30	Sc1	38,46	6,0	-29,69	-0,59	11,67	40,80
	Sc2	-27,22	1,71	38,05	0,85	10,94	38,06

On remarque que l'utilisation du DTD quand le bruit est présent, améliore dans un sens positif les valeurs d'ERLE, et donc les caractéristiques globales d'un système AEC. Cette amélioration est plus claire quand le bruit est faible, puisque le bruit fort a un impact déstabilisant même lorsqu'un DTD est présent. La figure 4.18 présente une illustration graphique des valeurs moyennes ERLE obtenues pour différentes valeurs de SNR, où on remarque clairement une amélioration positive de l'ERLE en présence du DTD. Une amélioration qui vient en fait de l'algorithme d'adaptation NLMS, qui a optimisé les valeurs des coefficients du filtre adaptatif, en limitant ses divergences, grâce à la fonction de blocage-déblocage du DTD.

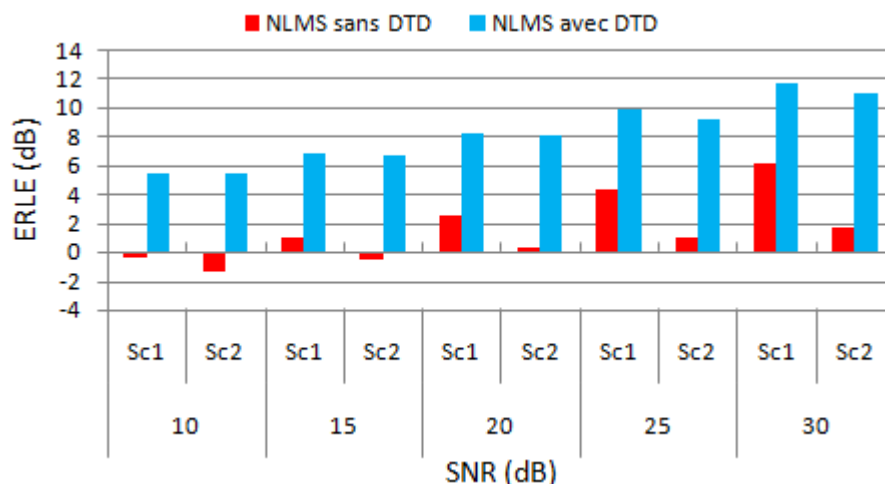


Figure 4.18. ERLE moyen en fonction du SNR (scénarios Sc1 et Sc2).

3.3. Evaluation quantitative

Dans cette partie, on utilise les scénarios Sc1 et Sc2, pour mener une étude quantitative consacrée à l'évaluation du NLMS avec et sans la présence du DTD proposé. Une étude qui va porter sur les « Misalignments » moyens obtenus lors des périodes ST et DT de chacun des scénarios utilisés. Rappelons à cet effet, que le scénario Sc1 contient une seule période de DT qui est la période B, et deux périodes de simple parole, qui sont A et C. Le scénario Sc2 contient deux périodes de DT qui sont B et D, ainsi que trois périodes de simple parole, qui sont A, C et E.

Les tableaux 4.6 et 4.7, présentent pour les cas d'absence et de présence de DTD, les « Misalignments » moyens obtenus dans les différentes périodes des scénarios Sc1 et Sc2.

Tableau 4.6. « Misalignments » moyens obtenus pour les différentes périodes du scénario Sc1.

Sc1	A	B	C
Sans DTD	-19.73	14.67	-5.47
Avec DTD	-21.40	-24.75	-25.73

Tableau 4.7. « Misalignments » moyens obtenus pour les différentes périodes du scénario Sc2.

Sc2	A	B	C	D	E
Sans DTD	-20.53	10.58	6.10	8.31	-3.78
Avec DTD	-20.53	-19.95	-14.87	-13.40	-15.51

La figure 4.19 illustre pour le scénario Sc1, le tableau 4.6 sous forme d'histogramme 3D, afin de mettre en évidence la contribution apportée par le DTD à l'algorithme d'adaptation NLMS pour ce scénario.

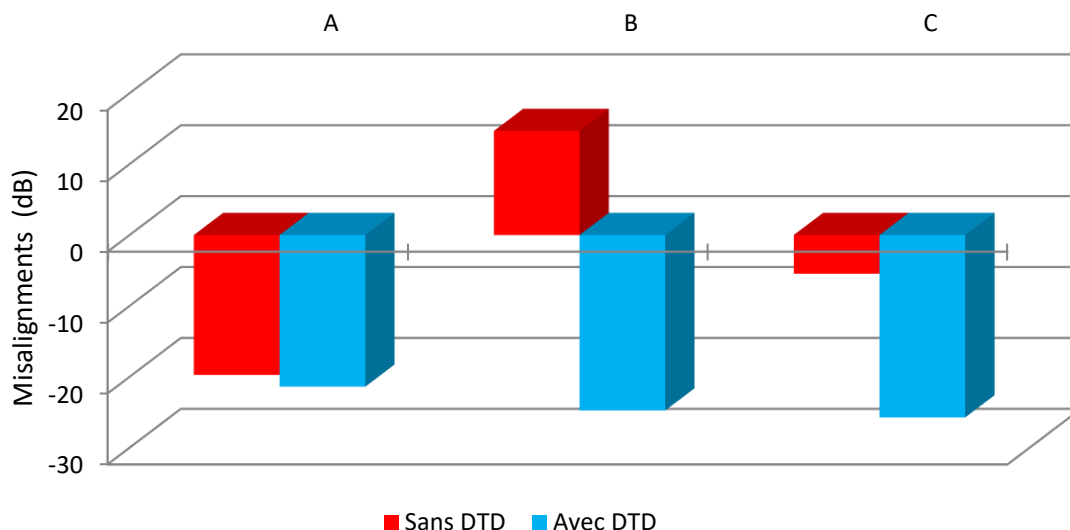


Figure 4.19. Histogramme représentant les « Misalignments » moyens avec et sans DTD pour les différentes périodes du scénario Sc1.

La différence entre « Misalignments » moyens (notée : Différence *Mis_Moy*), obtenue pour le cas du scénario Sc1, avec et sans DTD, est représentée dans la figure 4.20, où on note le calcul de celle-ci pour 03 périodes de ce scénario (A : ST, B : DT, C : ST), comme suit :

Différence *Mis_Moy* = Misalignement moyen avec DTD – Misalignement moyen sans DTD.

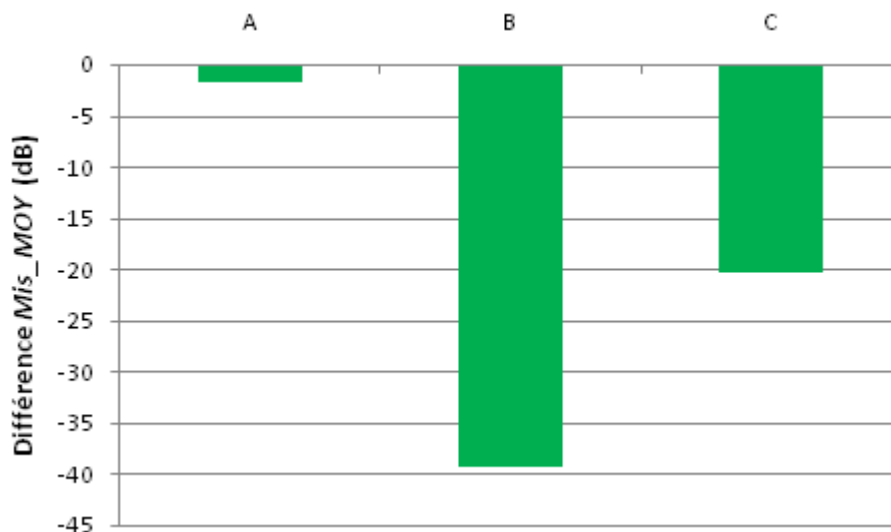


Figure 4.20. Différence entre « Misalignments » moyens pour les différentes périodes du scénario Sc1.

