



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Amar Thelidji- Laghouat

**FACULTE: DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**

MEMOIRE DE MASTER

Réalisé par :

- 1. Belameri Imane 2. Ben Ammar Fatiha Sadia**

DOMAINE : Science et Technologie

FILIERE : Télécommunication

OPTION : Systèmes de communication

Thème

**Séparation de parole adaptative basée sur la technique
de formation de faisceau (beamforming)**

Jury de soutenance :

Nom et Prénom

Grade

Qualité

Mourad Reggab

MAA

Encadrant

Hamza Guffaf

MCA

Président

Safouan Challali

MCD

Examineur

Promotion : 2021/2022

Dédicace

Je dédie ce travail :

- À mon père et à ma mère, que Dieu les récompense et les garde, qui n'ont jamais cessé de m'aider, de m'encouragé et de me soutenir toute au long de mon cursus scolaire et universitaire :

- À mes frères et sœurs*
- À toute la famille **BELAMERI** et **MAHBOUBI***
- À mon cher binôme : Fatiha qui m'a vraiment aidé à réaliser ce travail.*
- À mes enseignants et spécialement ceux qui ont intervenus dans mon cursus universitaire.*
- À tous les membres de ma promotion du Master Télécommunication, option « Systèmes de Communication ».*
- À tous mes voisins et mes amis.*

I. Belameri

Dédicace

Je dédie ce travail :

- À mon père et à ma mère, que Dieu les récompense et les garde, qui n'ont jamais cessé de m'aider, de m'encouragé et de me soutenir toute au long de mon cursus scolaire et universitaire :

- À mes frères, à ma grand-mère hadja Fatiha Sadia et ma grand-père el-hadj Kaddour.*
- À toute la famille **BENAMMAR** et **SEGHIER***
- À mon cher binôme : Imane qui m'a vraiment aidé à réaliser ce travail.*
- À mes enseignants et spécialement ceux qui ont intervenus dans mon cursus universitaire.*
- À tous les membres de ma promotion du Master Télécommunication, option « Systèmes de Communication ».*
- À tous mes voisins et mes amis.*

F. Ben Ammar



Remerciements

Au nom d'Allah Le Tout Miséricordieux Le Très Miséricordieux

*Louange à Allah qui nous a donné la force et le courage pour
terminer nos études et élaborer ce modeste travail.*

*Nous tenons à remercier toutes les personnes sans lesquelles ces
années d'étude n'aurait été que le pâle reflet de celles que nous
avons passées.*

*Nos sincères remerciements à notre encadreur Prof. **M. REGGAB**
qui a bien voulu nous encadrer, et de nous avoir encouragé le long
de notre travail, aussi pour toute la documentation qu'il a mis à
notre disposition.*

*Ainsi nous remercions toutes les personnes qui nous ont aidés
dans la recherche de documentation.*

*Nos remerciements sont destinés également à tous nos enseignants
et responsables pour l'effort fourni pendant la durée des études.*

Liste des figures

Chapitre I : Généralité sur la séparation aveugle de source

Figure I.1: Modèle simplifié de production de la parole	5
Figure I.2: Bruit blanc gaussien à moyenne nulle et variance égal à 1 (Figure.a), et sa fonction d'auto corrélation (Figure.b)	6
Figure I.3: Principe de base d'un filtre adaptatif	9
Figure I.4: Configuration générale d'un filtre adaptatif	10
Figure I.5 : Principe de l'annulation d'écho acoustique	11
Figure. I.6 : Illustration du problème du cocktail (cocktail party problem)	14
Figure I.7 : Configuration générale de la séparation aveugle de sources	15
Figure I.8 : Principe général des méthodes de SAS linéaire instantanée	16

Chapitre II: Technique de formation de faisceau

Figure II.1 : Technique de formation de faisceaux	21
Figure II.2 : Principe du beamforming	22
Figure II.3 : Formation de faisceaux analogique	24
Figure II.4 : Formation de faisceaux numérique	25
Figure II.5 : Formation de faisceaux hybride	26

Chapitre III : Algorithmes de formation de faisceau

Figure III.1: Formation de faisceau adaptative	36
Figure III.2: Exemple d'un « beamformer » avec un réseau de N microphones	37
Figure III.3: Schéma fonctionnel de la formation de faisceaux adaptative	38
Figure III.4: La structure de formateur de voie par somme-délais du M microphone	42
Figure III.5: Le schéma principal du filtrage adaptatif	43

Chapitre IV : Résultats et simulation

Figure IV.1: Réseau linéaire et uniforme (ULA)	48
Figure IV.2: Diagramme de faisceau du réseau	49
Figure IV.3: Visualisation des trois signaux sonores	51
Figure IV.4: Signal reçu au microphone 3	53
Figure IV.5: Signal de la source arabe et signal sortie du beamformer delay and sum	55
Figure IV.6: Comparaison de la sortie du beamformer a la source arabe	56
Figure IV.7: Signal de la source anglaise et signal sortie du beamformer delay and sum	56
Figure IV.8: Comparaison de la sortie du beamformer a la source anglaise	57
Figure IV.9: Signal de la source française et signal sortie du beamformer delay and sum	57
Figure IV.10: Comparaison de la sortie du beamformer a la source française	58
Figure IV.11: Diagramme de faisceau time delay source arabe	60

Figure IV.12: Diagramme de faisceau time delay source arabe (polair)	60
Figure IV.13: Diagramme de faisceau time delay source anglaise	61
Figure IV.14: Diagramme de faisceau time delay source anglaise (polair)	61
Figure IV.15: Diagramme de faisceau time delay source française	62
Figure IV.16: Diagramme de faisceau time delay source française (polair)	62

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Différentes classes du bruit	7
---	---

Liste des symboles et abréviations

1. Minuscules latines

\mathbf{a}_K : Amplitude relative du poids

\mathbf{a} : Vecteur directionnel

\mathbf{a}^H : Hermitien du vecteur directionnel

$\mathbf{b}(\mathbf{t})$: Vecteur des bruits

\mathbf{d} : Distance inter-microphones

$\mathbf{e}^*(\mathbf{t})$: Signal d'erreur

\mathbf{f}_0 : Fréquence porteuse

\mathbf{h} : vecteur de longueur L

\mathbf{h}_0 : Vecteur directionnel du signal reçu

$\mathbf{n}(\mathbf{t})$: Bruit additif

$\mathbf{n}(\mathbf{t})$: Vecteur du bruit total

\mathbf{s} : Matrice diagonale

$\mathbf{s}(\mathbf{t})$: La matrice des sources

\mathbf{s} : Vecteurs colonnes des signaux sources

\mathbf{x} : Vecteurs colonnes des signaux d'observation

\mathbf{x} : La matrice des observations

$\mathbf{x}(\mathbf{t})$: Vecteur des signaux reçus

$\mathbf{v}(\mathbf{t})$: Signal émis

\mathbf{y} : Vecteur colonne des signaux de sortie

$\mathbf{y}(\mathbf{t})$: Signal de sortie

2. Majuscules latines

A : La matrice de mélange

A : Matrice contenant les vecteurs d'arrivée

A² : Désigne la puissance moyenne du signal utile

B : Bande passante

C : Matrice de séparation

C : Matrice d'auto corrélation

E : Erreur quadratique moyenne

E_B : Sous-espace du bruit

E_s : Sous-espace du signal

F(.) : L'opérateur de mélange

G(.) : L'opérateur inverse de **F(.)**

H : Fonction non linéaire

I : Matrice identité

I_n : Matrice identité de taille $n \times n$

J : Matrice d'échange

J : Nombre de sous-tableaux

L : Longueur de chaque sous-tableau

M : Les observations

M : Vecteurs propres

N : Capteur

N : Nombre d'échantillons

N: Les sources

P : Puissance du signal pilote

P_K: Puissance de signal K(t)

P_{sortie} : Puissance du signal à la sortie du formateur

Q : Matrice de corrélation d'interférence

R : Matrice de covariance

R_B : Matrice de covariance du bruit

R_n : Matrice de covariance du bruit total

R_x : Matrice de covariance due à la présence d'information du canal

R_s : Matrice de covariance du signal utile

R_{xs} : Matrice d'inter-corrélation

R⁻¹ : Inverse de la matrice de covariance

T : Nombre d'instantanés

w : La pondération

w^H : Hermitien du vecteur des poids complexes

3. Minuscules grecques

θ₀ : Angle d'azimut

θ_L Est l'angle de direction d'arrivée

θ_s : Direction du signal incident

λ : Longueur d'ondes

μ : Moyenne

σ : Variance

τ : Variable aléatoire

τ_n : Retard de propagation

φ_0 : Angle d'élévation

∇ : Le gradient

4. Abréviations

ACI : Analyse en Composantes Indépendantes

ACP : Analyse en Composantes Principales

AR : Auto Régressif

BSS : Blind Source Separation

CM : Constant Modulus

CMA : Constant Modulus Algorithme (Algorithme de Module Constant)

DOA : Direction-Of-Arrival (directions d'arrivée)

DS : Délais-Somme

EQM : Erreur Quadratique Moyenne

FF : Formateur de Faisceaux

FFA : Formation de Faisceaux Adaptatifs

FFC : Formation de Faisceaux Conventiennelle

FVDS : Formation de Voie par Délais-Somme

GSC : Lobe latéral généralisé

ITD : Interaural Time Difference

LCMV: Linear Constrained Minimum Variance

LMS: Least Mean Square (Algorithme des moindres carrés)

LS-CMA : Least Square-Constant Modulus Algorithm

MIMO : Multiple-Input Multiple-Output

MPDR : Minimum Power Distortionless Response

MUSIC : Multiple Signal Classification

MVDR : Minimum Variance Distortionless Response

MMSE : Minimum Mean Square Error (minimisation de l'erreur quadratique moyenne)

RF : Radio Fréquence

RLS: Recursive Least Squares algorithm

RIF : Réponse Impulsionnelle Finie

SAS : Séparation Aveugle de Sources

SNR : Signal to Noise Ratio (rapport signal sur bruit)

SOI: Signal Of Interest (signal souhaité)

ULA : Uniform Linear Array.

Sommaire

Sommaire

Dédicace	
Dédicace	
Remerciements	
Liste des figures	I
Liste des Tableaux	III
Liste des symboles et des abréviations	IV
Introduction générale	2

Chapitre I : Généralité sur la séparation aveugle de source

I.1. Introduction	5
I.2.Parole	5
I.2.1.Modèle de production de la parole	5
I.3. Notions de bruits	6
I.3.1. Bruit blanc	6
I.3.2. Bruit coloré	7
I.3.3. Bruit ambiant	7
I.4. Nature et caractéristiques du bruit	7
I.4.1. Bruits additifs, bruit de fond	8
I.4.2. Bruit impulsif	8
I.4.3. Bruits convolutifs	8
I.5. Filtrage adaptatif	9
I.5.1. Principe du filtrage adaptatif	9

I.5.2. Structure générale d'un filtre adaptatif	10
I.6. Notion d'écho	10
I.6.1. Echo acoustique	10
I.6.2. Echo hybride	11
I.7. L'annulation d'écho acoustique	11
I.8. Modèles de mélanges	12
I.8.1. Mélange linéaire	12
I.8.1.1. Mélange linéaire Instantané	12
I.8.1.2. Mélange linéaire Convolutif	13
I.8.2. Mélange non linéaire	13
I.9. Séparation aveugle de sources (SAS)	14
I.9.1. Principe de la SAS	16
I.9.2. Approches statistiques	17
I.9.2.1. l'Analyse statistiques d'ordre supérieur	17
I.9.2.2. L'analyse tempes-fréquence	17
I.9.2.3. L'analyse en composantes indépendantes (ACI)	17
I.10. Technologie MIMO	18
I.11. Conclusion	18

Chapitre II: Technique de formation de faisceau

II.1. Introduction	20
II.2. Technique de formation de faisceaux (beamforming)	21
II.2.1. Principe de formation de faisceaux (beamforming)	21
II.2.2. Différent technique de beamforming	22

II.2.2.1. Modélisation en bande étroite	22
II.2.2.2. Modèle des signaux reçus	23
II.2.3. Types de formateur de faisceaux	24
II.2.3.1. Réseau de formation analogique de faisceaux	24
II.2.3.2. Réseau de formation numérique de faisceaux	24
II.2.3.3. Réseau de formation Hybride de faisceaux	25
II.2.4. Algorithmes de formation de faisceaux	26
II.2.4.1. Formation de faisceaux conventionnelle (FFC)	26
II.2.4.2. Formation de faisceaux adaptatifs (FFA)	27
II.3. Estimation de la DOA	30
II.3.1. Méthode MUSIC	30
II.3.1.1. Algorithme	30
II.3.1.2. Améliorations apportées à MUSIC	32
II.4. Conclusion	34

Chapitre III : Algorithmes de formation de faisceau

III.1. Introduction	36
III.2. Beamforming fixe	36
III.3. Beamforming Adaptative	36
III.4. Algorithmes adaptatifs de formation de faisceau	38
III.4.1. Algorithmes adaptatifs aveugles	39
III.4.1.1. CM Algorithme	39
III.4.1.2. LS-CM Algorithme	39
III.4.1.3. Algorithme LCMV (Linear Constrained Minimum Variance)	40
III.4.1.4. Algorithme MVDR (Minimum Variance Distortionless Response)	41

III.4.1.5. Formation de voie par Délais-Somme (DS)	42
III.5. Filtrage de Wiener	43
III.6. Conclusion	45

Chapitre IV: Résultats et simulations

IV.1. Introduction	47
IV.2. Beamforming acoustique à l'aide d'un réseau de microphones	47
IV.2.1. Définir un réseau linéaire uniforme de microphones	47
IV.2.2. Simuler les signaux reçus	50
IV.2.3. Traitement avec un Beamformer Time Delay	53
IV.3. Conclusion	63
Conclusion et perspectives	65
Références	67

Introduction générale

Introduction générale

Avec la croissance rapide de l'utilisation des connexions sans fil et l'expansion rapide du téléphone de l'opérateur, la plupart des recherches dans ce domaine se sont concentrées sur le déploiement de nouvelles technologies pour rendre les réseaux sans fil plus efficaces. Une de ces techniques est la technique de beamforming. Cette technologie offre un bon débit de transmission et une bonne qualité grâce à la diversité spatiale.

La séparation aveugle des sources est un domaine de recherche très intéressant dans le traitement du signal. Plusieurs méthodes sont proposées pour trouver les signaux sources reçus par des capteurs qui reçoivent un mélange de signaux sources. Cette séparation est dite "Aveugle" à cause de l'absence d'information propre sur les signaux sources et la nature de matrice de mélange des signaux reçus.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à l'étude et la simulation d'une technique de beamforming et l'estimation de la direction d'arrivée pour tenter de repérer la source des sons.

Notre objectif consiste à donner une vue générale sur les différents algorithmes de beamforming et l'estimation de la direction d'arrivée et pour mettre en œuvre des algorithmes de traitement de réseaux de capteurs, afin d'améliorer le signal utile, et de diminuer la contribution des interférents. Notre mémoire de fin de cycle master contient quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, On présentera des généralités sur la séparation aveugle de source.

Le deuxième chapitre, parlera des réseaux d'antennes intelligentes. Nous commencerons par un bref aperçu du principe de la technique beamforming, puis nous mentionnerons les algorithmes correspondant à cette technique et l'estimation de direction d'arrivé. On va s'intéresser à la méthode MUSIC (MUltiples SIgnal Classification).

Le troisième chapitre, nous parlerons du beamforming fixe et adaptatif, le filtrage de « Wiener », ainsi que les différents algorithmes adaptatifs de formation des faisceaux. On va s'intéresser à l'algorithme de minimum variance et la formation de faisceaux par délais-somme.

Le dernier chapitre présentera les résultats de simulation pour la formation de faisceau, en mettant l'évidence l'algorithme dit delay-and-sum.

Chapitre I
Généralité sur la séparation aveugle de source

I.1. Introduction

La séparation aveugle de sources consiste à estimer un ensemble de signaux inconnus dits sources à partir des signaux connus dits mélanges. Les mélanges sont des mélanges des signaux sources reçues par des capteurs (microphone, cameras, antennes...). La séparation de sources est considérée comme achevée lorsque chaque signal source est restitué à un facteur scalaire près. Dans ce premier chapitre on rappelle la définition de la séparation aveugle de sources, les critères de séparation des signaux, Les approches statistiques et les différents types de mélanges.

I.2. Parole

La parole, manifestation sonore du langage, est sans doute le principal moyen de communication entre humains. L'avènement des télécommunications, puis du traitement numérique de l'information, s'est donc naturellement accompagné d'un vaste effort de recherche visant à comprendre les mécanismes de la communication parlée.

I.2.1. Modèle de production de la parole

Le signal de parole $s(n)$ est le résultat de l'excitation $u(n)$ du conduit vocal par un train d'impulsion, ou un bruit avec un gain G , donnant lieu respectivement aux sons voisés et non voisés (la figure I.1) [1]. Dans le cas des sons voisés, l'excitation est une vibration périodique des cordes vocales suite à la pression exercée par l'air provenant de l'appareil respiratoire.