Dans le cas du scénario Sc1, on remarque que la contribution du DTD proposé est aussi bien confirmée. Dans la période A (ST), les convergences pour les deux cas de figure (avec et sans DTD), sont pratiquement similaires. La différence *Mis_Moy* presque nulle, explique en fait le non fonctionnement du DTD (adaptation des coefficients), ce qui équivaut à son absence en fin de compte. Dans la période B (DT), la contribution du DTD est plus évidente, à cause de sa réaction

aussi rapide et efficace pour maintenir la convergence et éviter par conséquent, la divergence de l'algorithme d'adaptation (le NLMS dans notre cas). Enfin dans la période C (ST), la contribution du DTD paraît cette fois-ci plus confirmée en cas de simple parole, vu la constance des coefficients maintenue durant la précédente période (période B), et par conséquent, conduit à ce que le processus d'adaptation optimise mieux et converge plus rapidement que dans le cas sans DTD. Notons toutefois, que le gain moyen en matière de réduction de divergence, due à l'intervention du DTD lors de ce scénario, a été, autour de - 40 dB, ce qui confirme la collaboration étroite du DTD avec l'algorithme d'adaptation pour limiter la divergence des coefficients du filtre adaptatif, et donc entretenir les performances du NLMS au niveau de l'annuleur d'écho.

Idem pour la figure 4.21, qui illustre maintenant pour le scénario Sc2, le tableau 4.7 sous forme d'histogramme 3D, toujours dans le but de mettre en évidence la contribution apportée par le DTD à l'algorithme d'adaptation NLMS, mais cette fois-ci, pour un scénario qui contient plusieurs périodes de ST et de DT.

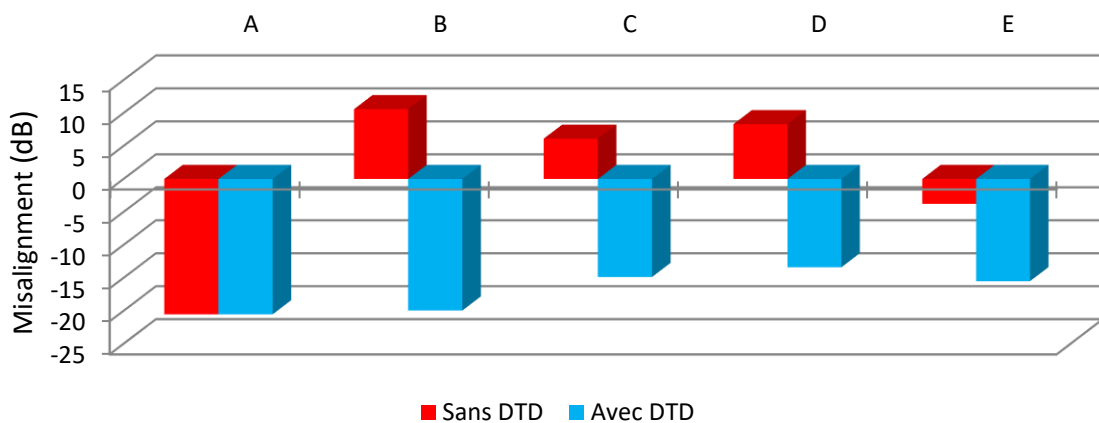


Figure 4.21. Histogramme représentant les « Misalignments » moyens avec et sans DTD pour les différentes périodes du scénario Sc2.

La différence entre « Misalignments » moyens, obtenue pour le cas du scénario Sc2, avec et sans DTD, est représentée dans la figure 4.22, où on note le calcul de celle-ci pour 05 périodes consécutives (A: ST, B: DT, C: ST, D: DT, et E: ST).

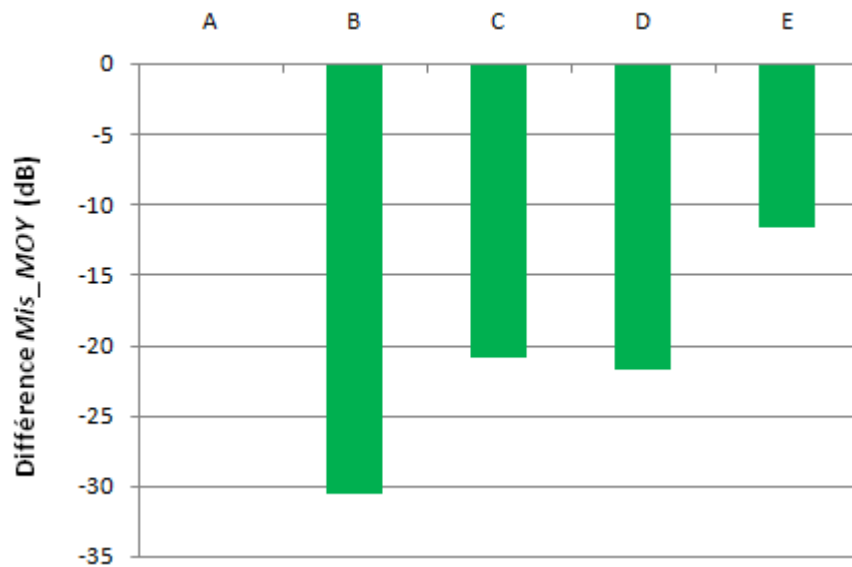


Figure 4.22. Différence entre « Misalignments » moyens pour les différentes périodes du scénario Sc2.

Pour le cas du scénario Sc2, la contribution apportée par le DTD à l'algorithme d'adaptation NLMS, est une fois de plus confirmée. Concernant la période A (ST), il est observé qu'il n'y a pas d'influence du DTD sur la convergence, en raison de l'absence de DT, où l'utilisation du DTD ne produit aucun effet, mais plutôt ralentit la convergence de l'algorithme. Pendant la période B (DT), il est évident que le DTD contribue significativement à limiter la divergence des coefficients du filtre. Durant la période C (ST), l'utilisation du DTD reste toujours avantageuse en raison du niveau constant de "Misalignment" atteint à la fin de la période B. Durant la période D (DT), la contribution du DTD est notable grâce à sa capacité de suivi. Cela permet à l'algorithme d'adaptation de converger plus rapidement après un changement du chemin d'écho. On constate que La période E (ST), idem à la période C, sauf que le gain en divergence obtenu dans ce cas, est un peu plus faible, vu une vitesse de convergence plus rapide sans DTD. Pour ce scénario, la réduction du niveau moyen de la divergence, due à la contribution du DTD, se voit limitée à -30 dB. Cela confirme encore une fois, la collaboration positive et étroite du DTD avec cet algorithme d'adaptation, pour limiter la divergence des coefficients du filtre adaptatif, et préserver en finalité les performances de l'adaptation au niveau de l'annuleur.

3.4.Impact de la longueur de la réponse impulsionnelle

La longueur de la réponse impulsionnelle dans le fonctionnement de l'algorithme d'un DTD, peut éventuellement influencer sur la rapidité de réaction de celui-ci, aux situations de DT, de bruits, et aussi d'éventuels changements brusques dans le canal acoustique, pouvant avoir un impact direct sur l'algorithme d'adaptation.

Pour vérifier cet aspect, on utilise pour cela, une réponse impulsionnelle de 512 échantillons, représentant l'habitable d'une voiture (figure 1.8). On se limite dans cette évaluation, de comparer uniquement les « Misalignments » des algorithmes DTD avec et sans changement dans le chemin d'écho acoustique. La figure 4.23, montre les « Misalignments » sans changement dans le canal acoustique, et la figure 4.24, montre les « Misalignments » avec un changement brusque dans le chemin d'écho acoustique.

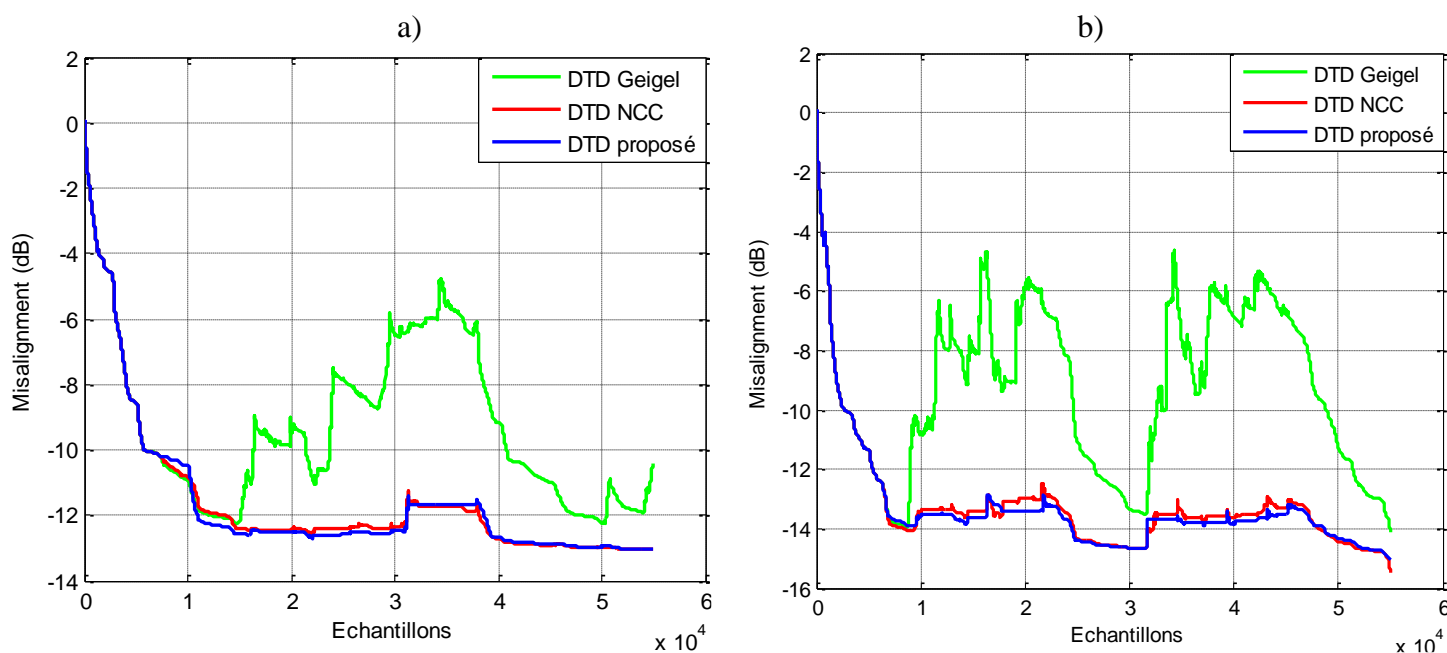


Figure 4.23. Evaluation des « Misalignments » des différents algorithmes DTD, a) Sc1, b) Sc2.

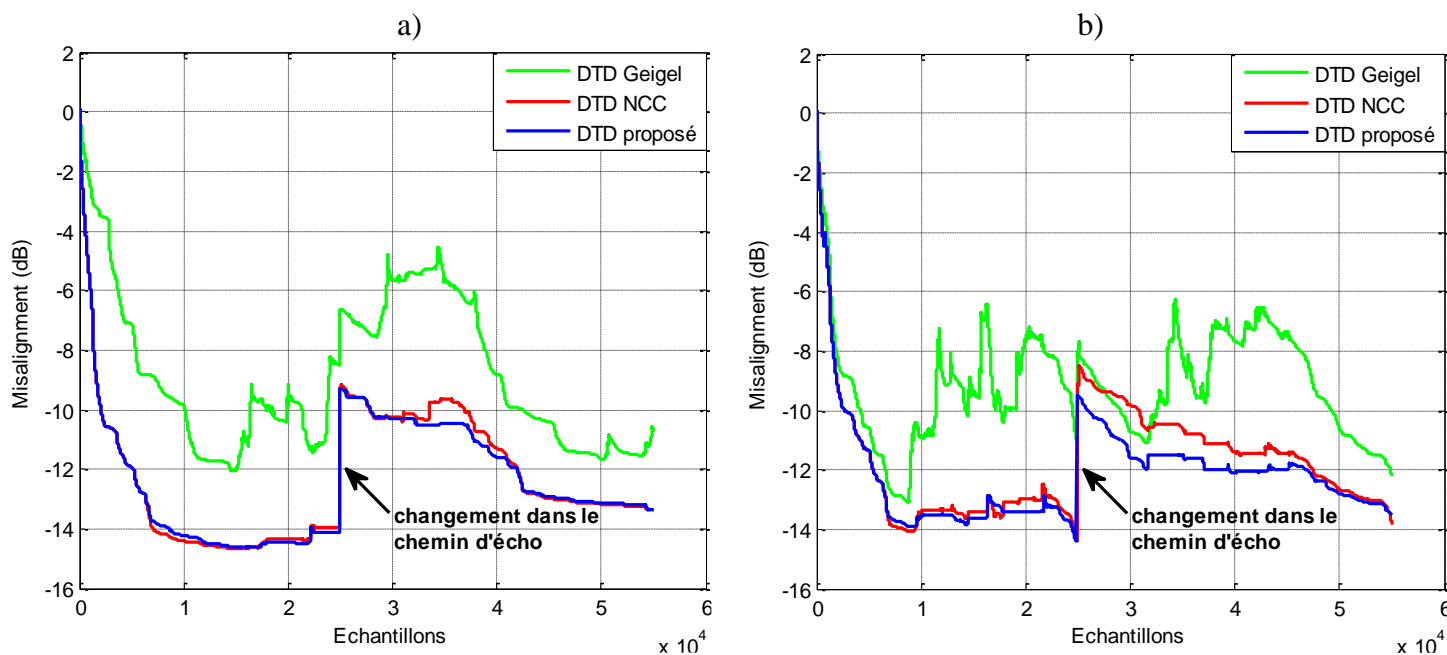


Figure 4.24. Evaluation des « Misalignments » des différents algorithmes DTD, avec changement brusque dans le chemin d'écho acoustique, a) Sc1, b) Sc2.

Comparativement à l'algorithme de référence le DTD NCC, le DTD proposé paraît plus efficace et plus rapide dans sa réaction vis-à-vis des variations brusques du canal acoustique. Cela confirme encore une fois la suprématie de cet algorithme dans le suivi des variations et des fluctuations que subit le canal acoustique. Cette qualité lui confère de contribuer efficacement au sein de l'anneur, à préserver les performances de l'algorithme d'adaptation en cas de situations de DT et de perturbations pulsées.

Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, une étude d'évaluation des performances de l'algorithme d'adaptation NLMS, connus pour sa simplicité, sa vitesse relative de convergence et son importante divergence en cas de situations de DT. L'évaluation de la réduction de l'impact causé par la divergence de cet algorithme dans un anneur d'écho acoustique à base du DTD proposé, était le principal objectif attendu dans ce travail.