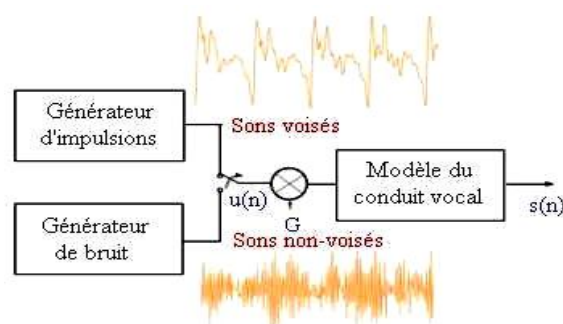


Figure I.1 : Modèle simplifié de production de la parole.

L'analyse de la parole est une étape indispensable à toute application de synthèse, de codage ou de reconnaissance. Elle repose en général sur un modèle. Il existe de nombreux modèles de parole. On distingue les modèles articulatoires, les modèles de production, et les modèles phénoménologiques. Dans le processus de codage, on s'intéresse au modèle de

production. On y décrit la parole comme le signal produit par un assemblage de générateurs et de filtres numériques (modèle source-filtre).

Les paramètres de ces modèles sont ceux des générateurs et filtres qui les constituent. Le modèle Autorégressif (AR) en est l'exemple le plus utilisé.

I.3. Notions de bruits

On appelle bruit, tout phénomène perturbateur gênant la perception ou l'interprétation d'un signal par analogie avec les nuisances acoustiques. Le bruit est inhérent à l'environnement naturel et à l'équipement électronique caractérisant aussi le bruit d'origines externe et interne [2].

I.3.1. Bruit blanc

Un bruit blanc est un processus stochastique utilisé afin de modéliser les bruits intervenant dans toute modélisation de systèmes dynamiques. Une fonction aléatoire faiblement stationnaire $X(t)$ est un bruit blanc si elle est in corrélée (Figure I.2(a)). Cela montre qu'un bruit blanc gaussien stationnaire a une densité de puissance identique à toutes les fréquences, ce qui justifie la dénomination de bruit blanc par analogie avec la lumière blanche. Toutefois, si l'on calcule la puissance totale d'un bruit blanc, nous obtenons une valeur infinie qui montre que ce type de processus n'existe pas dans le monde physique [3]. La fonction d'auto corrélation d'un tel bruit blanc est une impulsion de Dirac (Figure I.2(b)).

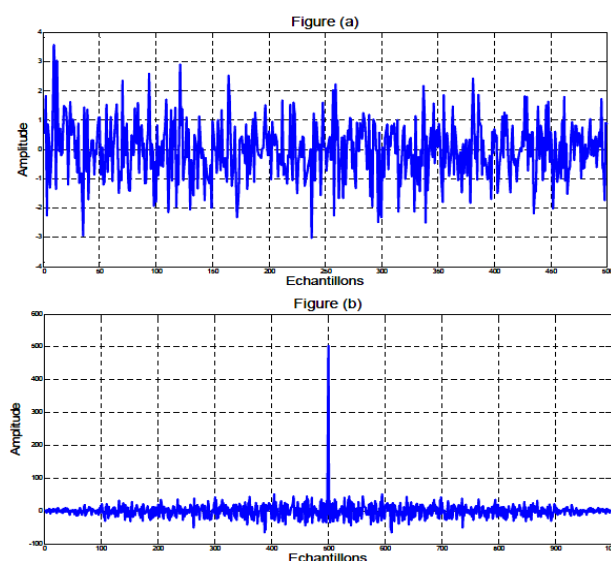


Figure I.2: Bruit blanc gaussien à moyenne nulle et variance égal à 1 (Figure.a), et sa fonction d'auto corrélation (Figure.b).

I.3.2. Bruit coloré

Un bruit coloré est un bruit blanc filtré, ainsi la fonction d'autocorrélation d'un tel bruit ne sera pas une impulsion de Dirac, mais plutôt une courbe étroite [4]. Un bruit coloré de basse fréquence est parfois appelé bruit rose, car il ne conserve que les grandes longueurs d'onde, ce qui dans le spectre du visible correspond aux teintes rouges.

I.3.3. Bruit ambiant

Niveau sonore incluant l'ensemble des bruits environnants. Dans le cas d'une gêne liée à une source sonore particulière, le bruit ambiant est la somme du bruit résiduel et du bruit particulier émis par la source. Il est composé de l'ensemble des bruits émis par toutes les sources proches et éloignées.

I.4. Nature et caractéristiques du bruit

On appelle bruit tout signal nuisible qui se superpose au signal utile en un point quelconque d'une chaîne de mesure ou d'un système de transmission. Il constitue donc une gêne dans la compréhension du signal utile, qui est dans notre cas, la parole. En physique, en acoustique et en traitement du signal, bien que le bruit soit, par nature, aléatoire, il possède certaines caractéristiques statistiques, spectrales ou spatiales. Le tableau I.1, extrait de [5], représente les différentes classes auxquelles un bruit peut appartenir.

Tableau I.1 : Différentes classes du bruit.

Propriétés	Types
Structures	Continu / Impulsif / Périodique
Type d'interaction	Additif / Multiplicatif / Convolutif
Comportement temporel	Stationnaire / Non stationnaire
Bande de fréquence	Étroite / Large
Dépendance	Corrélé / Décorrélé
Propriétés statistiques	Dépendant / Indépendant
Propriétés Spatial	Cohérent / Incohérent

I.4.1. Bruits additifs, bruit de fond

Soit un signal $b(n)$ de bruit, ce bruit est dit additif dès qu'il interfère avec la parole, ou le signal $s(n)$ cible suivant la loi simple :

$$x(n) = s(n) + b(n) \quad (\text{I.1})$$

Où $x(n)$ est le signal de parole bruité.

Un bruit de fond est un bruit additif, continu, non corrélé à la parole et très courant. Par exemple le bruit de fond dans une voiture est généré par son moteur, par le bruit des roues, des courants d'air aux fenêtres ouvertes etc. La caractéristique spectrale d'un tel bruit est aléatoire, mais le plus souvent dominante en basse fréquence. La caractéristique temporelle est très variable, de stationnaire (bruit de voiture) à non stationnaire (bruit de sirène) [6].

La parole interférente est un bruit additif composé de plusieurs autres locuteurs. Dans le cas de plusieurs locuteurs simultanés, l'interférence est connue sous le terme de bruit de chahut (babble speech). Les caractéristiques spectrales et temporelles sont proches de celle du signal de parole.

I.4.2. Bruit impulsif

Ce type de bruit additif forme une classe à part. Le recouvrement spectral de ce bruit est presque entier. La caractéristique théorique de ce bruit est un Dirac. Les exemples ne manquent pas : citons le bruit de marteau piqueur, mitrailleuse, claquement de porte.

I.4.3. Bruits convolutifs

Les phénomènes convolutifs apparaissent surtout lorsqu'il y a des fonctions de transfert, des échos et des délais. Ce type de bruit correspond à un mélange acoustique et non à une somme de signaux simplement décalés. Le signal enregistré subit les fonctions de transfert de la source vers le micro. Ces fonctions de transfert sont liées aux caractéristiques acoustiques (positions relatives et environnement sonore). Les échos, réverbérations du signal de parole, forment une classe de bruit particulière, ce genre de bruit ne peut pas être traité efficacement par les algorithmes qui fonctionnent sur une hypothèse forte d'indépendance des signaux et de délais nuls ou constants entre les sources. Notons que des échos qui se présenteraient lors d'une analyse de l'harmonicité auraient un effet atténuateur [6].

I.5. Filtrage adaptatif

Les filtres adaptatifs sont des systèmes appliqués sur des données bruitées pour obtenir une information utile à un certain instant t , ces systèmes étant mis en œuvre dans trois configurations :

- Le filtrage c'est à dire l'extraction de cette information au temps t à partir des données bruitées mesurées jusqu'au temps t inclus.
- Le lissage qui utilisera aussi les données postérieures au temps t .
- La prédiction qui ne se sert que des données jusqu'au temps $t-\tau$ pour déduire l'information qui nous intéresse au temps t .

I.5.1. Principe du filtrage adaptatif

Le concept du traitement adaptatif des signaux a évolué à partir des techniques développées pour permettre la commande adaptative des systèmes variables dans le temps. Un filtrage est rendu adaptatif si ses paramètres, les coefficients, sont modifiés selon un critère donné, dès qu'une nouvelle valeur du signal devient disponible.

Ces modifications doivent suivre l'évolution des systèmes dans leur environnement aussi rapidement que possible. L'algorithme adaptatif détermine les caractéristiques de filtre en ajustant leurs coefficients, selon les conditions de signal et les critères d'exécution (ou l'évaluation de qualité). Selon la (Figure I.3), un filtre adaptatif est un filtre numérique avec des coefficients qui peuvent être déterminés et mis à jour par un algorithme adaptatif.

Par conséquent, l'algorithme adaptatif se comporte comme un opérateur humain qui a la capacité de s'adapter dans un environnement en cours d'évolution.

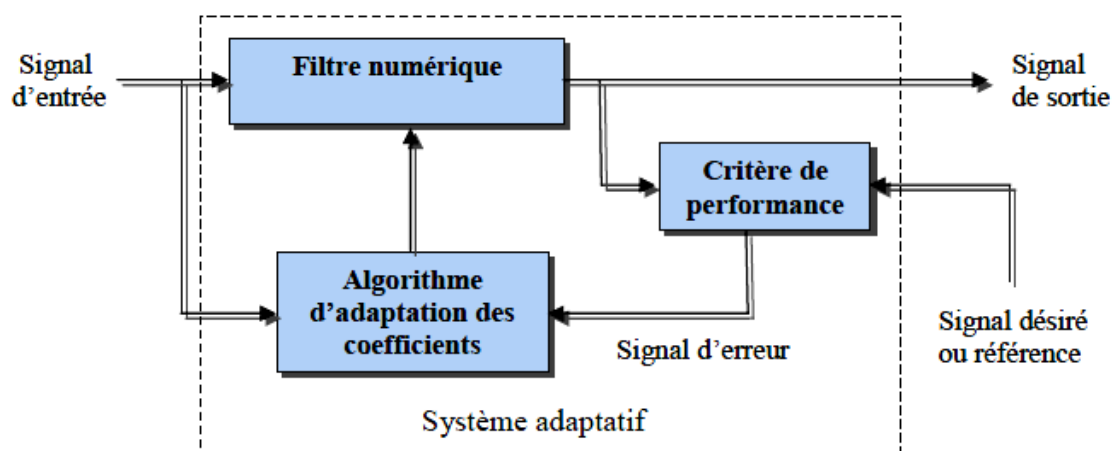


Figure I.3 : Principe de base d'un filtre adaptatif.

I.5.2. Structure générale d'un filtre adaptatif

La disposition générale d'un environnement de filtrage adaptatif est illustrée par la (Figure I.4), où $x(n)$ est le signal d'entrée, $\hat{y}(n)$ est le signal de sortie estimée, $d(n)$ le signal de sortie désirée (la quantité que l'on veut reproduire) et $e(n)$ le signal d'erreur défini comme étant la différence entre la sortie désirée et la sortie estimée. Ce dernier est utilisé afin d'établir la fonction objectif (fonction coût), requise par l'algorithme d'adaptation dans le but de déterminer la mise à jour appropriée des coefficients du filtre. Comme montré dans la (Figure I.4) la conception d'un filtre adaptatif impose la caractérisation de deux structures principales : la structure de filtrage et la structure d'adaptation.

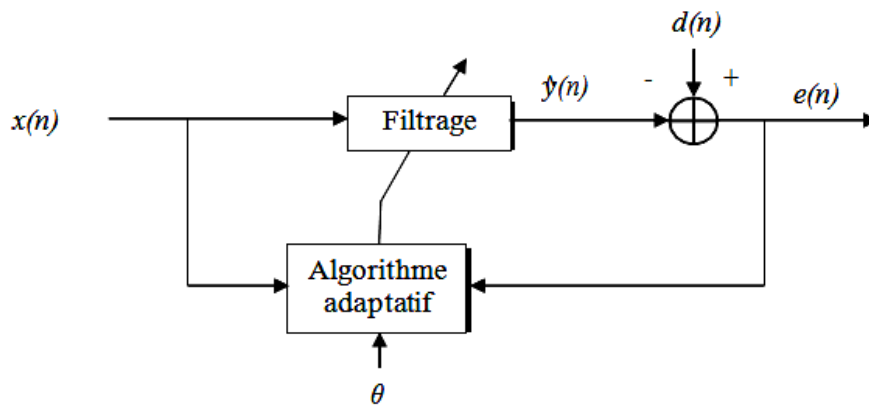


Figure I.4: Configuration générale d'un filtre adaptatif.

I.6. Notion d'écho

Un écho est le phénomène dans lequel une version retardée et distordue d'un son est réfléchié et renvoyé vers la source [7]. Les systèmes de communications recueillent des échos émanant d'un certain nombre de sources, alors l'annulation d'écho devient une tâche essentielle pour la bonne qualité de service. Il existe deux formes d'écho dans les réseaux de communication: l'écho acoustique et l'écho hybride (électrique).

I.6.1. Echo acoustique

L'écho acoustique se produit lorsqu'une partie du son du haut-parleur du téléphone est captée et retransmise par le microphone. L'écho acoustique est causé par une mauvaise isolation acoustique entre l'appelant et le microphone de l'appelé.

I.6.2. Echo hybride

L'écho hybride (parfois appelé écho ligne ou écho électrique) est le retour d'un signal électrique à la source qui lui a donné naissance. En téléphonie, l'écho hybride n'est d'autre que le renvoi d'une conversation téléphonique à la même personne qui est entrain de parler.

I.7. l'annulation d'écho acoustique

La suppression d'écho, était basée sur la détection d'une voie : lorsque le locuteur A se met à parler, une augmentation de gain est observée et la parole est coupée au locuteur B. La suppression d'écho est de mise en œuvre simple mais s'avère d'une qualité insuffisante. En effet, cette méthode fait, que les deux locuteurs ne parlent jamais en même temps, assurant ainsi une communication seulement bidirectionnelle et non simultanée.

L'annulation d'écho acoustique consiste à identifier le chemin d'écho entre le haut parleur et le microphone. Ceci permet une évaluation de l'écho qui est alors soustrait du signal à envoyer (Figure I.5).

Cette méthode bien adaptée à la résolution du problème d'écho puisqu'elle permet une communication bidirectionnelle simultanée. Le canal acoustique, est généralement modélisé par un filtre de réponse impulsionnelle finie (RIF) F de taille L . L'annulation d'écho acoustique est un problème d'identification d'un système linéaire F (le canal acoustique) avec entrée connue $x(n)$: la parole qui provient du locuteur distant, et sortie connue bruitée $d(n)$ (écho $y(n)$ plus éventuellement parole locale $s(n)$), suivie d'un traitement correctif approprié [8].

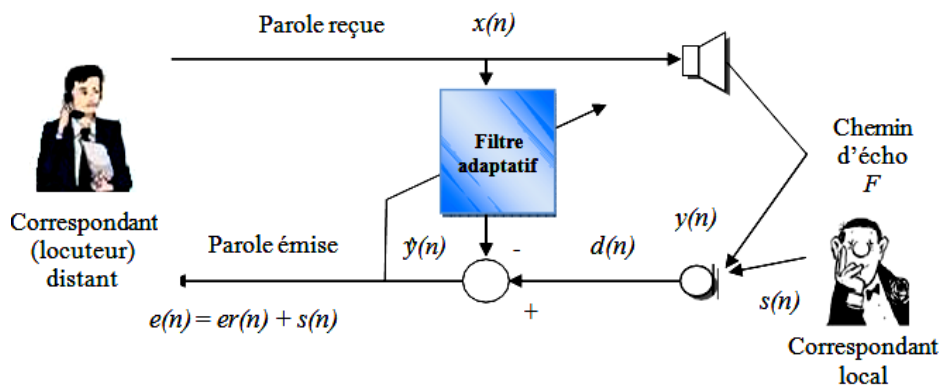


Figure I.5 : Principe de l'annulation d'écho acoustique.

D'après la (figure I.5), le microphone disposé dans l'espace considéré capte à la fois la parole du locuteur local et celle issue du haut-parleur à cause du couplage acoustique.

Afin d'assurer une communication bidirectionnelle simultanée de qualité, le filtre adaptatif identifie le canal de couplage acoustique F et fournit une estimation $\hat{y}(n)$ de l'écho acoustique $y(n)$, résultat de la transformation de l'entrée $x(n)$ envoyée dans le haut parleur par F .

Cette estimation $\hat{y}(n)$, version reconstituée de l'écho, est soustraite du signal $d(n) = y(n) + s(n)$ issu du microphone. Le signal différence $e(n) = d(n) - \hat{y}(n)$, résultat de cette opération est de l'écho résiduel $e(n) = y(n) - \hat{y}(n)$ et de la parole local $s(n)$.

I.8. Modèles de mélanges

Il existe dans la littérature plusieurs types de mélanges découpés en deux catégories : les mélanges linéaires et les mélanges non linéaires.