Pour réaliser cet objectif, une mise en œuvre de l'algorithme DTD proposé, a été d'abord présentée. Une évaluation des performances de celui-ci, en comparaison avec les deux autres algorithmes DTD pris comme référence, à savoir Geigel et NCC, a été par la suite effectuée. L'étude du comportement de l'algorithme NLMS en présence du DTD proposé, introduite en fin de chapitre, a montré la contribution apportée par celui-ci à cet algorithme d'adaptation NLMS. Les performances de ce dernier sont apparues bien meilleures en présence de l'algorithme DTD proposé, surtout pour des niveaux de divergence importants en cas de DT. En termes d'évaluation des performances de cet algorithme DTD, une bonne capacité de suivi a été démontrée. Ce dernier, a pu distinguer avec plus d'efficacité entre le signal local et le changement brusque dans le canal acoustique. Une évaluation objective des performances, basée sur la probabilité de détection manquée P_m , a aussi montré que cet algorithme DTD proposé, est bien meilleur que ceux de Geigel et NCC en termes de probabilité de détection manquée. Enfin, et après analyse du comportement de l'algorithme d'adaptation NLMS en présence du DTD proposé, le gain moyen obtenu en matière de réduction de la divergence, a atteint - 40 dB. Ce résultat, a bien confirmé la collaboration étroite du DTD proposé avec l'algorithme d'adaptation NLMS.

Conclusion Générale

Le développement rapide de notre capacité de communication représente l'un des avancements les plus révolutionnaires de l'humanité au cours de ces dernières décennies. Un des principaux problèmes rencontrés dans les systèmes de communication, réside au niveau des dispositifs d'annulation d'écho. Principalement basés sur des techniques de filtrage adaptatif, ces dispositifs visent à éliminer le signal d'écho qui nuit fréquemment à la qualité d'écoute entre locuteurs.

Le problème particulier de l'annulation d'écho, a toujours été l'une des questions les plus complexes. A ce sujet, il faut rappeler les deux types d'écho étudiés dans ce travail, à savoir, l'écho électrique et l'écho acoustique. Le plus répandu actuellement, est l'écho acoustique qui se produit dans les systèmes de communication « mains-libre ». L'annulation de cet écho, nécessite alors un traitement judicieux basé sur le concept d'annulation, fondé sur les techniques du filtrage adaptatif. Les algorithmes d'adaptation de type LMS, de convergence plus lente, et utilisés dans ce cadre, demeurent les plus simples et les plus stables. La variante NLMS, qu'on a présentée comme étant une version simple et robuste, a bien été utilisé comme algorithme d'adaptation dans notre contribution. L'un des problèmes majeurs de l'annulation d'écho acoustique en filtrage adaptatif, est la situation de double parole. Dans ce type de situations, le filtre adaptatif tombe inévitablement dans des phases de divergence de ses coefficients. On a vu dans ce cadre, que pour contrer ce comportement, une approche a été adoptée, qui consistait à utiliser un nouveau DTD plus efficace et de moindre complexité, permettant d'arrêter ou du moins réduire dans de fortes proportions, cette divergence. Le principal défi fixé dans ce travail, ciblait particulièrement la réduction de l'impact de divergence, sur le processus d'adaptation.

Notre objectif consistait alors, à évaluer le comportement de l'algorithme d'adaptation NLMS, en collaboration avec ce nouveau DTD, plus efficace et de moindre complexité, conçu pour disposer de qualités de détection et de réaction rapides vis-à-vis des situations de DT, de bruits, et de changements brusques dans le chemin d'écho. Notre contribution résidait dans un premier temps, dans la conception et la mise en œuvre d'un nouvel algorithme DTD, capable d'entretenir les performances de l'algorithme NLMS, pour contrer ces situations de divergence qui sont souvent à l'origine de dégradations, touchant la qualité d'écoute d'une communication. L'évaluation des performances de l'algorithme NLMS en présence du DTD proposé, a exprimé tout l'intérêt d'une

étude qui a été organisée autour de quatre chapitres. Dans le premier, il a été présenté une introduction aux notions fondamentales de l'acoustique, entre autres, les types de phénomènes d'écho électrique et acoustique, intervenant dans les conversations téléphoniques. Le concept d'annulation d'écho acoustique dans les systèmes de communication « mains-libres », à base du filtrage adaptatif et utilisant la technique de détection de double parole, a été aussi introduit puis détaillé. Dans le second chapitre, les principaux algorithmes d'adaptation faisant partie d'une liste non exhaustive, à savoir, les algorithmes du type gradient stochastique LMS, NLMS, etc., ont été présentés. Les critères d'évaluation des performances utilisés en filtrage adaptatif, ont été dans ce cadre, présentés. Une étude complétant ce chapitre, sur les performances de l'algorithme NLMS comparativement aux autres variantes, a bel et bien été effectuée. Le troisième chapitre, a plutôt présenté des exemples d'algorithmes de DTD, proposés dans la littérature. Une méthode objective d'évaluation des performances de ces algorithmes DTD, a été particulièrement décrite. Dans le quatrième et dernier chapitre, une mise en œuvre de l'algorithme DTD proposé, a été présentée. Une évaluation de ses performances en comparaison avec les algorithmes DTD Geigel et NCC, pris comme référence dans ce travail, a été effectuée. Une étude du comportement de l'algorithme d'adaptation NLMS sous le contrôle du DTD proposé, a été décrite en fin de chapitre.

Dans la première section du travail élaboré, les fondements mathématiques de l'algorithme DTD proposé, ont été détaillés. L'évaluation de ses performances, en comparaison avec les deux autres DTD, à savoir, Geigel et NCC, a permis de vérifier sa supériorité vis-à-vis de ces derniers. Une évaluation objective des performances, basée sur la probabilité de détection manquée P_m , a bien confirmée que l'algorithme proposé, est bien meilleur que ceux de Geigel et NCC, en termes de probabilité de détection manquée. Les performances montrées par ce DTD proposé, ont permis de le retenir dans l'étude du comportement de l'algorithme d'adaptation NLMS, choisi dans cette étude.

Dans la seconde section, on a présenté une évaluation de la divergence de l'algorithme NLMS dans différentes situations, où il a été montré clairement la contribution de l'algorithme proposé dans le maintien et la stabilité de la convergence du processus d'adaptation. Pour cela, une étude composée de 04 parties, a été présentée. Les résultats obtenus dans la première partie, ont montré une nette différence entre les deux cas de figure (avec et sans DTD), où les performances de l'algorithme NLMS apparaissaient bien meilleures en présence du DTD, surtout pour des niveaux de divergence importants en cas de DT. Dans la seconde partie, et pour une évaluation en présence du bruit, on a remarqué pour des valeurs moyennes ERLE, obtenues pour différents SNR, une amélioration positive de l'ERLE en présence du DTD. Une amélioration qui vient de l'algorithme

d'adaptation NLMS, qui a en fait optimisé les valeurs des coefficients du filtre adaptatif, grâce à la fonction de blocage-déblocage du DTD. Dans la troisième partie, et après une analyse quantitative réalisée avec les 02 scénarios Sc1 et Sc2, le gain moyen obtenu en matière de réduction de la divergence, a atteint un maximum de - 40 dB. Un résultat qui a bien confirmé la collaboration étroite du DTD proposé avec l'algorithme d'adaptation NLMS. Enfin, dans la dernière partie de cette étude, et pour distinguer l'efficacité du comportement du DTD proposé dans le cas de réponses impulsionnelles plus longues, comparativement à l'algorithme DTD de référence NCC, le DTD proposé est apparu plus efficace et plus rapide, dans sa réaction vis-à-vis des variations brusques du canal acoustique. Ceci a confirmé encore une fois, la supériorité de l'algorithme DTD proposé, dans le suivi des variations brusques du chemin d'écho acoustique. Une qualité qui lui a permis de contribuer efficacement au sein de l'annuleur, à préserver les performances de l'algorithme d'adaptation en cas de situations de DT et de perturbations pulsées.