I.8.1. Mélange linéaire

I.8.1.1. Mélange linéaire Instantané

Les sources se mélangent mutuellement selon un gain propre à chaque liaison source-capteur et ce mélange est observé au niveau des différents capteurs.

L'observation $x_i(t)$ du capteur i à l'instant t s'écrit sous la forme d'une combinaison linéaire des différentes sources au même instant t :

$$x_i(t) = \sum_{j=1}^N a_{ij} s_j(t), i = 1, \dots, M \quad (\text{I.2})$$

Et sous la forme matricielle par :

$$x(t) = A s(t) \quad (\text{I.3})$$

Avec :

x : est la matrice des observations.

A : La matrice de mélange.

$s(t)$: La matrice des sources.

I.8.1.2. Mélange linéaire Convolutif

Le mélange convolutif se produit dans des sources acoustiques en raison de la propagation du son dans l'espace et des trajets multiples générés par les réflexions du son par les différents objets, en particulier dans les salles et les environnements fermés. Le modèle de mélange convolutif est donné par :

$$x_i(t) = \sum_{j=1}^N \sum_{k=0}^{\infty} a_{ij}(k) s_j(t - k) \quad i = 1, \dots, M \quad (\text{I.4})$$

La modélisation de mélange convolutif réaliste (par exemple, mélanges de sources audiophoniques dans une salle avec réverbération) [9].

Toutes les équations reliant les M observations aux N sources peuvent s'écrire sous forme matricielle comme :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(t) * \mathbf{s}(t) \quad (\text{I.5})$$

Avec :

\mathbf{x} : La matrice des observations.

\mathbf{A} : La matrice de mélange.

$\mathbf{s}(t)$: La matrice des sources.

I.8.2. Mélange non linéaire

Ce modèle de mélange est caractérisé par l'ajout d'une transformation non linéaire H à un modèle linéaire instantané, chaque observation pouvant subir une transformation non linéaire différente. Ce type de mélange est très général, la relation de mélange est de la forme :

$$\mathbf{x}(t) = H(\mathbf{s}(t)) \quad (\text{I.6})$$

Avec :

\mathbf{x} : La matrice des observations.

H : Fonction non linéaire.

$\mathbf{s}(t)$: La matrice des sources.

I.9. Séparation aveugle de sources (SAS)

La séparation aveugle des sources, dite BSS (Blind Source Separation) est un domaine de recherche très intéressant dans le traitement du signal. Méthodes sont proposées pour trouver les signaux sources reçus par des capteurs qui reçoivent un mélange de signaux sources. La séparation est aveugle en raison d'absence d'information propre sur les signaux sources et la nature de matrice de mélange des signaux reçus.

Une bonne partie des signaux audio sont des mélanges auxquels contribuent plusieurs sources. L'étude des mélanges audio a de nombreuses applications dont la plus populaire est le problème du cocktail (cocktail party problem) (Figure. I.6).

Ce nom provient de la situation rencontrée par exemple lors d'un joyeux déjeuner familial. Comment comprendre ce que dit notre voisin parmi les autres voix ? Un tel exploit est facilement réalisable par les couches supérieures du cortex. Ce type de comportement peut être aussi copié par un système artificiel. Ainsi, le terme "cocktail party" est devenu le surnom de la séparation aveugle de sources dans le domaine audio.



Figure. I.6 : Illustration du problème du cocktail (cocktail party problem).

Dans un contexte tout à fait général, la séparation de sources consiste à restaurer L signaux sources inconnus s_j à partir de K observations x_j . Ces observations sont des mélanges des signaux sources et proviennent généralement de capteurs, tels que des microphones, des antennes radiofréquences, des capteurs CCD... Le mélange entre les

signaux sources est dû à la propagation simultanée de ces derniers jusqu'aux capteurs. La relation liant les sources et les observations est donnée par :

$$\mathbf{x} = F(\mathbf{s}) \quad (\text{I.7})$$

Où $\mathbf{s} = [s_1 \dots s_L]^T$ et $\mathbf{x} = [x_1 \dots x_K]^T$ sont deux vecteurs colonnes représentant respectivement l'ensemble des signaux sources et l'ensemble des signaux d'observations, et $F(\cdot)$ dénote l'opérateur de mélange. L'originalité de la SAS réside dans le fait qu'on se place dans un contexte aveugle, c'est-à-dire que l'opérateur de mélange ainsi que les signaux sources sont inconnus.

L'objectif ambitieux de la SAS est de construire un système capable de fournir des sorties y_j égales aux signaux sources s_j . La reconstruction des signaux sources est réalisée grâce au modèle :

$$\mathbf{y} = G(\mathbf{x}) \quad (\text{I.8})$$

Où $\mathbf{y} = [y_1 \dots y_L]^T$ est un vecteur colonne représentant l'ensemble des signaux de sortie et $G(\cdot)$ est l'opérateur inverse de $F(\cdot)$. Il apparaît ici deux problèmes qui peuvent être différents.

On peut considérer le problème restitution des sources [10] consistant à proposer une estimation des sources sans pour autant proposer une estimation de la structure de mélange. Ces deux problèmes coïncident lorsque le mélange est inversible. La configuration générale de la séparation aveugle de sources est donnée dans la figure (Figure. I.7) suivante.

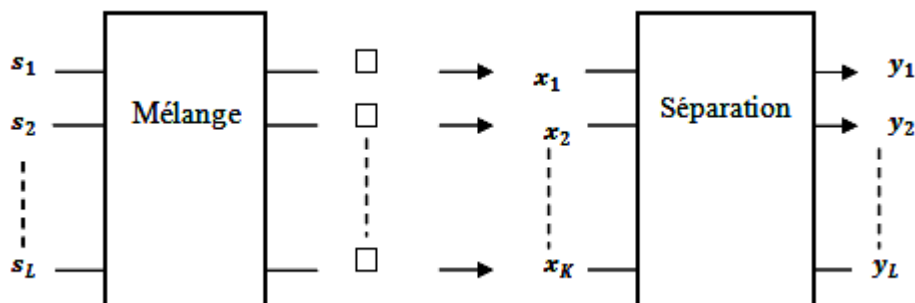


Figure I.7 : Configuration générale de la séparation aveugle de sources.

Concernant le nombre K d'observations par rapport au nombre L de signaux sources, on conçoit que le cas "(sur)déterminé", c'est-à-dire $K = L$ ($K > L$), est plus simple à résoudre que le cas "sous-déterminé", c'est-à-dire $K < L$. Ce dernier cas ne peut être résolu qu'à l'aide d'importantes informations à priori.

I.9.1. Principe de la SAS

Le principe général des méthodes de SAS linéaire instantanée (Figure. I.8) consiste à transférer les observations dans un système qui inverse la matrice de mélange A afin de restaurer les signaux sources. La difficulté provient du fait que cette matrice est inconnue, ce qui revient à inverser une matrice inconnue.

Cette difficulté nous amène à déterminer une estimation \hat{A}^{-1} de l'inverse de la matrice A^{-1} , pour en déduire par la suite une estimation des signaux sources en transférant les observations dans le système qui réalise la matrice \hat{A}^{-1} . On obtient alors :

$$y = \hat{A}^{-1}x \quad (\text{I.9})$$

Et par conséquent :

$$y = \hat{A}^{-1}x A s = \hat{s} \approx s \quad (\text{I.10})$$

Ce qui nous permet de restituer les signaux sources. La matrice $C = \hat{A}^{-1}$ est dite « Matrice de séparation ».

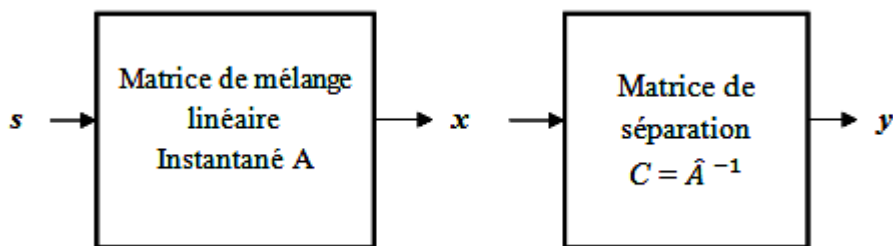


Figure I.8 : Principe général des méthodes de SAS linéaire instantanée.

L'estimation d' A^{-1} ou d'une grandeur associée (par exemple A pour en déduire ensuite une estimation d' A^{-1}) est faite à partir des seules observations en utilisant les seules hypothèses faites sur les sources.

I.9.2. Approches statistiques

Il existe différentes techniques qui permettent la séparation de sources aveugle. Ces techniques sont généralement regroupées en trois catégories :

La première catégorie concerne les statistiques d'ordre supérieur, la seconde catégorie basée sur l'analyse temps-fréquence, La troisième catégorie regroupe les méthodes d'Analyse en Composantes Indépendantes (ACI).

I.9.2.1. L'Analyse statistiques d'ordre supérieur

La séparation de source basée sur les statistiques d'ordre 2 [9] repose uniquement sur la décorrélation des sources reconstitués.

Les statistiques d'ordre supérieur à 2 entrent en jeu pour permettre l'exploitation complète de l'indépendance. Une meilleure exploitation de celle-ci implique une amélioration de la séparation. L'ACI exploite ces statistiques ordres supérieurs complétant ainsi l'analyse en composantes principales (ACP), qui est une méthode basée sur les statistiques d'ordre 2.

I.9.2.2. L'analyse tempes-fréquence

La SAS de mélanges convolutifs dans le domaine fréquentiel présente un avantage par rapport à la séparation de sources dans le domaine temporel du fait que les algorithmes de séparation sont plus simples et donc plus rapides. La relation de convolution dans le domaine temporelle devient un simple produit dans le domaine fréquentiel. Le passage dans le domaine fréquentiel permet d'obtenir un mélange linéaire instantané de la contribution des N sources dans chaque bande de fréquences considérée, et alors les sources peuvent être séparées dans chacune de ces bandes.

I.9.2.3. L'analyse en composantes indépendantes (ACI)

L'ACI [11] est une méthode statistique permettant d'obtenir, par transformation de variables aléatoires, des variables indépendantes. Cette approche permet de définir un modèle dans lequel les variables inconnues sont indépendantes et le système de mélange est inconnu. Le système de mélange est à l'origine des variables aléatoires observées.

Le séparateur utilise une transformation inverse pour reconstruire les sources d'origine. La transformation ajuste les propriétés statistiques des sources reconstruites jusqu'à l'obtention de celles recherchées.

I.10. Technologie MIMO

La technologie MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) est une technique de transmission utilisée dans les systèmes modernes de communication, elle a adopté pour utiliser de plusieurs antennes au niveau de l'émetteur-récepteur pour transférer plus de données simultanément et d'améliorer l'efficacité de la transmission. Ce système augmenter le débit, la qualité et l'ordre de diversité des systèmes de communications.

La technologie de beamforming est basée sur le système MIMO. Pour que le modèle du signal dans la séparation de sources et celui des systèmes MIMO sont exactement les mêmes. Donc les méthodes de séparation de sources peuvent être utilisées pour récupérer les signaux transmis mais à condition que ces signaux soient mutuellement indépendants.

I.11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé quelques notions de bases de technique séparation aveugle de source. La plupart des méthodes utilisées dans la séparation se basent essentiellement sur l'indépendance statistique des sources, qui reste une condition nécessaire et suffisante. Nous allons présenter dans le chapitre suivant, les techniques de formation de faisceau pour repérer une source des sons.

Chapitre II
Technique de formation de faisceau

II.1. Introduction

Le Beamforming aussi appelé filtrage spatial, formation de faisceaux ou formation de voies est une technique de traitement du signal utilisée dans les réseaux d'antennes et de capteurs pour l'émission ou la réception directionnelle de signaux Ceci est réalisé en combinant les éléments d'un réseau d'antennes à commande de phase de telle façon que dans des directions particulières.

Le beamforming peut s'utiliser avec les ondes radio ou sonores. Il a de nombreuses applications dans les techniques de radar, sonar, sismologie, transmission sans fil, radioastronomie, acoustique, et la biomédecine. Le beamforming adaptatif est utilisé pour les signaux interfèrent de façon constructive tandis que dans d'autres directions les interférences soient destructives. Le beamforming peut être utilisé du côté émetteur ou du côté récepteur pour obtenir une sélectivité spatiale.

L'amélioration, comparée à l'émission/réception d'une antenne isotrope (omnidirectionnelle), s'appelle le gain (ou perte) d'émission/réception.

Le beamforming est utilisé pour détecter et évaluer le signal utile à la sortie d'un réseau de capteurs, au moyen du filtrage spatial optimal (c'est-à-dire de moindres carrés) et de la réjection d'interférence. Pour les techniques d'imagerie acoustique, le beamforming constitue une méthode de traitement du signal élémentaire et très répandue [12].

C'est un processus de génération d'un faisceau directionnel à partir d'un réseau de capteurs ou d'antennes. Ce filtre va permettre de récupérer ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum, c'est-à-dire de favoriser le gain pour la direction d'intérêt et d'atténuer les signaux émis dans les directions non souhaitées interférences. A la sortie de ce filtre, on n'aura que les signaux dans la direction d'intérêt (Figure II.1).

On montre que les systèmes de capteurs ou d'antennes connues sous le terme «d'antennes intelligentes» utilisent la technique de formation de faisceaux (Beamforming) pour permettre de récupérer ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum.

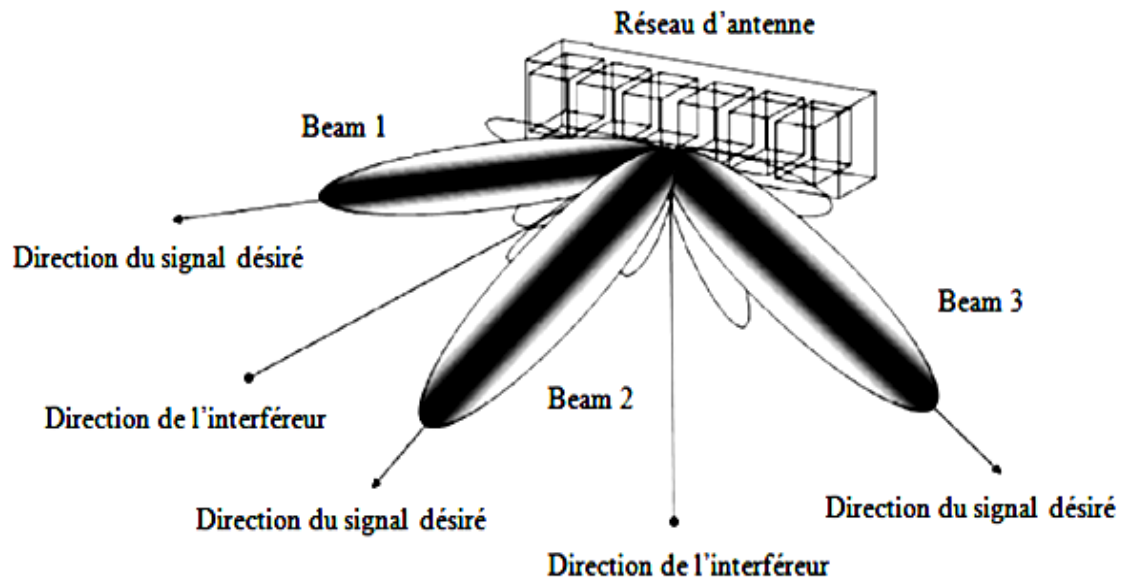


Figure II.1 : Technique de formation de faisceaux.

II.2. Technique de formation de faisceaux (beamforming)

II.2.1. Principe de formation de faisceaux (beamforming)

Le principe de beamforming est de maximiser la combinaison des signaux en réception en utilisant un filtre-arrière au récepteur ou/et un filtre-devant à l'émetteur. Ces filtres sont artificiellement équivalents à la sélection de voies ou de trajets de propagation des ondes désirées en réduisant ou en éliminant des voies inutiles ou des interférences. Le gain de beamforming est un développement du rapport signal sur bruit plus interférences du récepteur.

La formation de faisceaux consiste à focaliser le faisceau de l'antenne (à l'émission et/ou à la réception) dans des directions privilégiées prédéfinies. Cela se traduit par la multiplication par des coefficients complexes, appelés poids ou pondération, des signaux reçus sur chaque élément du réseau d'antennes [13]. Les signaux pondérés sont ensuite additionnés pour former à la sortie du réseau un signal donné par :

$$y(t) = \mathbf{w}^H \cdot \mathbf{x}(t) \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$$\mathbf{w}^H = [w_0^*, w_1^*, \dots, w_{N-1}^*] \quad (\text{II.2})$$

Où le vecteur \mathbf{w}^H représente l'Hermitien (transposé conjugué) du vecteur des poids complexes.

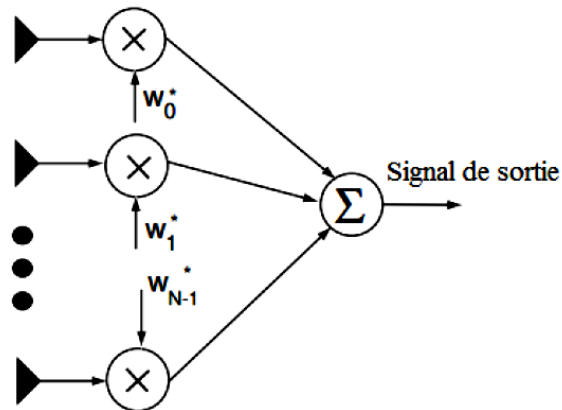


Figure II.2 : Principe du beamforming.

Le formateur de faisceaux étant un outil très important dans les réseaux d'antennes il est essentiel de connaître les différents types ainsi que les techniques mises en œuvre.

II.2.2. Différent technique de beamforming

II.2.2.1. Modélisation en bande étroite

On considère un signal de fréquence porteuse f_0 et de bande passante B reçu par un réseau d'antennes composé de N capteurs, $s(t)$ l'enveloppe complexe de ce signal à l'instant t . En sortie de l'antenne, le vecteur d'observation du signal cible, sans le bruit, s'écrit après démodulation :

$$s(t) = \begin{bmatrix} s(t - \tau_1)e^{-i2\pi f_0 \tau_1} \\ s(t - \tau_2)e^{-i2\pi f_0 \tau_2} \\ \vdots \\ s(t - \tau_N)e^{-i2\pi f_0 \tau_N} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

τ_n : est le retard de propagation en sortie du capteur n par rapport à un capteur de référence.

Lorsque le signal est à bande étroite, le temps de traversée du réseau de capteurs est négligeable devant le temps de cohérence du signal.

Par conséquent, l'enveloppe complexe peut être supposée constante durant la traversée du réseau de sorte que l'expression (II.3) devient :

$$\mathbf{s}(t) = s(t) \begin{bmatrix} e^{-i2\pi f_0 \tau_1} \\ e^{-i2\pi f_0 \tau_2} \\ \vdots \\ e^{-i2\pi f_0 \tau_N} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

En notant :

$$\mathbf{h}_0 = \begin{bmatrix} e^{-i2\pi f_0 \tau_1} \\ e^{-i2\pi f_0 \tau_2} \\ \vdots \\ e^{-i2\pi f_0 \tau_N} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Où \mathbf{h}_0 le vecteur directionnel du signal cible, qu'on appellera par la suite signal utile. Finalement on obtient [14] :

$$\mathbf{s}(t) = s(t) \mathbf{h}_0 \quad (\text{II.6})$$

Où $\mathbf{s}(t)$ et \mathbf{h}_0 correspondent respectivement à l'enveloppe complexe.

II.2.2.2. Modèle des signaux reçus

On considère une antenne arbitraire de N capteurs, on note $\mathbf{x}(t)$ le vecteur des amplitudes complexes des signaux reçus à la sortie de ces capteurs.

$$\mathbf{x}(t) = s(t) \cdot \mathbf{h}_0 + \mathbf{n}(t) \quad (\text{II.7})$$

Où $\mathbf{s}(t)$ et \mathbf{h}_0 correspondent respectivement à l'enveloppe complexe, supposée de moyenne nulle, et au vecteur directionnel du signal utile.

$\mathbf{n}(t)$ Représente le vecteur du bruit total, composé par l'ensemble des signaux interférences et du bruit gaussien, de moyenne nulle, statistiquement non corrélé avec signal utiles(t).

On définit les matrices de covariance pour :

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_n \quad (\text{II.8})$$

Avec :

\mathbf{R}_x : Matrice de covariance due à la présence d'information du canal

\mathbf{R}_s : La matrice de covariance du signal utile

$$\mathbf{R}_s = A^2 \mathbf{h}_0 \mathbf{h}_0^H \quad (\text{II.9})$$

A^2 : Désigne la puissance moyenne du signal utile

$$\mathbf{R}_n = E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] \quad (\text{II.10})$$

\mathbf{R}_n : La matrice de covariance du bruit total

II.2.3. Types de formateur de faisceaux

On distingue trois types de réseau formateur de faisceaux :

- Réseau de formation analogique de faisceaux (Analog Beamforming).
- Réseau de formation numérique de faisceaux (Digital Beamforming).
- Réseau de formation Hybride de faisceaux.

II.2.3.1. Réseau de formation analogique de faisceaux :

Réalise la formation de faisceaux sur un support RF (Radio Fréquence) (ligne de transmission, guide d'onde). La formation analogique est limitée par la complexité du réseau (de formation de faisceaux).

Le formateur de type analogique ne permet pas de séparer les signaux non orthogonaux ; en plus le rapport signal sur bruit (SNR) est affecté par le nombre des faisceaux vu que le SNR diminue dans le cas où le nombre des rayons transmis augmente [15].

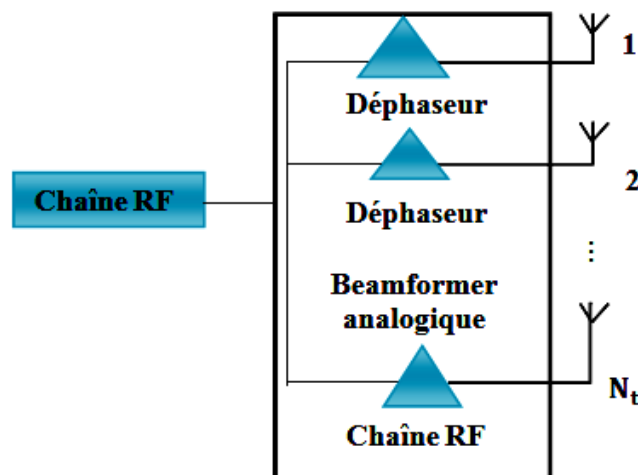


Figure II.3 : Formation de faisceaux analogique [16].

II.2.3.2. Réseau de formation numérique de faisceaux:

Ce type réalise la formation de faisceaux sur un support numérique, beaucoup plus flexible. Elle présente la combinaison de deux technologies : la technologie d'antenne et la technologie numérique.

La formation numérique de faisceaux permet de former de nombreux faisceaux. Notons que le fait de travailler avec des signaux numérisés facilite les calculs de pondération. Par ailleurs, l'application de la loi d'alimentation par des coefficients numériques permet d'introduire plus facilement de la reconfigurabilité dans le système.

Cependant, le formateur de type numérique résout ces inconvénients du fait qu'il utilise des techniques de traitement numérique des signaux [17].

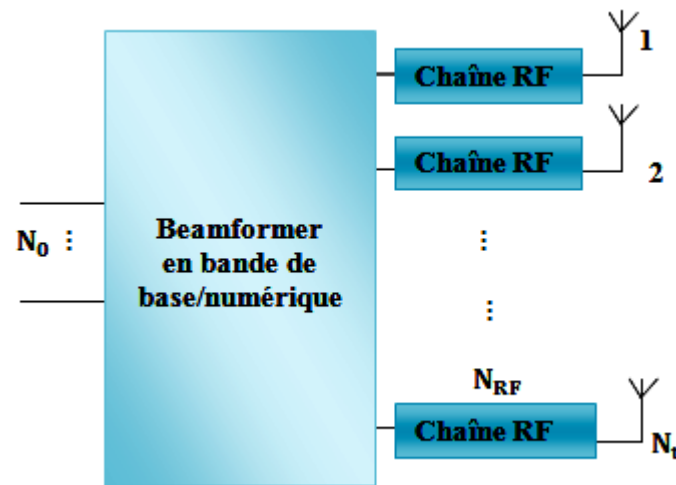


Figure II.4 : Formation de faisceaux numérique [16].

II.2.3.3. Réseau de formation Hybride de faisceaux:

Le faisceau analogique formant et le faisceau numérique formant méthodes ayant leurs propres avantages et inconvénients pour cette raison, une autre méthode est nécessaire pour surmonter les inconvénients, c'est-à-dire la méthode hybride de formation des faisceaux. L'architecture de cette méthode est réduite en raison de gros millimètres d'antennes d'ondes.

Il existe deux types d'hybrides architectures de faisceau forme, la première est, les antennes sont attaché à chaque système présent de chaîne radio fréquence), le second contient un groupe d'antennes présentes dans le système qui sont connecté à la chaîne radio fréquence unique. L'avantage de l'utilisation La méthode hybride de formation de faisceau est meublée presque optimale performance ainsi que la diminution du matériel et du signal complexité traitement [18].

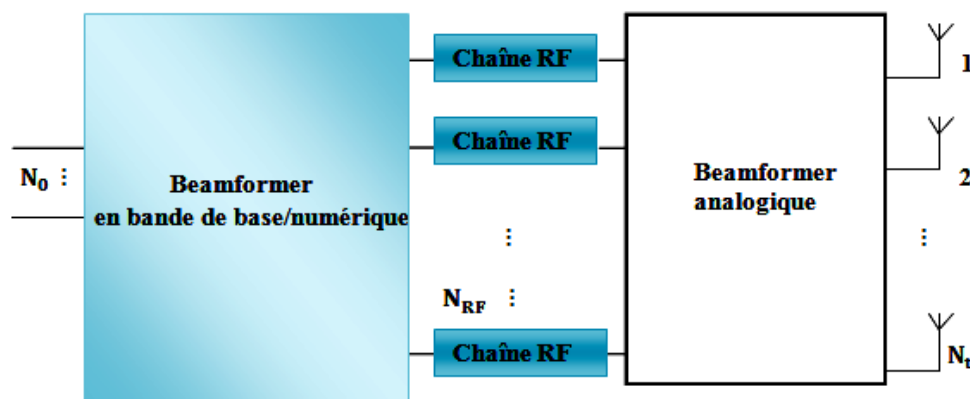


Figure II.5 : Formation de faisceaux hybride.

II.2.4. Algorithmes de formation de faisceaux

Suivant le calcul des poids complexes, on distingue deux principales catégories de formateurs de faisceaux [19] [20] :

- **Formation de faisceaux conventionnelle (FFC)** : formation de voies permettant de pointer le faisceau dans la direction voulue.
- **Formation de faisceaux adaptatifs (FFA)** : en plus de la formation de faisceaux conventionnelle, elle permet de rejeter les interférences éventuelles.

II.2.4.1. Formation de faisceaux conventionnelle (FFC)

La FFC est une méthode classique de formation de faisceaux basée sur la connaissance des directions d'incidence des différentes sources [21]. Elle focalise le faisceau dans la direction du signal utile indépendamment du signal global reçu. Le mode de fonctionnement de ce type de formateur se résume de la manière suivante : Dans une première étape on estime les angles d'arrivée de toutes les sources. Dans la deuxième étape est calculé les pondérations qui sont choisies de façon à sommer en phase les signaux provenant d'une direction (θ_0, φ_0) donnée. Et enfin de sommer de façon cohérente les signaux ainsi obtenus en dernière étape.

La pondération selon la FCC est donnée par :

$$w_{\text{FFC}} = a(\theta_0, \varphi_0) \quad (\text{II.11})$$

Le réseau se focalise alors dans cette direction où une amplitude optimale est obtenue.

Le signal à la sortie de FF s'écrit :

$$y(t) = a^H(\theta_0, \varphi_0) \times x(t) \quad (\text{II.12})$$

Où $a^H(\theta_0, \varphi_0)$ représente l'Hermitien du vecteur directionnel de la direction visée et $x(t)$ est le vecteur des signaux reçus au niveau du réseau d'antenne.

On obtient alors :

$$y(t) = a^H(\theta_0, \varphi_0) a(\theta_0, \varphi_0) \times x(t) + a^H(\theta_0, \varphi_0) \times b(t) \quad (\text{II.13})$$

Où $b(t)$ est le vecteur des bruits.

Qui s'écrit encore :

$$y(t) = \|a(\theta_0, \varphi_0)\|^2 \times x(t) + a^H(\theta_0, \varphi_0) \times b(t) \quad (\text{II.14})$$

Lorsqu'on applique la pondération $\mathbf{w} = \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_0, \boldsymbol{\varphi}_0)$ à un signal $\mathbf{v}(\mathbf{t})$ émis dans une direction (θ_1, φ_1) différente de (θ_0, φ_0) tel que :

$$y(\mathbf{t}) = v(\mathbf{t})a(\theta_1, \varphi_1) + b(\mathbf{t}) \quad (\text{II.15})$$

Le signal à la sortie du réseau peut s'écrire d'après les deux équations précédentes :

$$y(\mathbf{t}) = v(\mathbf{t}) \sum_{K=1}^K a_K(\theta_1, \varphi_1) a_K(\theta_0, \varphi_0) e^{j[v_K(\theta_1, \varphi_1) - v_K(\theta_0, \varphi_0)]} + \mathbf{a}^H(\theta_0, \varphi_0) \times b(\mathbf{t}) \quad (\text{II.16})$$

Le signal $v(\mathbf{t})$ émis est multiplié par un facteur conduisant à une atténuation non maîtrisée en dehors du lobe principal (les positions des maxima locaux et des zéros du diagramme, en dehors du lobe principal, sont aléatoires).

Ce dispositif réalise à la fois un pointage électronique de l'antenne dans la direction (θ_0, φ_0) et un filtrage spatial permettant d'atténuer les signaux arrivant de directions éloignées (lobes secondaires bas) de la direction principale. En termes de complexité, ce formateur est simple à mettre en œuvre, car seule la connaissance des vecteurs directionnels ainsi que la direction d'arrivée (DOA) du signal émis est requise pour son implémentation. Néanmoins, le calcul des pondérations selon cette technique est indépendant des données en entrée du réseau.

II.2.4.2. Formation de faisceaux adaptatifs (FFA)

La formation de faisceaux adaptatifs cherche à introduire une dépendance vis-à-vis des données. Le calcul de la pondération est fait en fonction des données permettant de satisfaire un critère choisi. Différentes méthodes se basant sur le calcul et la mise à jour du vecteur des poids complexes \mathbf{w} sont utilisées pour améliorer la qualité du canal de communication.

Parmi ces méthodes, les plus utilisées sont le formateur MPDR (Minimum Power Distortionless Response), le formateur par séquence de référence, le formateur MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) et le formateur LCMV (Linear Constrained Minimum Variance).

❖ Formateur MPDR (Minimum Power Distortionless Response)

Le principe de ce formateur consiste à trouver le vecteur de pondération w qui minimise la puissance globale en sortie du FF tout en maintenant un gain unité dans la direction souhaitée (θ_0, φ_0) [19]. Un tel formateur permet de réduire la puissance des brouilleurs. Soit P_K la puissance d'un signal $K(t)$ quelconque, on a :

$$P_K = E[K(t)K^H(t)] \quad (\text{II.17})$$

Soit : $y(t) = w^H x(t)$ le signal global (utile, interférences et bruit) en sortie de FF. La puissance en sortie est donnée par :

$$\begin{aligned} P_{\text{sortie}} &= E[y(t)y^H(t)] \\ &= E[\{w^H x(t)\} \{w^H x(t)\}^H] \\ &= w^H E[x(t)x^H(t)] w \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

Soit : $R = E[x(t)x^H(t)]$ la matrice de covariance du signal reçu au niveau du réseau d'antenne $x(t)$, qui comprend le signal utile, le bruit et les interférences éventuelles. La puissance en sortie de FF s'écrit alors :

$$P_{\text{sortie}} = w^H R w \quad (\text{II.19})$$

Le calcul de la pondération selon MPDR revient à résoudre :

$$\min_w w^H R w \quad (\text{II.20})$$

Sous la contrainte :

$$w^H \times a(\theta_0, \varphi_0) = 1 \quad (\text{II.21})$$

La résolution de ce problème conduit à la pondération suivante :

$$W_{\text{MPDR}} = \frac{R^{-1} a(\theta_0, \varphi_0)}{a^H(\theta_0, \varphi_0) R^{-1} a(\theta_0, \varphi_0)} \quad (\text{II.22})$$

Où R^{-1} désigne l'inverse de la matrice de covariance du signal reçu et $a(\theta_0, \varphi_0)$ le vecteur directionnel dans la direction visée.

La complexité de ce formateur dépend du nombre d'échantillons requis pour l'estimation de la matrice de covariance et de la complexité associée à l'inversion de cette matrice.

❖ Formateur par séquence de référence

Dans cette technique, on suppose qu'au moins une partie de la forme d'onde du signal à recevoir soit connue au récepteur. Les poids complexes sont ajustés pour minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la sortie du formateur de faisceaux $y(t) = w^H x(t)$ et la forme d'onde du signal $s(t)$. L'expression de cette erreur quadratique moyenne est donnée par :

$$E = [\|w^H x(t) - s(t)\|^2] = w^H R w - w^H E[x(t)s^H(t)] - E[x(t)s^H(t)]^H w + P \quad (\text{II.23})$$

Où $E[x(t)s^H(t)] = R_{xs}$ représente l'inter corrélation entre le vecteur signal reçu au niveau du réseau d'antennes $x(t)$ et le signal pilote $s(t)$.