En conclusion, on peut dire que l'étude du comportement de l'algorithme NLMS en présence du DTD proposé, a montré une contribution remarquable de la part de ce dernier à cet algorithme d'adaptation. Les performances du NLMS, sont apparues bien meilleures en présence du DTD proposé, surtout pour des niveaux de divergence importants en cas de DT. En termes d'évaluation des performances de l'algorithme DTD proposé en situations perturbées, une bonne capacité de suivi des variations intervenues, a été démontrée. Celui-ci, a pu distinguer avec plus d'efficacité entre le signal local et le changement brusque apparu dans le canal acoustique.

Pour les perspectives, on peut dire que ce travail reste ouvert pour beaucoup d'autres contributions dans le domaine, à travers la proposition d'autres variantes d'algorithmes d'adaptation et de DTD, à complexité de calcul plus réduite, et ce dans le but d'améliorer le compromis convergence-divergence du processus d'adaptation, vers plus de stabilité. Bien sûr, d'autres approches n'utilisant pas de DTD, peuvent être mises au point. Toutefois, le problème de complexité doit être revu et résolu impérativement pour toute implémentation temps réel touchant en général les systèmes de communication numériques.

Références

- [1] M. M. Sondhi, "Adaptive Echo Cancellation for Voice Signals", In: Benesty, J., Sondhi, M.M., Huang, Y.A. (eds) Springer Handbook of Speech Processing. Springer Handbooks. Springer, Berlin, 2008.
- [2] S. J. Park, C. G. Cho, C. Lee, D. H. Youn, "Integrated echo and noise canceler for hands-free applications", IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 49, no. 3, pp. 188-195, March 2002.
- [3] E. Hänsler; G. Schmidt, "Echo Cancellation" In "Acoustic Echo and Noise Control: A Practical Approach", IEEE, pp.163-219, 2004.
- [4] J. M. Cioffi, T. Kailath, "Fast, recursive-least-squares transversal filters for adaptive filtering", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 32, no. 2, pp. 304-337, 1984.
- [5] G. Carayannis, D. Manolakis, N. Kalouptsidis, "A fast sequential algorithm for the RLS filtering and prediction", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 31, no. 6, pp. 1394-1402, 1983.
- [6] A. Benallal, A. Benkrid, "A simplified FTF-type algorithm for adaptive filtering", Signal Processing, vol. 87, no. 5, pp. 904–917, 2007.
- [7] J. Cioffi, T. Kailath, "Fast recursive least squares transversal filters for adaptive filtering", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 32, no. 2, pp. 304-337, 1984.
- [8] A. Gilloire, T. Petillon and S. Theodoridis, "Acoustic echo cancellation using fast RLS adaptive filters with reduced complexity," [Proceedings] 1992 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 2065-2068 vol.4, 1992.
- [9] A. Benallal, A. Gilloire, "A new method to stabilize fast RLS algorithms based on a first-order of the propagation of numerical errors", ICASSP-88., International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, New York, NY, USA, pp. 1373-1376 vol.3, 1988.
- [10] J. Benesty, H. Rey, L. R. Vega, S. Tressens, "A Nonparametric VSS NLMS Algorithm", IEEE Signal Processing Letters, vol. 13, no. 10, pp. 581-584, Oct. 2006.
- [11] C. Paleologu, J. Benesty, S. L. Grant, C. Osterwise, "Variable step-size NLMS algorithms designed for echo cancellation" Conference Record of the Forty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pp. 633-637, 2009.
- [12] H. Huang and J. Lee, "A New Variable Step-Size NLMS Algorithm and Its Performance Analysis" IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 60, no. 4, pp. 2055-2060, 2012.
- [13] T. Aboulnasr and K. Mayyas, "Complexity reduction of the NLMS algorithm via selective coefficient update", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 47, no. 5, pp. 1421-1424, 1999.
- [14] S. Werner, M. L. R. de Campos and P. S. R. Diniz, "Partial-update NLMS algorithms with data-selective updating", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 52, no. 4, pp. 938-949, 2004.

- [15] K. Mayyas, "A variable step-size selective partial update LMS algorithm", *Digital Signal Processing*, Vol. 23, no. 1, pp. 75-85, 2013.
- [16] A. Benallal, M. Arezki, "A fast convergence normalized least-mean-square type algorithm for adaptive filtering", *Int. J. Adapt. Control Signal Process*, vol. 28, no. 10, pp. 1073-1080, 2013.
- [17] S. Zhang, J. Zhang, "Set-Membership NLMS Algorithm with Robust Error Bound", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 61, no. 7, pp. 536-540, 2014.
- [18] I. Hassani, M. Arezki, A. Benallal, "A novel set membership fast NLMS algorithm for acoustic echo cancellation, *Applied Acoustics*", Vol.163, 107210, 2020.
- [19] J. Benesty, T. Gänslér, D. R. Morgan, M. M. Sondhi, S. L. Gay, "Advances in Network and Acoustic Echo Cancellation", Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2001.
- [20] D. Duttweiler, "A Twelve-Channel Digital Echo Canceler", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 26, no. 5, pp. 647-653, 1978.
- [21] T. Gansler, M. Hansson, C-J. Ivarsson, G. Salomonsson, "A double-talk detector based on coherence", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, no. 11, pp. 1421-1427, 1996.
- [22] Hua Ye and Bo-Xiu Wu, "A new double-talk detection algorithm based on the orthogonality theorem", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, no. 11, pp. 1542-1545, 1991.
- [23] S. H. Pauline, D. Samiappan, R. B. Kumar, "Double Talk Detection in hands-free mobile communication- A comprehensive survey ", *Journal of Physics: Conference Series*, 1964-062044, 2021.
- [24] J. Benesty, D. R. Morgan, J. H. Cho, "A new class of double talk detectors based on cross-correlation", *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol. 8, no. 2, pp. 168-172, 2000.
- [25] H. K. Jung, N. S. Kim, T. Kim, "A new double-talk detector using echo path estimation", *Speech Communication*, vol.45, pp.41-48, 2005.
- [26] M. Hamidia, A. Amrouche, "A new robust double-talk detector based on the Stockwell transform for acoustic echo cancellation", *Digital Signal Processing*, vol. 60, pp. 99-112, 2017.
- [27] J. Benesty, Y. Huang, "Adaptive Signal Processing-Application to Real-World Problems", Springer, Berlin, 2003.
- [28] E. Hänsler, "The hands-free telephone problem- An annotated bibliography", *Signal Processing*, vol. 27, no. 3, pp. 259-271, 1992.
- [29] K. Murano, S. Unagami, F. Amano, "Echo cancellation and applications", *IEEE Communications Magazine*, vol. 28, no. 1, pp. 49-55, 1990.
- [30] D. G. Messerschmitt, "Echo Cancellation in Speech and Data Transmission", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 2, no. 2, pp. 283-297, 1984.
- [31] S. Vaseghi, "Vaseghi, Advanced digital signal processing and noise reduction", John Wiley & Sons, 2008.