R : Est la matrice de covariance du signal reçu et P la puissance du signal pilote. La pondération w de ce formateur est la solution de :

$$\min_w E = [\|w^H x(t) - s(t)\|^2] \quad (\text{II.24})$$

Cette méthode de FF ne nécessite pas la connaissance de la direction d'arrivée du signal utile comme le cas pour la méthode MPDR. Par contre, la connaissance du signal utile est nécessaire. Le vecteur de pondération solution du problème donné à l'équation (II.23) est [22] :

$$W_{\text{seq}} = R^{-1} E[x(t)s^H(t)] = R^{-1} R_{xs} \quad (\text{II.25})$$

Ce formateur nécessite une séquence de référence pour la synchronisation trame et symbole ainsi que pour la légalisation. En outre il est sensible à toute mauvaise synchronisation. Parmi les algorithmes de ce type de formateur les utilisés, on trouve :

- L'algorithme à gradient stochastique LMS (Least Mean Square) [23].
- L'algorithme des moindres carrés récursifs RLS (Recursive Least Squares algorithm) [24].

Dans le chapitre suivant nous allons expliquer les méthodes, le formateur MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) et le formateur LCMV (Linear Constrained Minimum Variance) en détail.

II.3. Estimation de la DOA

Nous pouvons résumer une estimation DOA comme le travail d'estimation de la direction d'un signal entrant inconnu vers une antenne réceptrice par certaines techniques de traitement.

La méthode MUSIC est une méthode d'estimation de structure propre relativement simple estimation DOA [19]. Il a de nombreuses variantes et est peut-être la méthode la plus étudiée de sa catégorie dans sa forme standard.

II.3.1. Méthode MUSIC

II.3.1.1. Algorithme

MUSIC (Multiple Signal Classification) est un algorithme de détection de direction à haute résolution qui estime les directions d'arrivée (DOA) des signaux dans un réseau à partir de la matrice de covariance des données du capteur de réseau. MUSIC peut résoudre des sources de signaux étroitement espacées [25].

Sur la base de la décomposition spatiale de la matrice de covariance du capteur, MUSIC divise l'espace d'observation en sous-espaces orthogonaux de signal et de bruit. Les vecteurs propres correspondant aux plus grandes valeurs propres couvrent le sous-espace signal. Les vecteurs propres correspondant aux valeurs propres les plus petites couvrent le sous-espace du bruit. Comme les vecteurs d'arrivée (ou de direction) se trouvent dans le sous-espace de signal, ils sont orthogonaux au sous-espace de bruit.

Le signal reçu par un capteur de N capteurs est échantillonné à fin d'obtenir le vecteur X de K échantillons. MUSIC fait la décomposition en valeurs propres de la matrice de covariance de ce vecteur. On utilise la formule:

$$x(t) = A(\theta)s(t) + b(t) \quad (\text{II.26})$$

$$A(\theta) = [a(\theta_1) \ a(\theta_2) \ \dots \ a(\theta_L)] \quad (\text{II.27})$$

$$x(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_M(t)]^T \quad (\text{II.28})$$

$$s(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \dots \ s_L(t)]^T \quad (\text{II.29})$$

Avec :

- $\mathbf{x}(\mathbf{t})$ est un vecteur $N \times K$ d'instantané reçu de données de capteur qui sont constituées de signaux et de bruit additif.

- \mathbf{A} est une matrice $N \times L$ contenant les vecteurs d'arrivée.

Chaque colonne de \mathbf{A} représente le vecteur d'arrivée d'une des sources et dépend de la direction d'arrivée. θ_L Est l'angle de direction d'arrivée.

- $\mathbf{s}(\mathbf{t})$ est un vecteur $L \times K$ de valeurs de signaux source provenant de L sources.

- $\mathbf{b}(\mathbf{t})$ est un vecteur $N \times K$ de valeurs de bruit de capteur.

On déduit :

$$E[\mathbf{x}(\mathbf{t})\mathbf{x}^H(\mathbf{t})] = \mathbf{R}_X = \mathbf{A}\mathbf{R}_S\mathbf{A}^H + \mathbf{R}_B \quad (\text{II.30})$$

La matrice de covariance du capteur \mathbf{R}_X possède deux composantes, la matrice de covariance du signal et la matrice de covariance du bruit, on déduit :

$$\mathbf{R}_X = E\{\mathbf{X}\mathbf{X}^H\} = \mathbf{A}\mathbf{R}_S\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I} \quad (\text{II.31})$$

Où σ est la variance du bruit et \mathbf{R}_S est la matrice de covariance source.

En calculant les valeurs propres de \mathbf{R}_X estimé par la formule suivant :

$$\mathbf{R}_X = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^{t=N} \mathbf{x}(\mathbf{t})\mathbf{x}^H(\mathbf{t}) \quad (\text{II.32})$$

Où N le nombre d'échantillons.

Puis les vecteurs propres correspondants (classés par ordre de valeurs propres décroissantes), on obtient donc \mathbf{M} vecteurs propres, dont les L premiers correspondent au sous espace du signal \mathbf{E}_S , et les $\mathbf{M} - L$ derniers au sous-espace du bruit \mathbf{E}_B .

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_S &= [e_1 \ e_2 \ \dots \ e_L] \\ \mathbf{E}_B &= [e_{L+1} \ e_{L+2} \ \dots \ e_M] \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

MUSIC fonctionne en recherchant tous les vecteurs d'arrivée qui sont orthogonaux au sous-espace de bruit.

On va tracer une fonction de coût qui réalise une projection de l'espace bruit sur l'espace signal, donc qui cherche en fait pour quelles valeurs de θ l'espace bruit est orthogonal à l'espace signal ce qui correspond à une DOA.

Cette fonction de est en fait un spectre en fonction de θ maximal pour une DOA (car dénominateur tend vers 0). La fonction de coût de MUSIC est la suivante:

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^*(\theta) \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^* \mathbf{a}(\theta)} \quad (\text{II.34})$$

Pour que l'algorithme fonctionne il faut forcément avoir un espace bruit et un espace signal, la dimension de l'espace total étant égal à M , si on prend un espace bruit de taille minimale soit 1 la dimension de l'espace signal nous donne le nombre maximal de sources pouvant être détectées soit $M - 1$. La condition de fonctionnement de l'algorithme est donc:

$$L \leq M - 1 \quad (\text{II.35})$$

II.3.1.2. Améliorations apportées à MUSIC

Différentes versions ont été développées pour faire face à différents problèmes de la version de base de MUSIC et pour répondre à certaines conditions particulières.

❖ Root-MUSIC

Cette technique a pour objectif de décorréler les signaux. Si les signaux sont parfaitement décorrélés, la matrice R_s est diagonale et dans ce cas R est centro-hermitienne ce qui équivaut à [26] :

$$R_{\text{root}} = \mathbf{J} R_x^* \mathbf{J} \quad (\text{II.36})$$

Où \mathbf{J} matrice d'échange contenant des zéros partout sauf sur son anti diagonale qui est à 1.

On applique donc MUSIC avec une nouvelle matrice d'auto corrélation R_{root} construite comme la moyenne de deux matrices:

$$R_x^{\text{root}} = \frac{1}{2}(R_x + JR_x^*J) \quad (\text{II.37})$$

Ceci est équivalent à doubler le nombre N des échantillons de mesures. La relation (II.36) de MUSIC de base devient donc:

$$\frac{1}{2}(R_x + JR_x^*J) = A \frac{1}{2}(R_s + DR_s^*D)A^H + \sigma_n^2 I \quad (\text{II.38})$$

Avec :

$$D = \text{diag}(e^{-j(\frac{2\pi}{\lambda})d(M-1)\sin\theta_1} \dots e^{-j(\frac{2\pi}{\lambda})d(M-1)\sin\theta_L}) \quad (\text{II.39})$$

❖ Unitary-MUSIC

Cette méthode a pour objectif d'accélérer les calculs en réduisant la complexité de ceux-ci. En effet avec MUSIC de base les valeurs de $x(t)$ sont complexes et on travaille donc avec des matrices à valeurs complexes pour tous les calculs. Pesavento et Gershman, ont montrés qu'en effectuant une transformation T pour rendre les matrices R à valeurs réelles [26]. On simplifie les calculs et on obtient les mêmes résultats. La nouvelle matrice d'auto corrélation à valeurs réelles devient:

$$C = Q_M^H R Q_M \quad (\text{II.40})$$

Avec suivant si M est pair ou impair:

$$Q_{2n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_n & jI_n \\ \Pi_n & -j\Pi_n \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad Q_{2n+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_n & 0 & jI_n \\ 0^T & \sqrt{2} & 0^T \\ \Pi_n & 0 & -j\Pi_n \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

❖ Smoothing MUSIC

Lors de la décomposition en valeurs singulières de la matrice R , si le nombre d'échantillons de mesures est insuffisant, ou si les sources sont corrélées, l'ordre de la matrice R peut être trop faible, donc on obtiendra un nombre de valeurs propres trop faible et on ne détectera que peu des DOAs. Pour remédier à ce problème la méthode smoothing se propose d'augmenter l'ordre de la matrice d'autocorrélation, en la calculant comme la somme des matrices d'autocorrélations de sous réseaux d'antennes. En fait on découpe

simplement le réseau de M capteurs en N sous réseaux, et on fait la somme des N matrices d'auto corrélation [27], [28].

$$R_{\text{total}} = \sum_{i=1}^{M-N+1} R_{\text{sous réseau } i} \quad (\text{II.42})$$

On peut vérifier facilement que le nombre de sous réseaux de longueur N d'un réseau de M capteurs est $(M - N + 1)$.

Cette approche permet de décorréler des sources corrélées (ou des échos multiples d'une même source). En effet, le déplacement d'un sous-réseau permet de décorréler deux sources dont les directions d'incidence diffèrent.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons énuméré les différentes techniques de formation de faisceaux (beamforming) qui constituent l'une des applications envisageables des antennes intelligentes. Nous avons présenté les types et les différents algorithmes de formation de faisceaux. La technique d'estimation de la direction d'arrivée ont été également présentées, basé sur l'algorithme MUSIC ont été étudiées, avec Les améliorations apportées à MUSIC.

Chapitre III
Algorithmes de formation de faisceau

III.1. Introduction

Le beamforming est un processus de filtrage spatial avec un réseau de capteurs, spécifiquement un réseau de microphones. Il signifie que la réponse du filtre beamformer dépend de la direction et de la fréquence de la source. La direction d'une source audio peut être dans un environnement bruyant et/ou réverbérant. Le réseau peut être utilisé afin de localiser une source acoustique mobile ou un point d'une source d'énergie élevé.

Dans ce chapitre, nous parlerons Le Beamforming fixe et adaptatif, le filtrage de «wiener », ainsi que les différents algorithmes adaptatifs de formation des faisceaux. On va s'intéresser à l'algorithme de formation de voie par délais-somme.

III.2. Beamforming fixe

Dans le « beamforming » fixe les poids optimaux sont prédéterminés et stockés pour traiter les signaux aux sorties des microphones. Ils sont des données indépendantes et basées sur un modèle (ou des normes) du bruit ambiant et de la source dans l'environnement du réseau.

Le « beamforming » fixe peut être employé dans des algorithmes adaptatifs, tel que l'annulateur de lobe latéral généralisé (GSC) pour la suppression du bruit.

III.3. Beamforming Adaptative

Dans ce cas la pondération optimale pour diriger et former un faisceau dans la direction de visé est exécutée en temps réel pendant que le signal est capturé et stocké dans une mémoire tampon (Buffer). Les algorithmes peuvent tenir compte de l'environnement sonore réel (bruit) et s'adapté en poursuivant des sources acoustiques mobile et éliminer le bruit venant soudainement dans une direction spécifique.

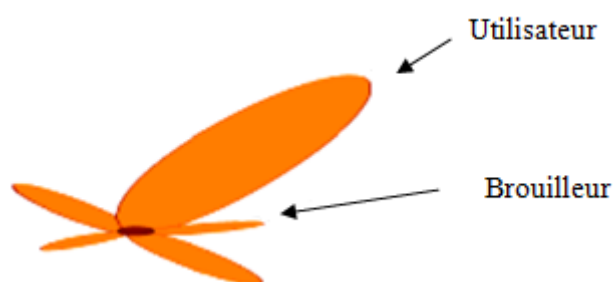


Figure III.1: Formation de faisceau adaptative.

Soit le réseau « beamformer » de N microphone suivant figure III.2 :

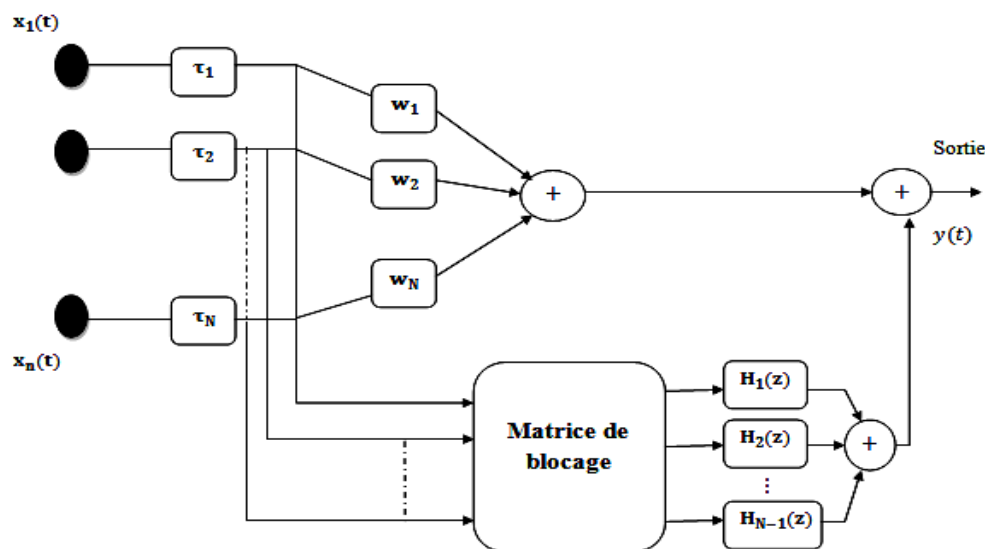


Figure III.2 : Exemple d'un « beamformer » avec un réseau de N microphones.

La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = w^H(t)x(t) \tag{III.1}$$

Où w^H désigne le conjugué de la transposée complexe de pondération du vecteur de poids.

Si nous supposons que le premier élément du réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au $n^{ième}$ élément est :

$$\phi_n = \left[2\pi \frac{d(n-1)}{\lambda} \right] \sin\theta_s \tag{III.2}$$

Où $\lambda = c/f$, θ_s la direction du signal incident et d la distance inter-microphones.

Un réseau adaptatif modifie continuellement le faisceau, selon la manière désirée au moyen d'un algorithme d'optimisation adaptatif. Il est optimisé de sorte qu'un gain maximum soit offert dans une direction spécifique correspondant au signal désiré, alors que l'atténuation est maximale ailleurs (correspond au signal des interférences indésirables ou aux brouilleurs). La méthode de formation de voies adaptative « Adaptive Beamforming » est une technique puissante qui consiste à améliorer un signal d'intérêt en supprimant le bruit d'interférence à la sortie d'un réseau de capteurs.

III.4. Algorithmes adaptatifs de formation de faisceau

Dans les réseaux d'antennes adaptatifs de formation de faisceaux, selon le DOA, le faisceau d'estimation peut être dirigé vers la direction du signal souhaité, et l'annulation est appliquée aux directions indésirables du signal. Le DOA des signaux entrants et la direction des signaux d'interférence peuvent être facilement estimés par des antennes intelligentes. Ensuite, à l'aide d'un algorithme de formation de faisceaux, le faisceau de l'antenne est créé vers la direction souhaitée du signal, et nul est formé vers les interférentes directions de signal.

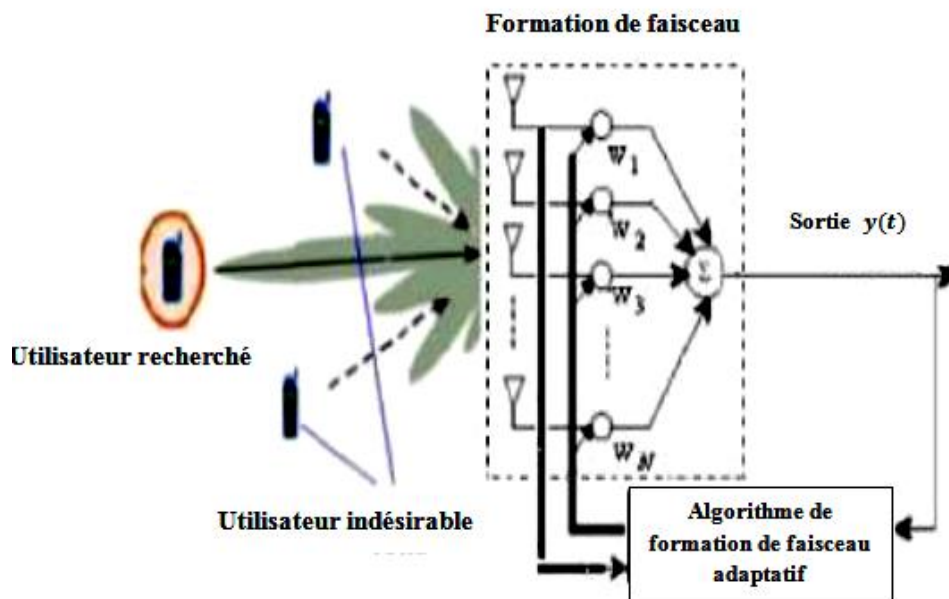


Figure III.3 : Schéma fonctionnel de la formation de faisceaux adaptatif.

Les algorithmes adaptatifs de formation des faisceaux sont classés en deux types principaux : les algorithmes adaptatifs non aveugles et les algorithmes adaptatifs aveugles.

Dans ce chapitre on va s'intéresser aux algorithmes adaptatifs aveugles. L'équation générale pour la sortie de tableau adaptatif $y(t)$ est donnée par [29].

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (\text{III.3})$$

Où \mathbf{w}^H désigner la transpose conjuguée complexe du vecteur de poids. Les poids sont calculés dans une manière itérative basée sur le tableau $y(t)$.

III.4.1. Algorithmes adaptatifs aveugles

III.4.1.1. CM Algorithme

Est un algorithme bien connu de la formation de faisceau adaptatif de l'adaptation aveugle et est utilisé dans de nombreuses applications pratiques, car il ne nécessite pas de synchronisation du transporteur. Ceci peut être appliqué avec succès aux signaux de module non constants si la porteuse est inférieure à deux [30].

Le concept fondamental de l'adaptation aveugle à l'aide de l'AMC est que, tout signal perdra sa propriété CM lorsqu'il sera dégradé ou affecté par des interférences ou du bruit.

La méthode de correction ou de restauration d'un tel signal serait similaire au filtrage adaptatif, qui nécessite le calcul de valeurs Co-efficaces ou de poids qui produisent une sortie optimale. L'AMC utilise l'approche MMSE pour trouver les valeurs de poids optimales en utilisant la fonction de coût de la forme telle qu'elle est donnée dans l'équation ci-dessous :

$$J(t) = \{E[|y(t)|^p - 1^q]\} \quad (III.4)$$

$y(t)$ est la sortie de tableau, p et q sont le paramètre de performance, ils représentent les valeurs du facteur de dispersion.

Considérer $p = 1$ et $q = 1$ sont les meilleurs possibles pour être considérés pour des performances optimales de CMA.

$$\nabla_{j(CMA)} = \frac{1}{2} E[x(t)e^*(t)] \quad (III.5)$$

$$e^*(t) = y(t) - \frac{y(t)}{|y(t)|} \quad (III.6)$$

$$W_{CMA}(t+1) = W(t) - \mu \cdot \nabla_{j(CMA)} \quad (III.7)$$

$$W_{CMA}(t+1) = W(t) - \mu \cdot x(t)e^*(t) \quad (III.8)$$

On peut observer que le signal d'erreur $e^*(t)$ ne dépend pas de signal de référence, d'où l'algorithme aveugle nom est utilisé L'AMC souffre de la vitesse de convergence et donc l'AMC de base a été modifiée [31].

III.4.1.2. LS-CM Algorithme

(LS-CMA) qui est un algorithme itératif de mise à jour de bloc qui est garanti pour être stable et facilement implémenté. À la n-itération, des échantillons n-temporels de la sortie formatrice de faisceau sont générés à l'aide du vecteur de poids actuel w_t .

Cela donne :

$$y_K(t) = w^H x(t) \quad (\text{III.9})$$

$$d_K(t) = \frac{y_K(t)}{|y_K(t)|} \quad (\text{III.10})$$

Et sois un nouveau vecteur est formé :

$$w_{(t+1)} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (\text{III.11})$$

Donc :

$$R_{xx} = (x(t) x^H(t))_N \quad (\text{III.12})$$

$$r_{xd} = (x(t) d_k^*(t))_N$$

L'itération décrite ci-dessus se poursuit jusqu'à ce que soit le changement de poids vecteur est plus petit qu'un seuil ou jusqu'à ce que la variance de l'enveloppe du signal de sortie est réputée suffisamment petit. Lorsque l'itération est effectuée à l'aide un nouveau bloc de données qu'il est connu sous le nom dynamique LS-CMA.

Mais lorsqu'il est réapparu appliqué au même bloc de données, il est connu comme LS-CMA statique [32].

III.4.1.3. Algorithme LCMV (Linear Constrained Minimum Variance)

Il s'agit de techniques de traitement de signaux multicanaux qui améliorent les signaux acoustiques à partir d'une position particulière connue a priori tout en réduisant les signaux provenant d'autres directions. Et il Le formateur de faisceau optimal est conçu pour minimiser la puissance de sortie du réseau tout en maintenant une réponse à un signal d'intérêt (SOI) [33].

Le fonctionnement de cet algorithme peut être compris avec les équations suivantes :

$$y(t) = w_{CMA}^H x(t) \quad (\text{III.13})$$

$$w_{CMA}(t+1) = w(t) - \mu \frac{y(t)}{|y(t)|} x(t) \quad (\text{III.14})$$

$$z(t) = w_{CMA} x(t) \quad (\text{III.15})$$

$$e(t) = d(t) - z(t) = d(t) - w_{LCMA} x(t) \quad (\text{III.16})$$

$$w_{LSCMA}(t+1) = w_{LSCMA}(t) + \mu e(t)x(t) \quad (\text{III.17})$$

$$w_{LCMV} = g * \frac{R_{xx}^{-1} a(\theta)}{a^H(\theta) R_{xx}^{-1} a(\theta)} \quad (\text{III.18})$$

L'équation (III.13) représente l'algorithme CMA et l'équation (III.14) représente LMS, LS-CMA est un algorithme hybride qui combine un algorithme non aveugle et aveugle.

III.4.1.4. Algorithme MVDR (Minimum Variance Distortionless Response)

Il algorithme MVDR dépend des vecteurs de direction, qui à leur tour dépendent de l'angle d'incident du signal reçu de l'élément de l'antenne de réseau. La direction du signal utile doit être connue et la puissance de sortie soumise à une contrainte de gain d'unité dans la direction du signal désiré doit être réduite au minimum [34].

La sortie de tableau est donnée par :

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x} \quad (\text{III.19})$$

La puissance de sortie est la suivante:

$$p = \{ |y|^2 \} = E\{ \mathbf{w}^H \mathbf{x} \mathbf{x}^H \mathbf{w} \} = \mathbf{w}^H E\{ \mathbf{x} \mathbf{x}^H \} \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \quad (\text{III.20})$$

\mathbf{x} et \mathbf{H} : Est la transposition hermitienne. Les poids optimaux sont sélectionnés pour minimiser la puissance de sortie du réseau P_{MVDR} tout en conservant le gain unitaire dans la direction d'observation à (θ) , qui est le vecteur de direction du signal souhaité.

L'algorithme adaptatif MVDR peut être écrit comme suit:

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{w}} \{ \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \} \text{ sujet à } \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) = 1 \\ & \left[\begin{array}{c} 1 \\ \mathbf{a}(\theta) = \exp j \frac{2\pi}{\lambda} (\sin \theta_i) \mathbf{d} \\ \exp j \frac{2\pi}{\lambda} (\sin \theta_i) (\mathbf{m} - 1) \mathbf{d} \end{array} \right] \quad (\text{III.21}) \end{aligned}$$

Où \mathbf{d} est l'espace entre les éléments de l'antenne, θ_i est l'angle souhaité, et \mathbf{m} est le nombre d'éléments. Nous obtenons des vecteurs d'optimisation en utilisant la formule suivante :

$$\mathbf{W}_{\text{MVDR}} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)} \quad (\text{III.22})$$

Où \mathbf{R}^{-1} désigne l'inverse de la matrice de covariance du signal reçu et $\mathbf{a}(\theta_0)$ le vecteur directionnel dans la direction visée.

Le Beamforming MVDR est une solution adaptative de faisceau de données dont le but est de minimiser la variance du signal enregistré. Si le bruit et le signal désiré sous-jacent ne sont pas corrélés, comme c'est généralement le cas, alors l'écart du signal enregistré est la somme des écarts du signal désiré et du bruit. Par conséquent, la solution MVDR cherche à minimiser cette somme, atténuant ainsi l'effet du bruit. [35].

III.4.1.5. Formation de voie par Délais-Somme (DS)

La formation de voie est une technique très connue et largement utilisable, elle se base sur l'ITD (Interaural Time Difference) classique, mais la différence est que la formation de voie ne donne pas des calculs exactes, elle estime la position de la source en maximisant sa sortie énergétique.

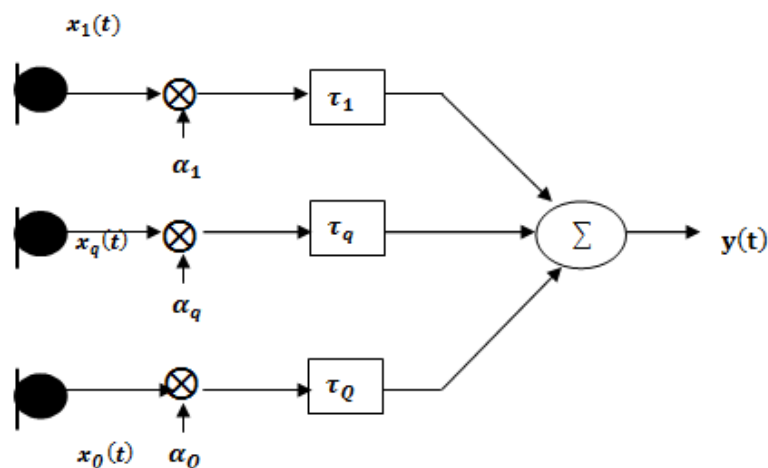


Figure III.4 : La structure de formateur de voie par DS de M microphones.

Dans la formateur de voie DS tous les signaux reçus sont alignés (correction de la phase) et sommés (Figure III.4). Le bruit, supposé blanc, se neutralise [36]. La sortie du formateur de voie par délai-somme comme le montre la figure III.4 avec M microphones est définie par :

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M-1} x_m(n - \tau_m) \quad (\text{III.23})$$

Où $x_m(n)$ représente le signal reçu pour chaque $m^{\text{ième}}$ microphone, τ_m correspond aux retards d'arrivés.

La recherche du maximum peut se faire par le calcul d'énergie sur une fenêtre de longueur L .

$$E = \sum_{m=0}^{L-1} y(n)^2 \quad (\text{III.24})$$

$$E = \sum_{m=0}^{L-1} [x_0(n - \tau_0) + \dots + x_{M-1}(n - \tau_{M-1})]^2 \quad (\text{III.25})$$

Après le développement de l'équation précédente, nous trouvons :

$$E = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{L-1} x_m^2(n - \tau_m) + 2 \sum_{m_1=0}^{M-1} \sum_{m_2=0}^{m_1-1} \sum_{n=0}^{L-1} x_{m_1}(n - \tau_{m_1}) x_{m_2}(n - \tau_{m_2}) \quad (\text{III.26})$$

Et avec l'inter corrélation :

$$E = k + 2 \sum_{m_1=0}^{M-1} \sum_{m_2=0}^{m_1-1} R_{x_{m_1}, x_{m_2}}(\tau_{m_1} - \tau_{m_2}) \quad (\text{III.27})$$

k Est supposé constant et négligeable quand la sortie énergétique E est maximisée. Dans le domaine fréquentiel, l'inter corrélation est définie par :

$$R_{ij}(\tau) \approx \sum_{k=0}^{L-1} X_i(k) X_j(k) * e^{\frac{j2\pi k\tau}{L}} \quad (\text{III.28})$$

Où $X_i(k)$ est la transformée de Fourier discrète de $x_i(n_t)$, $X_i(k)X_j(k) *$ est la densité spectrale de $x_i(n_t)$ et $x_j(n_t)$.

III.5. Filtrage de Wiener

Le filtrage de Wiener est adéquat pour les situations dans lesquelles le signal ou le bruit sont stationnaires figure III.5 :

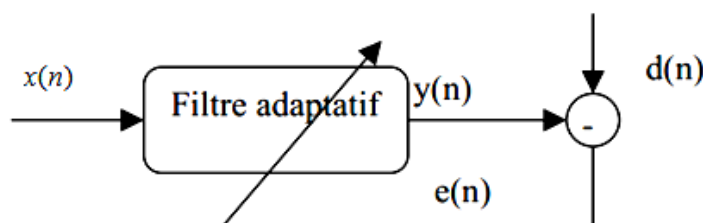


Figure III.5 : Le schéma principal du filtrage adaptatif.

Les applications sont diverses. On dispose d'une entrée $x(n)$ ainsi que de la réponse désirée $d(n)$ et l'erreur e entre la sortie $y(n)$ et $d(n)$ sert à contrôler (adapter) les valeurs

des coefficients du filtre w . Ce qui différencie essentiellement les applications provient de la façon de définir la réponse désirée d . On peut distinguer quatre grandes classes d'applications : L'identification de systèmes, la prédiction, la modélisation inverse, et l'annulation d'interférences.

- On a un ensemble d'échantillons d'un signal d'entrée $\{x(0), x(1), x(2), \dots\}$ et un ensemble d'échantillons d'une réponse désirée $\{d(0), d(1), d(2), \dots\}$.

- Dans la famille des filtres calculant leur sortie selon:

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x(n-l), \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{III.29})$$

- Trouver les paramètres $\{h_0, h_1, h_2, \dots\}$ de telle manière de minimiser l'erreur quadratique moyenne (EQM) ou critère.

$$J = E\{e^2(n)\} \quad (\text{III.30})$$

Où le signal d'erreur est:

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \sum_{l=0}^{L-1} h_l x(n-l) \quad (\text{III.31})$$

C'est plus pratique d'utiliser une notation matricielle pour la sortie du filtre:

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x(n-l) \quad (\text{III.32})$$

$$y(n) = h^T x(n) = x^T(n)h \quad (\text{III.33})$$

Où
$$h = [h_0 h_1 \dots h_{L-1}]^T \quad (\text{III.34})$$

Est un vecteur de longueur L contenant les coefficients du filtre RIF et :

$$x(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-L+1)]^T \quad (\text{III.35})$$

Est le vecteur des L données d'entrée les plus récentes.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit des notions théoriques du concept de formation des faisceaux, on peut conclure que le beamforming peut être fixe ou adaptatifs. Nous nous intéressons aux algorithmes de beamforming qu'on peut employer sur un réseau de microphones pour réaliser un scénario cocktail-party.

Parmi ces algorithmes, les plus utilisées sont la formation de voie par délais-somme et minimum variance. Nous étudierons ces algorithmes plus profondément dans le chapitre suivant.

Chapitre IV
Résultats et simulation

IV.1. Introduction

Le réseau de microphone Beamformed sélectionné la source de signal d'intérêt. En termes simples, les signaux capturés par plusieurs microphones sont combinés pour en produire un plus fort. Dans ce chapitre, on va étudier l'algorithme de Delay Sum Beamforming en détaille utilisant des réseaux de microphones; nous appliquerons la simulation dans MATLAB, et comparer les résultats avec ceux obtenus.

IV.2. Beamforming acoustique à l'aide d'un réseau de microphones

Notre travail montre comment utiliser les formateurs de faisceaux dans le domaine temporel (delay and sum) sous Matlab pour améliorer le rapport signal bruit. On peut écouter les signaux vocaux à chaque étape de traitement.

Une comparaison des signaux obtenus par formateur de faisceaux avec les signaux originaux est faites par l'opération d'inter corrélation via la fonction Matlab `xcorr()`. Dans ce qui vient on illustre les différentes étapes pour aboutir à la réalisation du formateur de faisceaux.

IV.2.1. Définir un réseau linéaire uniforme de microphones

Tout d'abord, on doit définir un réseau linéaire uniforme (ULA) pour recevoir le signal. Le réseau contient $N_{Mics} = 15$ microphones omnidirectionnels et l'espacement des éléments est de $d = 0.1$ en mètres.

```
NMics = 15;
```

Block 1 : Instruction matlab pour création du réseau de microphones.

L'instruction matlab suivante crée un élément de microphone omnidirectionnel avec sa gamme de fréquences spécifiée entre 20 Hz et 20000 Hz.

```
microphone=phased.OmnidirectionalMicrophoneElement('FrequencyRange',freq);
```

Block 2: Instruction matlab pour crée un élément de microphone omnidirectionnel.

Ensuite on a créé le réseau linéaire et uniforme a base des microphones définit où le nombre de microphones et définit par NMics et l'espace entre les microphones et d comme suit :

```
reseau =
phased.ULA('Element','microphone','NumElements',NMics,'ElementSpacing',d);
```

Block 3 : Instruction matlab pour créer le réseau linéaire et uniforme.

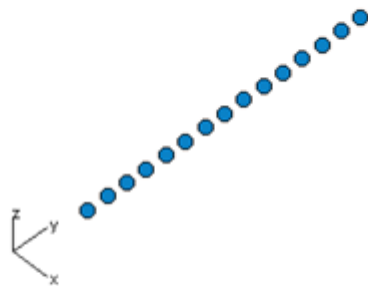
L'instruction Matlab suivante :

```
viewArray(reseau,'Title','Réseau Linéair et Uniforme (ULA)');
```

Block 4 : Instruction matlab pour visualiser la forme géométrique de réseau.