- [32] M. Sondhi, "The History of Echo Cancellation", IEEE Signal Processing Magazine, vol. 23, no. 5, pp. 95-102, 2006.
- [33] A. Ziani, " Cours d'acoustique architecturale ", Département d'architecture, Université TAHRI Mohamed, Béchar, 2022.
- [34] A. Margollé, S. Gautier, " Traitement du signal analogique. Acoustique : Physique appliquée à l'audiovisuel", Edition Vuibert, Paris, 2016.
- [35] M.Chagué, " L'acoustique de l'habitat", Editions Le Moniteur, paris, 2001.
- [36] H. Molinaro, " Conception acoustique d'une salle – Intérêt du prototypage et principe de conception de maquette", CultureSciences de l'Ingénieur, ecole normal superieur paris saclay, 2017.
- [37] M. Tohyama, "Sound and signals", Springer Science & Business Media, 2011.
- [38] F.P. Mechel, "Formulas of Acoustics", Springer-Verlag, 2008.
- [39] L. Hamayon, "Comprendre simplement : l'acoustique des bâtiments", Editions Le Moniteur, Paris, 2008.
- [40] P. Jax and P. Vary, "Bandwidth extension of speech signals: a catalyst for the introduction of wideband speech coding?", IEEE Communications Magazine, vol. 44, no. 5, pp. 106-111, 2006.
- [41] J. S. Sobolewski, "Data Transmission Media", Editor(s): Robert A. Meyers, Encyclopedia of Physical Science and Technology (Third Edition), Academic Press, pp. 277-303, 2003.
- [42] M. Djendi, "Amélioration du comportement des algorithmes des moindres carrés transversaux rapides application à l'identification de réponses impulsionnelles acoustiques longues," Thèse de Doctorat en Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2006.
- [43] A. Benallal and A. Guessoum, "Annulation adaptative d'écho acoustique avec prise en compte de la double parole", in The international conference on signals and systems, ICSS'94, USTHB, Algiers, Algeria, 1994, pp. III.81-III.85.
- [44] A. Benallal and A. Guessoum, "reponse impulsinnelle auditorium", in The international conference on signals and systems, ICSS'94, USTHB, Algiers, Algeria, 1994, pp. III.81-III.85.
- [45] A. Farina, "Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept sine technique", in 108th AES Convention, Paris, France, 2000.
- [46] K. Murano, S. Unagami, and F. Amano, "Echo cancellation and applications", IEEE Communications Magazine, vol. 28, no. 1, pp. 49-55, 1990.
- [47] C. Y. Tchassi, "Acoustic echo cancellation for single-and dual-microphone devices: application to mobile devices", PhD thesis, Télécom ParisTech, 2013.
- [48] M. M. Sondhi, D. A. Berkley, "Silencing echoes on the telephone network", Proceedings of the IEEE, vol. 68, pp. 948-963, 1980.
- [49] S. L. Gay, J.Benesty, "An introduction to acoustic echo and noise control", Acoustic signal processing for telecommunication, Springer, Boston, MA, pp. 1-19, 2000.

- [50] C. Beaugeant, R. L. B. Jeannès, P. Scalart, and G. Faucon, "Synthèse sur la réduction conjointe de bruit et d'écho pour les systèmes mains-libres", in *Annales des télécommunications*, 2000, pp. 538-552.
- [51] V. K. Madissiti, D. B. Williams, "Digital signal processing handbook", CRC Press LLC, 1999.
- [52] S.V.Vaseghi, "Echo cancellation", *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*, pp. 396–413, John Wiley & Sons, New York, 2000.
- [53] C. W. K. Gritton, D. W. Lin, "Echo cancellation algorithms", *IEEE ASSP Magazine*, vol. 1, no. 2, pp. 30-38, 1984.
- [54] Digital network echo cancellers, ITU-T Rec. G.168, 2002.
- [55] I. Papp, Z. Saric, N. Teslic, "Hands-free voice communication with TV", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol.57, no. 2, pp.606-614, 2011.
- [56] J. Benesty, D.Morgan and M. Sondhi, "A hybrid mono/stereo acoustic echo canceler", *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol.6, no. 5, pp.468-475, 1998.
- [57] M. Djendi, A.Benallal, A.Guessoum, D.Berkani, "Three new versions for the Newton type adaptive filtering algorithm", *Seventh International Symposium on Signal Processing and Its Applications*, pp. 559-562. 2003.
- [58] M. Djendi, M. Bouchard, A. Guessoum, A. Benallal, D. Berkani, "Improvement of the convergence speed and the tracking ability of the fast Newton type adaptive filtering (FNTPF) algorithm", *Signal Processing*, vol. 86, no. 7, pp. 1704-1719, 2006.
- [59] M. Hamidia, A. Bakri, and A. Amrouche, "Improving Network Echo Cancellation in VoIP Using Packet Loss Concealment", in *Proceedings of the International Conference on Intelligent Information Processing, Security and Advanced Communication*, Batna, Algeria, 2015.
- [60] M. Hamidia, "Amélioration de l'annulation d'écho acoustique avec détection de double-parole dans les communications mobiles", *Thèse de Doctorat en Electronique*, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, Alger, 2017.
- [61] V.H. Nascimento, M.T. Silva, "Adaptive filters", *Academic Press Library in Signal Processing*. Vol. 1, pp. 619-761, Elsevier, 2014.
- [62] M. Benziane, "Evaluation des performances de calcul des algorithmes de filtrage adaptatif de type RLS appliqués aux annuleurs d'écho acoustique", *Thèse de Doctorat en Electronique*, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2023.
- [63] C. Paleologu, J. Benesty, T. Gaensler and S. Ciochină, "Class of double-talk detectors based on the holder inequality", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp. 425-428, 2011.
- [64] V. Das, A. Kar, M. Chandra, "Advanced Adaptive Algorithms for Double Talk Detection in Echo Cancellers: A Technical Review", *Proceedings of the 3rd International Conference on Frontiers of Intelligent Computing: Theory and Applications (FICTA)*, 2014.

- [65] C. Carlemalm, F. Gustafsson, "Detection and Discrimination of Double Talk and Echo Path Changes in a Telephone Channel", In: A. Procházka, A., J. Uhlíř, P. W. J. Rayner, N. G. Kingsbury, (eds) *Signal Analysis and Prediction. Applied and Numerical Harmonic Analysis*. Birkhäuser, Boston, MA, 1998.
- [66] Y. Chien, J. Li-You, "Convex Combined Adaptive Filtering Algorithm for Acoustic Echo Cancellation in Hostile Environments", *IEEE Access*, vol. 6, pp. 16138-16148, 2018.
- [67] F. Huang, J. Zhang and S. Zhang, "Combined-Step-Size Affine Projection Sign Algorithm for Robust Adaptive Filtering in Impulsive Interference Environments", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 63, no. 5, pp. 493-497, 2016.
- [68] P. C. Loizou, "Speech Enhancement: Theory and Practice", CRC Press, 2013.
- [69] Y. H. Philipos, C. Loizou, "Subjective comparison and evaluation of speech enhancement algorithms", *Speech Communication*, Vol. 49, no. 8, pp. 588-601, 2007.
- [70] J.S.Garofolo, "TIMIT acoustic phonetic continuous speech corpus", Linguistic Data Consortium, 1993.
- [71] S. Haykin, "Adaptive Filter Theory", Fifth Edition, NJ: Pearson Education, 2014
- [72] P. S. R. Diniz, "Adaptive Filtering", Springer Nature, Switzerland AG, 2020.
- [73] V. Lawrence, S. Tewksbury, "Multiprocessor Implementation of Adaptive Digital Filters", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 31, no. 6, pp. 826-835, 1983.
- [74] M. Tahernezehadi, D. Sosale, "Performance evaluation of a DSP-based teleconferencing system", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 40, no. 4, pp. 957-962, 1994.
- [75] K. Meghriche, "Filtrage adaptatif utilisant les statistiques d'ordre supérieur", Thèse de Doctorat en Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2006.
- [76] M. Mekarzia, "Identification des réponses impulsionnelle acoustique", Thèse de Doctorat en Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2010.
- [77] M. François, B. Maurice, "Filtrage adaptatif : théorie et applications", vol 1, version 6 , 2005.
- [78] D.A. Poularikas, "Adaptive Filtering: Fundamentals of Least Mean Squares with MATLAB", CRC Press, 2015.
- [79] M.Abdelghani, "Filtrage adaptatif utilisant les statistiques d'ordre supérieur", Mémoire de Magister en Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2008.
- [80] A. Ouahabi, "Pratique du filtrage Filtrage linéaire numérique", Techniques de l'ingénieur. Mesures - Analyses, R1101v1, 2021.
- [81] S.V.Vaseghi, "Wiener Filters", in *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*, pp. 178–204, John Wiley & Sons, New York, 2000.
- [82] A. Uncini, "Fundamentals of adaptive signal processing", Springer, 2015.
- [83] S. C. Douglas, "Introduction to adaptive filters", *Digital signal processing handbook*, pp. 7-12, 1999.

- [84] A. D. Poularikas, "Adaptive filtering, Fundamentals of Least Mean Squares with Matlab", CRC Press, Taylor & Francis Group ed., 2015.
- [85] C. Paleologu, J. Benesty, and S. Ciochina, "Sparse adaptive filters for echo cancellation", *Synthesis Lectures on Speech and Audio Processing*, vol. 6, no. 1, pp. 1-124, 2010.
- [86] M. Mekarzia, "Identification des réponses impulsionnelles acoustiques", Thèse de Doctorat en Electronique, Ecole National Polytechnique, Alger, 2010.
- [87] A. H. Sayed, "Adaptive filters", John Wiley & Sons, 2011.
- [88] B. Widrow and S. D. Stearns, "Adaptive signal processing", 1 ed: Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, Inc., 1985.
- [89] M.I. Troparevsky, C.E. D'Attellis, "On the convergence of the LMS algorithm in adaptive filtering", *Signal Processing*, vol.84, pp.1985-1988, 2004.
- [90] A. Rai, A. K. Kohli, "Convergence Analysis of LMS based Adaptive filter", *AIP Conference Proceedings*, pp. 349-351, 2010.
- [91] S. A. Ghauri, M. F. Sohail, "System identification using LMS, NLMS and RLS", *IEEE Student Conference on Research and Development, Putrajaya, Malaysia*, pp. 65-69, 2013.
- [92] E. H. Krishna, M. Raghuram, K. V. Madhav, K. A. Reddy, "Acoustic echo cancellation using a computationally efficient transform domain LMS adaptive filter", *10th International Conference on Information Science, Signal Processing and their Applications ISSPA, Kuala Lumpur, Malaysia*, pp. 409-412, 2010.
- [93] C. Burrus, "Block implementation of digital filters", *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-18, N°6, November 1971.
- [94] R. Gnanasekaran and S. K. Mitra, "A note on block implementation of IIR digital filters", *Proc. IEEE*, vol. 65, pp. 1063-1064, July 1977.
- [95] E.R. Ferrara, "Fast implementation of LMS adaptive filters", *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-28, pp. 474-475, 1980.
- [96] G.A. Clark, S.K. Mitra, and S.R. Parker, "Block implementation of adaptive digital filters", *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol. CAS-28, pp. 585-592, June 1981.
- [97] H. Alaeddine, "Application de la transformée en nombres entiers à la conception d'algorithmes de faible complexité pour l'annulation d'échos acoustiques", Thèse de Doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Bretagne, 2007.
- [98] A. Gersho, "Adaptive equalization of highly dispersive channels for data transmission", *Bell Syst. Technical Journal.*, vol. 48, N°1, pp.55-70, Jan 1983.
- [99] B. Widrow, John M. McCool, Michael G. Larimore, C. Richard Johnson Jr., "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter", *Proceedings of the IEEE*, vol. 64, N°8, pp. 1151-1162, August 1976.
- [100] Sen Kuo, Chein Chen, "An Implementation of Adaptive Filters with the TMS320C25 or the TMS320C30 ; Application Report : SPRA116", Texas Instruments, 1997.
- [101] M. M. Sondhi, D. R. Morgan, J. L. Hall, "Stereophonic acoustic echo cancellation -an overview of the fundamental problem", *IEEE Signal Processing Lett.*, vol. 2, pp. 148-151, 1995.

- [102] J. Benesty, D.R. Morgan, and M.M. Sondhi, "A better understanding and an improved solution to the specific problems of stereophonic acoustic echo cancellation", *IEEE Trans. Speech, Audio Processing*, vol. 6, pp. 156–165, 1998.
- [103] T. Gänsler, J. Benesty, "Stereophonic acoustic echo cancellation and two-channel adaptive filtering: an overview", *International Journal of adaptive control and signal processing*, vol. 14, no. 6, pp. 565-586, 2000.
- [104] E. Hänsler, G. Schmidt, "Acoustic Echo and Noise Control-A Practical Approach", Hoboken, NJ:Wiley, 2004.
- [105] Talker echo and its control, ITU-T Rec. G.131. (2003).
- [106] T. Gänsler, J. Benesty, S.L. Gay, "Double-talk detection schemes for acoustic echo cancellation. In *Acoustic signal processing for telecommunication*", pp. 81-97, Springer, Boston, MA. 2000.
- [107] B. Porat, "Second-order equivalence of rectangular and exponential windows in least-squares estimation of Gaussian autoregressive processes", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 33, no. 5, pp. 1209-1212, 1985.
- [108] J. H. Cho, D. R. Morgan, J. Benesty, "An objective technique for evaluating doubletalk detectors in acoustic echo cancelers", *IEEE Trans. Speech Audio Processing*, vol. 7, pp. 718–724, 1999.
- [109] T. Gänsler, J. Benesty, "The fast normalized cross-correlation double-talk detector", *Signal Processing*, vol. 86, pp.1124–1139, 2006.
- [110] M. A. Iqbal, J. W. Stokes, S. L. Grant, "Normalized Double-Talk Detection Based on Microphone and AEC Error Cross-Correlation", *IEEE International Conference on Multimedia and Expo*, pp. 360-363, 2007.
- [111] D. J. Thomson, "Spectrum estimation and harmonic analysis", *Proc. of the IEEE*, vol. 70, pp. 1055-1096, 1982.
- [112] P. D. Welch, "The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: a method based on time averaging over short, modified periodograms", *IEEE Trans. Audio Electroacoustics*, vol. AU-15, pp. 70-73, 1967.
- [113] G. Szwoch, A. Czyżewski, and M. Kulesza, "A low complexity double-talk detector based on the signal envelope", *Signal Processing*, vol. 88, no. 11, pp. 2856-2862, 2008.
- [114] J. Lee, H. C. Huang, "A Robust Double-Talk Detector for AcousticEcho Cancellation", *Proceedings of the International Multi Conference of Engineers and Computer Scientists*, Vol. 2, Hong Kong, 2010.
- [115] M.Hamidia, A.Amrouche, "A New Fast Double-Talk Detector Based on the Error Variance for Acoustic Echo Cancellation", *Traitement du Signal*, vol. 40, no. 2, pp. 701-707, 2023.
- [116] M.Hamidia, A.Amrouche, "Double-talk Detector Based on Speech Feature Extraction for Acoustic Echo Cancellation", *22nd International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks*, 2014.