Permet de visualiser la forme géométrique de notre réseau comme l'indique la (Figure IV.1) ci-dessous :

Réseau Linéaire et Uniforme(ULA)



Taille d'ouverture

Axe Y= 1.5m

Espacement des éléments :

$\Delta_y=100$ mm

Axe du tableau : Axe Y

Figure IV.1 : Réseau linéaire et uniforme (ULA).

On a défini la vitesse de propagation des ondes sonores par la valeur c en m/s :

```
c = 340;
```

Block 5 : La vitesse de propagation des ondes sonores.

On peut visualiser le diagramme de faisceau du réseau par l'instruction Matlab `plotResponse` qui montre dans la figure suivante le diagramme de faisceau à une fréquence correspondante à un demi-longueur d'onde comme illustré par la (Figure IV.2).

```
plotResponse(reseau,c/(2*d),c);
```

Block 6 : Instruction matlab qui montre le diagramme de faisceau du réseau.

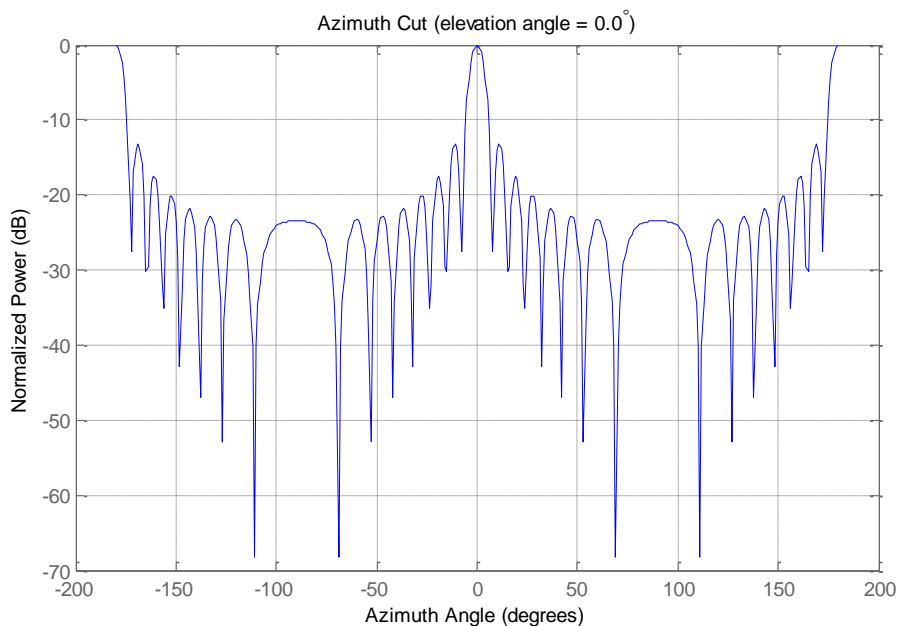


Figure IV.2 : Diagramme de faisceau du réseau.

L'objet Matlab `WidebandCollector` implémente un collecteur de signaux à large bande. Pour calculer le signal audio collecté au(x) microphone(s) comme suit:

```
Hres=phased.WidebandCollector('Sensor',reseau,'PropagationSpeed',c,'SampleRate',fs  
, 'ModulatedInput', false);
```

Block 7 : Code Matlab pour calculer le signal audio collecté au(x) microphone(s).

Nous pouvons maintenant utiliser ce collecteur large bande Hres pour simuler un signal multi canal de 5 secondes reçu par le réseau.

Nous notons que cette approche suppose que chaque signal d'entrée monocanal est reçu à l'origine du réseau par un seul microphone.

IV.2.2. Simuler les signaux reçus

Ensuite, on va simuler les signaux multicanaux reçus par le réseau de microphones. On a commencé par enregistrer trois signaux de parole en trois langues différentes (Arabe, Anglais, Français) de durée 5sec chacun. On a ensuite chargé ces segments audio sur Matlab dans les vecteurs Ar_sig, En_sig et Fr_sig respectivement. La fréquence d'échantillonnage des signaux audio est de $f_s = 16$ kHz.

```
t_duree = 5; % 5 seconds
fs = 16000;

Ar_sig = audioread('Ar.wav');
En_sig = audioread('En.wav');
Fr_sig = audioread('Fr.wav');

sigArray = [Ar_sig, En_sig, Fr_sig];
```

Block 8 : Code matlab pour chargement des signaux parole.

La direction d'incidence du premier signal vocal arabe est de 0 degrés en azimut et de 0 degrés en élévation. La direction du deuxième signal vocal anglais est de 90 degrés en azimut et de 0 degrés en élévation et le troisième signal vocal français provient de -120 degrés en azimut et de 0 degrés en élévation.

```
ang_Ar = [0; 0];
ang_En = [90; 0];
ang_Fr = [-120; 0];
angles = [ang_Ar, ang_En, ang_Fr];
```

Block 9 : Code matlab pour une bonne DOAs.

La visualisation des trois signaux sonores est effectuée par le code suivant

```
t = 0:1/fs:(t_duree -1)/fs;
figure(3);
subplot(3,1,1) ;
plot(t, Ar_sig);ylim([-1.5 1.5]);
xlabel('Temps (sec)'); ylabel ('Amplitude');
title('Signal Arabe');
subplot(3,1,2) ;
plot(t, En_sig);ylim([-1.5 1.5]);
xlabel('Temps (sec)'); ylabel ('Amplitude');
title('Signal Anglais');
subplot(3,1,3) ;
plot(t, Fr_sig);ylim([-1.5 1.5]);
xlabel('Temps (sec)'); ylabel ('Amplitude');
title('Signal Francais');
```

Block 10 : Code matlab pour la visualisation des trois signaux sonores.

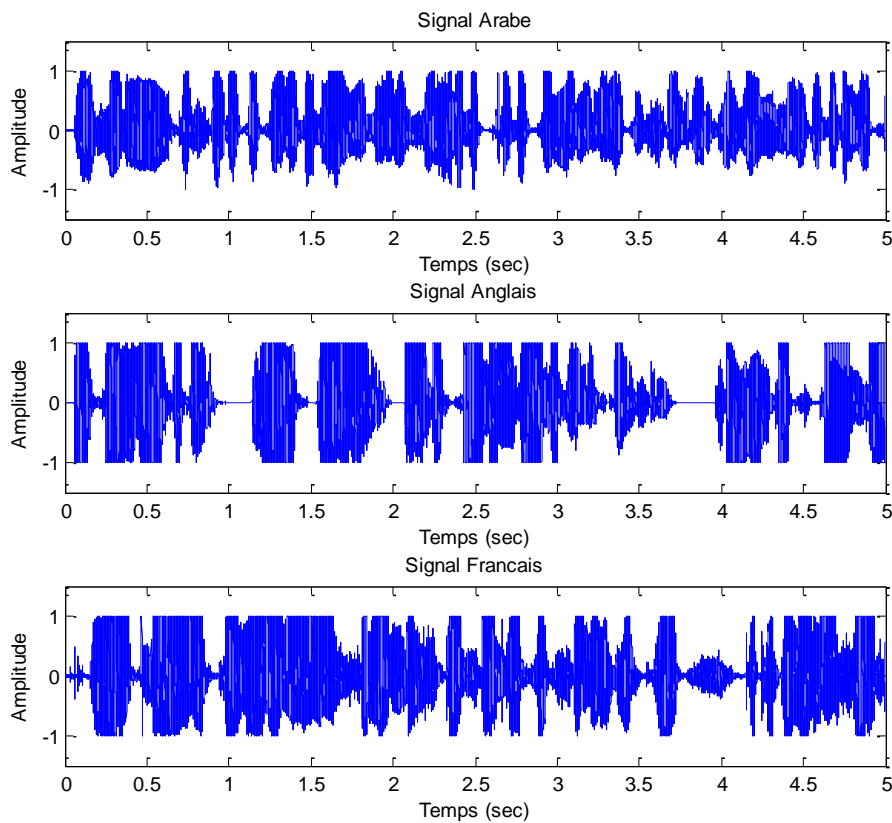


Figure IV.3 : Visualisation des trois signaux sonores.

Nous commençons maintenant la simulation. En sortie du formateur de faisceau, le signal reçu est stocké dans une matrice `rsig` à `Nmics` colonnes. Chaque colonne de la matrice représente le signal collecté par un microphone.

En un premier lieu on a choisis comme angle d'arrivée d'intérêt `angSteer` comme étant l'angle correspondant à la source qui parle en Arabe c'est-à-dire:

```
angSteer = ang_Ar;
```

Block 11 : Programme de la direction sélectionnée de la source qui parle en arabe.

La commande Matlab `step ()` permet de calculer la sortie du formateur de faisceau:

```
x=step(Hres,sigArray,angles);  
rsig = x;
```

Block 12 : Programme pour calculer la sortie du formateur de faisceau.

Nous remarquons que les signaux vocaux captés par le réseau s'interfèrent les uns sur les autres ce qui les rendent inintelligibles.

On peut tracer le signal dans le microphone 3 comme suit :

```
plot(t, rsig(:,3));  
xlabel('Time (sec)'); ylabel ('Amplitude');  
title('Signal Reçu au microphone 3'); ylim([-3 3]);
```

Block 13 : Programme pour tracer le signal reçu au microphone 3.

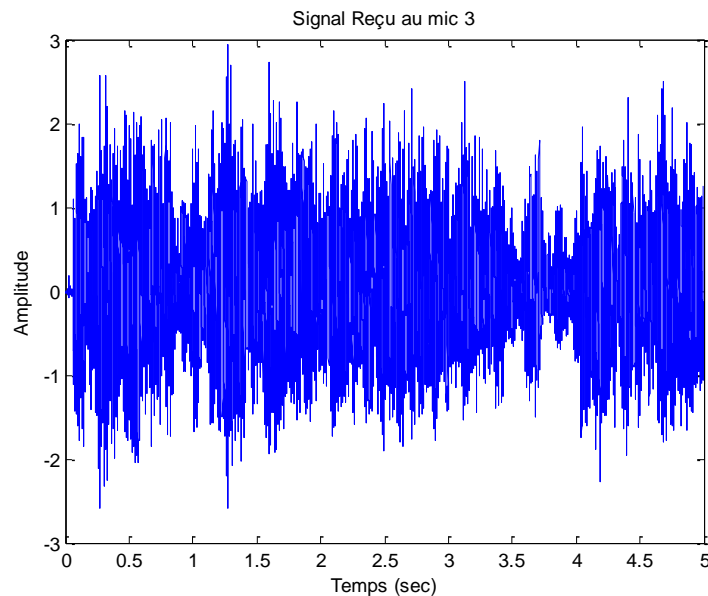


Figure IV. 4 : Signal reçu au microphone 3.

IV.2.3. Traitement avec un Beamformer Time Delay

Le formateur de faisceaux Time Delay compense les différences de temps d'arrivée à travers le réseau pour un signal provenant d'une direction spécifique. Les signaux multicanaux alignés dans le temps sont moyennés de manière cohérente pour améliorer le rapport signal sur bruit (SNR). Maintenant, On a déjà défini un angle d'arrivée correspondant à la direction incidente du premier signal de parole.

L'instruction TimeDelayBeamformer crée un objet dit beamformer qui effectue l'opération de formation de faisceau par la technique de delay and sum. Cette instruction accepte comme arguments l'objet reseau qu'on a créé précédemment, la fréquence d'échantillonnage fs l'angle d'arrivée du signal d'intérêt angSteer et la vitesse de propagation des ondes sonores comme indiqué ci-dessous :

```
Beamformer=phased.TimeDelayBeamformer('SensorArray',reseau,'SampleRate',fs,'Direction',angSteer,'PropagationSpeed',c);
```

Block 14 : Programme pour effectuer l'opération de formation de faisceau par la technique de delay and sum.

En suite la commande `step` est utilisée encore une fois pour calculer le signal issu de l'opération de formation de faisceau par `delay and sum` appliqué sur l'ensemble des signaux captés par le réseau comme suit :

```
y=step(beamformer,rsig);
```

Block 15 : Programme pour calculer de la sortie du beamformer.

Ensuite, On a traité le signal synthétisé en traçant et écoutant le signal de sortie `y` du formateur de faisceau.

```
disp('Son sans Beamforming...');  
sound(rsig(:,1),fs);  
disp('appuyer sur une touche');  
pause;  
disp('Son avec Beamforming...');  
sound(y,fs);
```

Block 16 : Programme pour écouter le signal de sortie `y` du formateur de faisceau.

Dans la figure suivante on montre le signal `y` et le signal arabe, et on voit bien que les deux signaux se ressemblent.

```
figure (5);  
subplot (2,1,1); plot(t,Ar_sig);  
xlabel('Temps (Sec)'); ylabel ('Amplitude');  
title('Signal de la source Arabe'); ylim([-3 3]);  
  
subplot (2,1,2); plot(t,y);  
xlabel('Temps (Sec)'); ylabel ('Amplitude');  
title('Signal sortie du Beamformer Delay and Sum'); ylim([-3 3]);
```

Block 17 : Programme de signal de la source arabe et signal sortie du beamformer `delay and sum`.

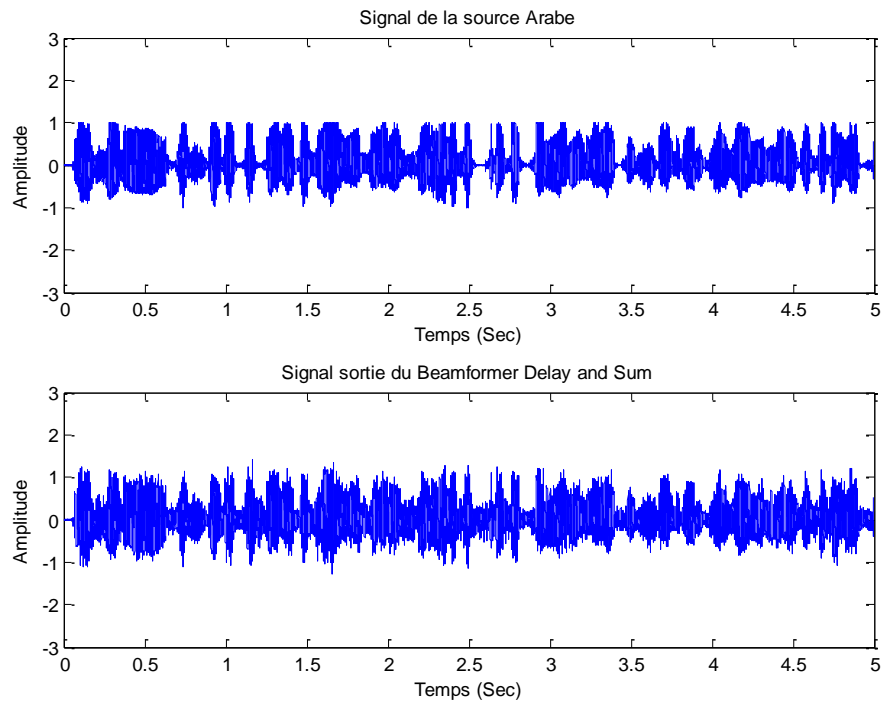


Figure IV.5 : Signal de la source arabe et signal sortie du beamformer delay and sum.

Pour mesurer la ressemblance entre ces deux signaux on a utilisé la fonction d'inter corrélation `xcorr ()` comme suit :

```
tt = 0:1/fs:2*t_duree-2/fs;
xc=xcorr(y,Ar_sig);
figure(6);
plot(tt,xc);
xlabel('Temps (Sec)'); ylabel ('Intercorrelation');
title('Comparaison de la sortie du beamformer a la source arabe');
```

Block 18 : Programme de la fonction d'intercorrélation `xcorr ()`.

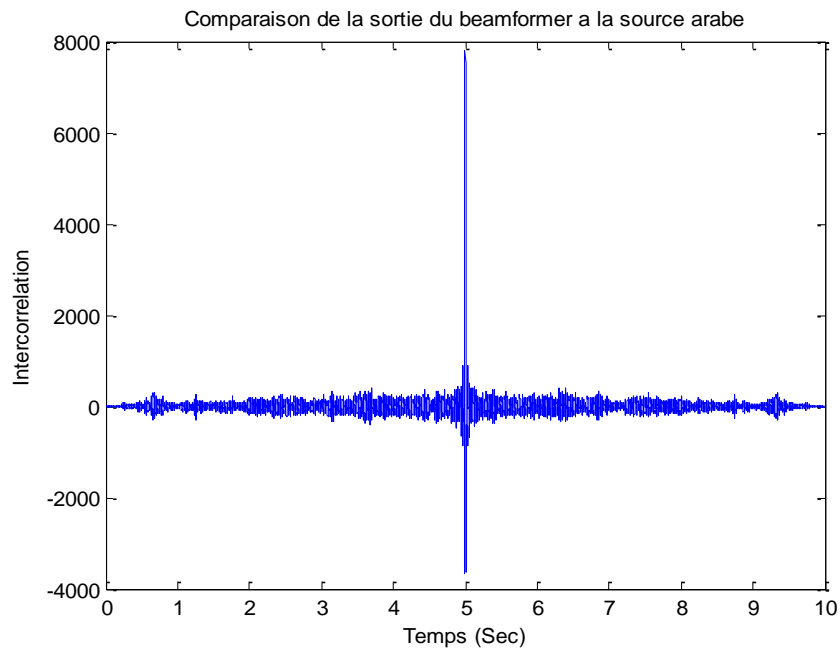


Figure IV.6 : Comparaison de la sortie du beamformer a la source arabe.