- [117] H. Bao, Y. Yang, J. Liu, X. Bao and Q. Yuan, "A robust algorithm of double talk detection based on voice activity detection", International Conference on Audio, Language and Image Processing, pp. 12-15, 2010.
- [118] J. Benesty, C. Paleologu, T. Gänsler, S. Ciochină, "A perspective on stereophonic acoustic echo cancellation", Springer Topics in Signal Processing, vol. 4 .Springer-Verlag, 2011.
- [119] M. Makdir, M. Bouamar, M. Benziane, " An Acoustic Echo Canceller using Moving Window to Track Energy Variations of Double-Talk-Detector", Journal of Information Systems and Telecommunication, vol. 12, no. 02, pp. 105-116, 2024.
- [120] M. Benziane, M. Bouamar, M. Makdir, "Simple and efficient double-talk-detector for acoustic echo cancellation", Traitement du Signal, vol. 37, no. 4, pp. 585-592, 2020.

Contributions de l'auteur

Publications internationales :

1. M. Makdir, M. Bouamar, M. Benziane, "An Acoustic Echo Canceller using Moving Window to Track Energy Variations of Double-Talk-Detector", The Journal of Information Systems and Telecommunication, vol. 12, no. 2, pp. 105-116, 2024.
2. M. Benziane, M. Bouamar, M. Makdir, "Simple and efficient double-talk-detector for acoustic echo cancellation", Traitement du Signal, vol. 37, no. 4, pp. 585-592, 2020.
3. M. Benziane, M. Bouamar, M. Makdir, "Performance evaluation of RLS algorithm used in acoustic echo cancellation system", Journal of Automation & Systems Engineering, vol. 12, no.1, pp. 48-57, 2018.

Communications internationales :

- 1.M. Benziane, M. Bouamar, M. Makdir, Variable forgetting factor RLS algorithm for acoustic echo cancellation. In the 2nd World Energy Storage Conference (WESC), pp. 152-159, Istanbul, Turkey, 2022.
- 2.M. Benziane, M. Bouamar, M. Makdir, Double-talk detection based on enhanced Geigel algorithm for acoustic echo cancellation. In the 6th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT), pp. 1-5, Istanbul, Turkey, 2018.
- 3.M. Benziane, M. Bouamar, M. Makdir, RLS algorithm for acoustic echo cancellation with double talk detection. In the 2nd International Conference on Recent Advances in Electrical Systems (ICRAES), pp. 32-36, Hammamet, Tunisia, 2017.

Résumé : L'écho acoustique, représente un problème majeur pouvant dégrader dans de fortes proportions, la qualité d'écoute dans les systèmes de communications « mains-libres ». Parmi les méthodes utilisées pour traiter ce problème, celles qui sont basées sur le filtrage adaptatif. Les algorithmes d'adaptation de type LMS (*Least Mean Square*), sont considérés comme relativement performants, mais de moindre complexité, pouvant être utilisés en annulation d'écho acoustique (*Acoustic Echo Cancellation* : AEC). Toutefois, en cas de désadaptation, cela se traduit directement par une gêne d'écoute due à la divergence des coefficients du filtre adaptatif. Une situation qui a lieu, en cas de présence de double parole (*Double-Talk* : DT), de bruit intense ou de changement brusque dans le chemin d'écho.

Le travail présenté dans le cadre de cette thèse, porte sur une étude simulant l'évaluation des performances en matière de divergence de l'algorithme d'adaptation NLMS (*Normalised Least Mean Square*), pouvant être utilisé dans un système AEC à base d'un détecteur de double parole (*Double-Talk-Detector* : DTD). Le NLMS, connu pour sa conception simple et robuste, se caractérise par une importante divergence en cas de situations de DT. Ce travail, vise alors une étude du comportement de cet algorithme d'adaptation, fonctionnant en collaboration avec un nouveau DTD, qu'on a proposé dans le but de contrer des situations de divergence générées à la suite de situations de DT, de bruits et autres. Ce DTD, mariant à la fois efficacité et moindre complexité, devrait avoir un impact réducteur sur la divergence de cet algorithme d'adaptation. Toute l'importance réside dans la réaction et le suivi rapide de ce DTD, et de sa capacité à limiter l'impact de cette divergence. L'évaluation des performances du comportement de l'algorithme NLMS en présence du DTD proposé, exprime tout l'intérêt de cette étude.

Mots clés : AEC, Filtrage adaptatif, NLMS, Divergence, DTD, Fenêtre mobile, Evaluation des performances, Simulation.

Abstract: Acoustic echo represents a major problem that can significantly degrade listening quality in hands-free communication systems. Among the methods used to address this issue, those based on adaptive filtering are commonly employed. LMS (Least Mean Square) adaptation algorithms are considered relatively efficient yet less complex, making them suitable for Acoustic Echo Cancellation (AEC). However, in cases of misadaptation, this directly results in listening discomfort due to the divergence of the adaptive filter coefficients. This situation occurs in the presence of Double-Talk (DT), intense noise, or sudden changes in the echo path.

The work presented in this thesis focuses on a study simulating the performance evaluation of the divergence of the NLMS (Normalized Least Mean Square) adaptation algorithm, which can be used in an AEC system based on a Double-Talk Detector (DTD). The NLMS, known for its simple and robust design, is characterized by significant divergence in DT situations. This work aims to study the behavior of this adaptation algorithm when operating in collaboration with a new DTD, which we propose to counter divergence situations caused by DT, noise, and other factors. This DTD, combining both efficiency and low complexity, is expected to reduce the divergence of this adaptation algorithm. The key aspect lies in the rapid response and tracking capability of this DTD, as well as its ability to limit the impact of this divergence. The evaluation of the performance of the behavior of the NLMS algorithm in the presence of the proposed DTD expresses all the interest of this study.

Keywords: AEC, Adaptive filtering, NLMS, Divergence, DTD, Moving window, Performance evaluation, Simulation.

المخلص: يعد صدى الصوت مشكلة كبيرة يمكن أن يؤدي إلى تدهور جودة الاستماع بشكل كبير في أنظمة الاتصالات دون استخدام اليدين. ومن بين الأساليب المستخدمة للتعامل مع هذه المشكلة تلك التي تعتمد على الترشيح التكيفي. تعتبر خوارزميات التكيف من نوع LMS (أقل متوسط مربع) فعالة نسبيًا، ولكنها أقل تعقيدًا، ويمكن استخدامها في إلغاء الصدى الصوتي (AEC). ومع ذلك، في حالة اللاتكيف، يؤدي هذا مباشرة إلى عدم الراحة في الاستماع بسبب تباعد معاملات المرشح التكيفي. حالة تحدث عندما يكون هناك حديث مزدوج (DT) أو ضوضاء عالية أو تغيير مفاجئ في مسار الصدى. يتعلق العمل المقدم في هذه الأطروحة بدراسة تحاكي تقييم أداء التباعد لخوارزمية التكيف NLMS (أقل متوسط مربع طبيعي)، والتي يمكن استخدامها في نظام AEC يعتمد على كاشف الحديث المزدوج (DTD). يتميز نظام NLMS، المعروف بتصميمه البسيط والقوي، باختلافات كبيرة في مواقف DT. يهدف هذا العمل إلى دراسة سلوك خوارزمية التكيف هذه، والتي تعمل بالتعاون مع DTD جديد، والذي تم اقتراحه من أجل مواجهة مواقف التباعد الناتجة عن مواقف DT والضوضاء وغيرها. يجب أن يكون لهذا DTD، الذي يجمع بين الكفاءة والتعقيد المنخفض، تأثيرًا مخفضًا على تباعد خوارزمية التكيف هذه. وتكمن الأهمية في سرعة رد الفعل ورصد هذا التباعد، وقدرته على الحد من تأثير هذا التباعد. يعبر تقييم أداء سلوك خوارزمية NLMS في وجود DTD المقترح عن كل الاهتمام بهذه الدراسة..

الكلمات المفتاحية: AEC، الترشيح التكيفي، NLMS، التباعد، DTD، النافذة المتحركة، تقييم الأداء، المحاكاة.