La figure (IV.6) indique la présence d'un pic à 5 secs ce qui correspond à l'alignement des deux signaux ainsi prouvant la ressemblance entre ces deux signaux.

On a ensuite refait la même expérience avec les deux autres signaux Anglais et Français seulement en changeons `angSteer` dans notre programme a `angSteer = ang_En;` et `angSteer = ang_Fr;` respectivement et on a obtenu les résultats suivants :

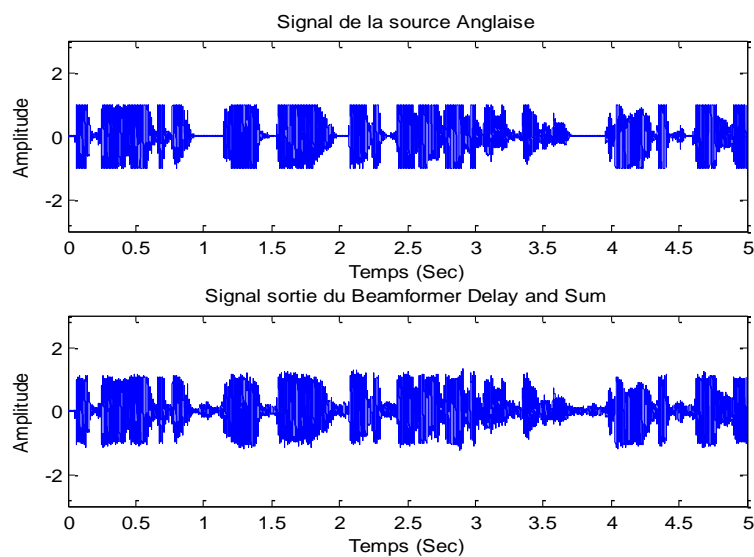


Figure IV.7 : Signal de la source anglaise et signal sortie du beamformer delay and sum.

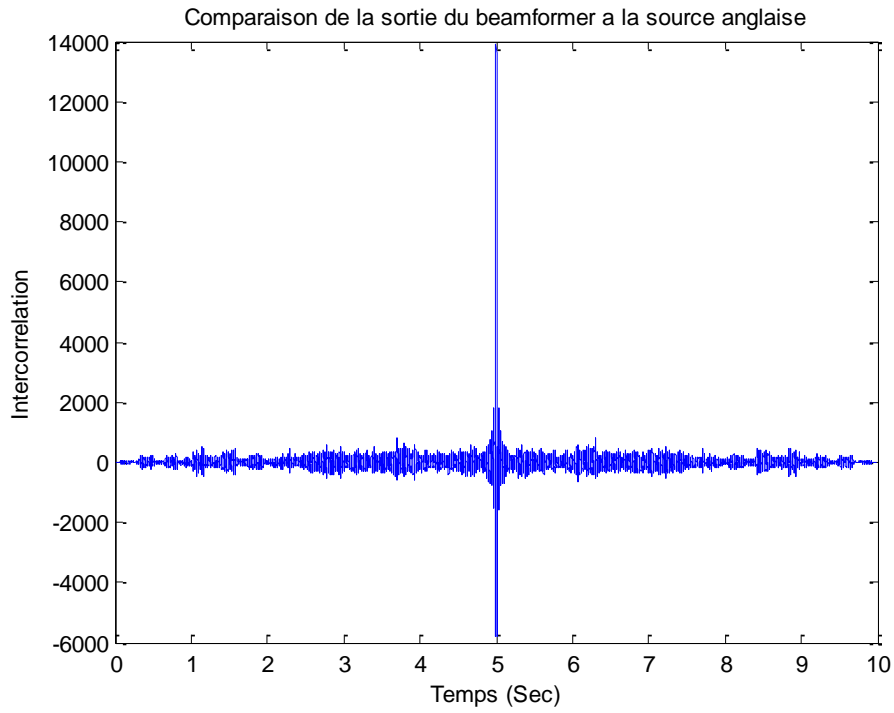


Figure IV. 8 : Comparaison de la sortie du beamformer a la source anglaise.

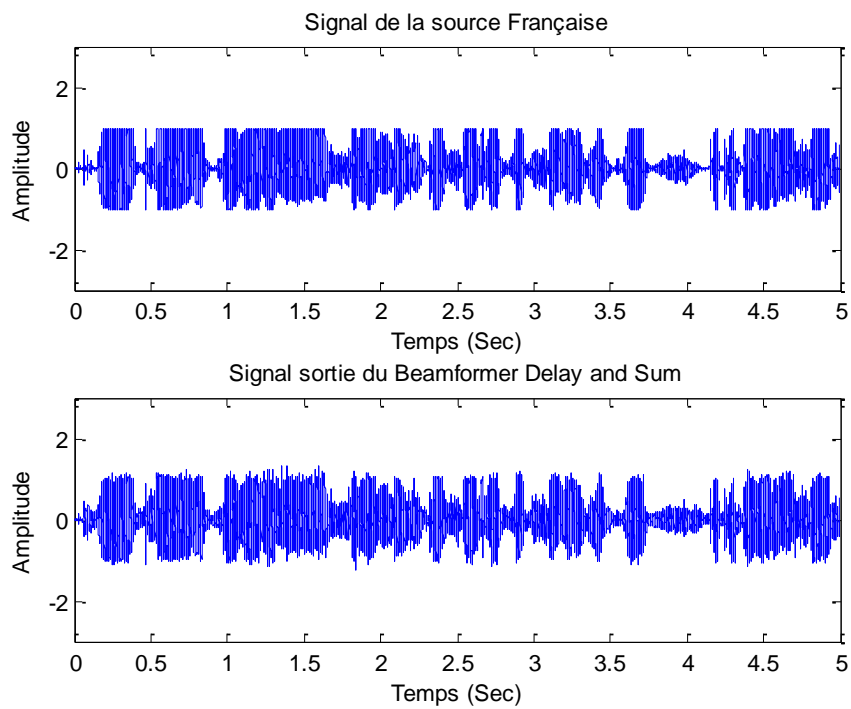


Figure IV. 9: Signal de la source française et signal sortie du beamformer delay and sum.

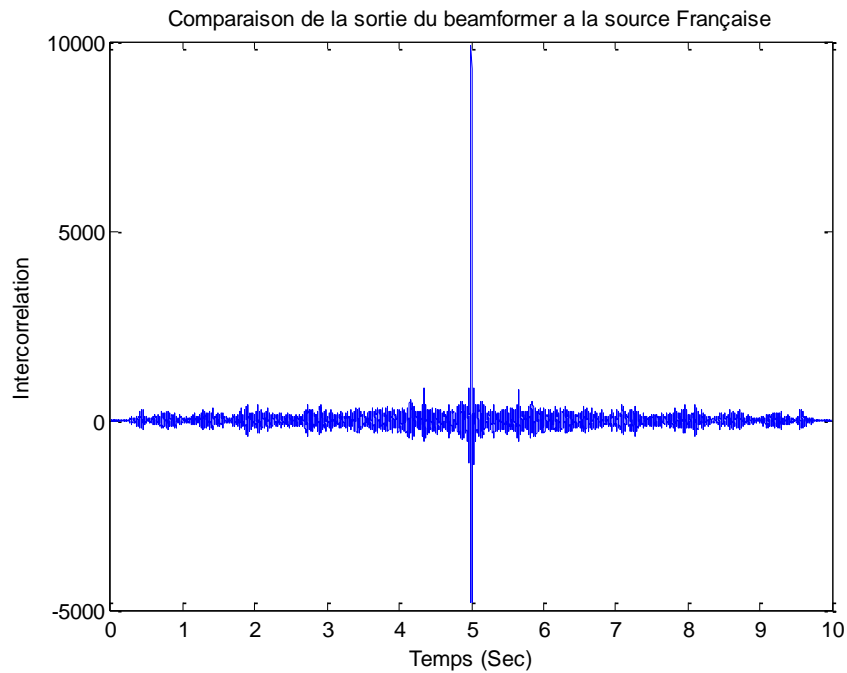


Figure IV. 10: Comparaison de la sortie du beamformer a la source française.

D'après les résultats obtenus on constate que les signaux issus du formateur de faisceau sont très semblables à ceux des sources individuelles.

On a aussi utilisé le code Matlab suivant pour démontrer le diagramme de faisceaux du formateur de faisceaux dans les trois cas comme indiqué :

```

theta_s = angSteer(1); % Angle de braquage du Beamformer en (deg).u_s =
(1/2)*sin(theta_s*pi/180); % Fréquence spatiale normalisée du signal d'intérêt
% Beamformer conventionnel dirigé vers $theta_s$.
c = exp(-1i*2*pi*u_s*(0:NMics-1).)/sqrt(NMics);

% Calcule du diagramme de faisceau.
angle = theta_s-90:0.1:theta_s+90;
L = length(angle);
C1 = zeros(1,L);
for k=1:L
    u = (1/2)*sin(angle(k)*pi/180);
    v = exp(-1i*2*pi*u*(0:NMics-1).)/sqrt(NMics); % Vecteur de direction à
    balayage d'azimut.
    C1(k) = c*v;
end
figure(11);
plot(angle,10*log10(abs(C1).^2));
ylim([-70 5]);
xlim([theta_s-90 theta_s+90]);
grid on;
title('Diagramme de Faisceau Time Delay source Arabe');
xlabel(' Angle d'azimuth en degree');
ylabel('Puissance de sortie (dB)');
figure(12);
polar2d(angle*pi/180,10*log10(abs(C1).^2),-60,'b');
title('Diagramme de Faisceau Time Delay source Arabe (polaire)');

grid on;

```

Block 19 : Code matlab pour démontrer le diagramme de faisceaux du formateur de faisceaux (source arabe).

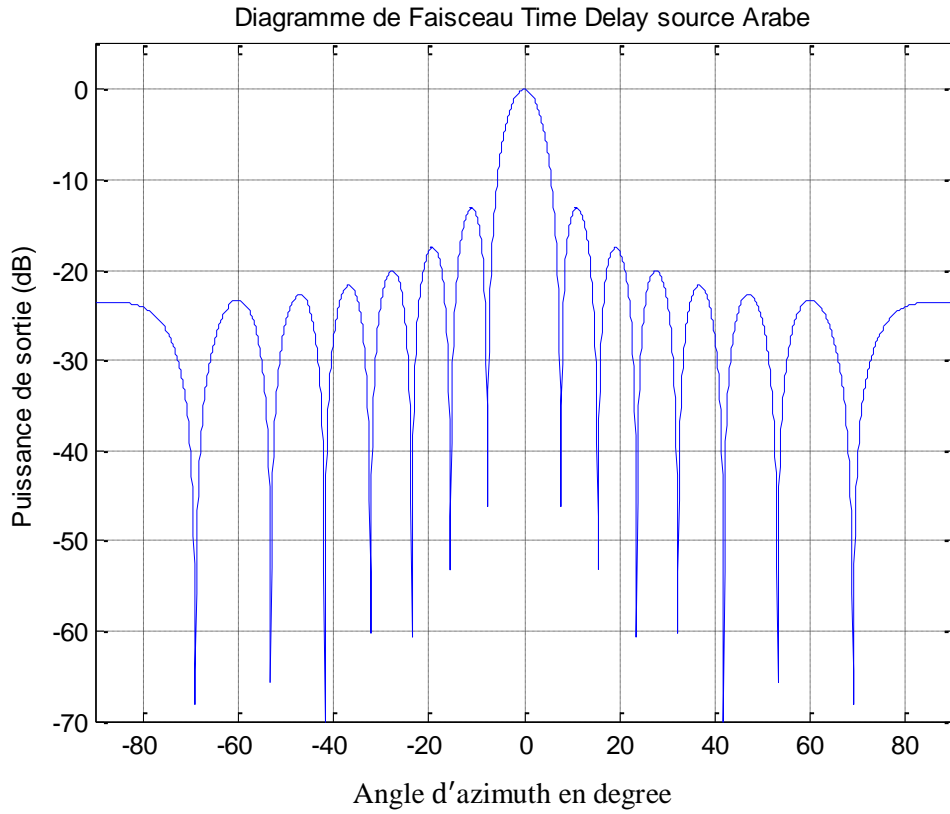


Figure IV.11 : Diagramme de faisceau time delay source arabe.

Diagramme de Faisceau Time Delay source Arabe (polair)

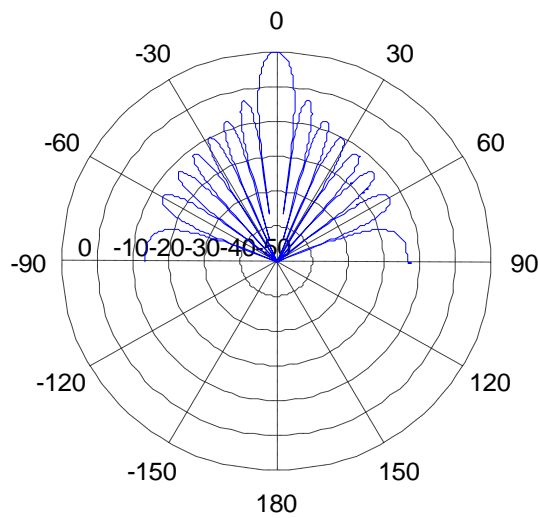


Figure IV.12 : Diagramme de faisceau time delay source arabe (polair).

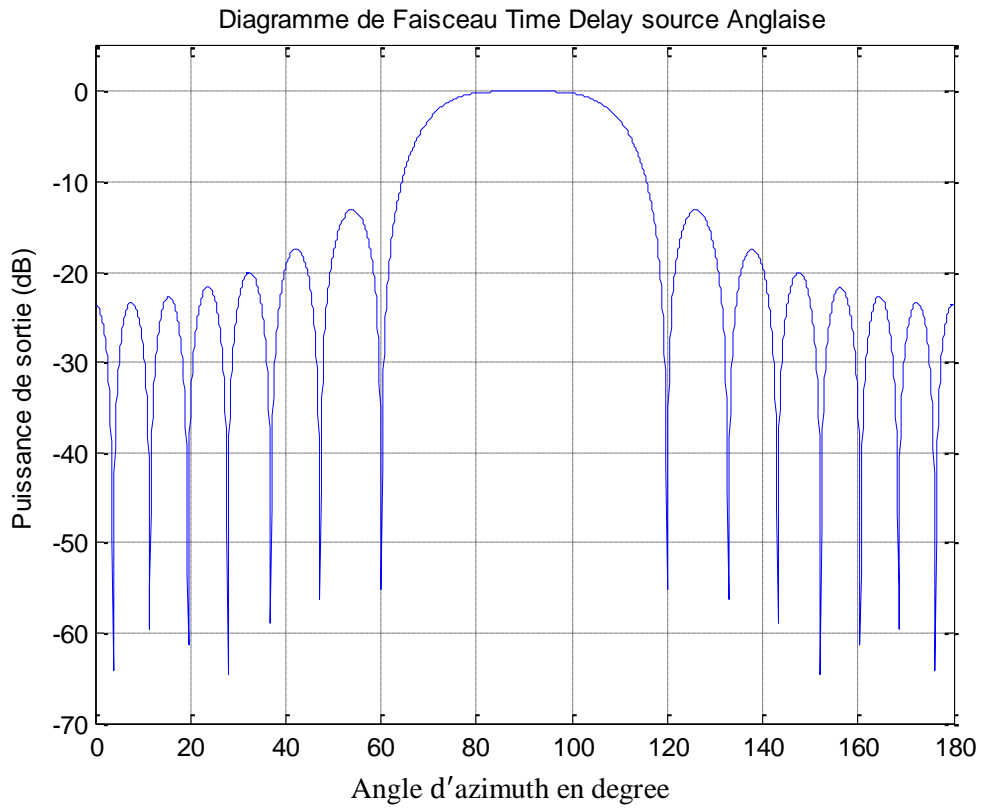


Figure IV.13 : Diagramme de faisceau time delay source anglaise.

Diagramme de Faisceau Time Delay source Anglaise (polair)

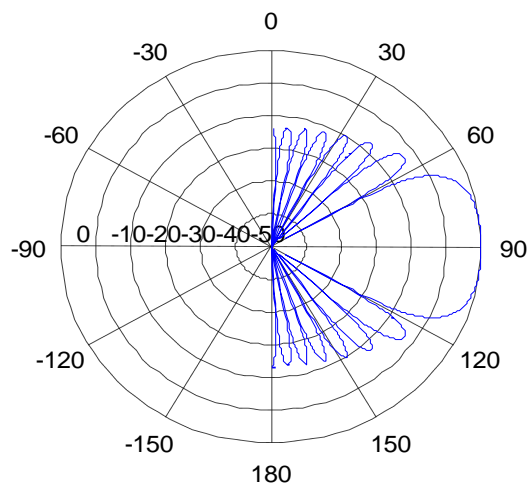


Figure IV.14 : Diagramme de faisceau time delay source anglaise (polair).

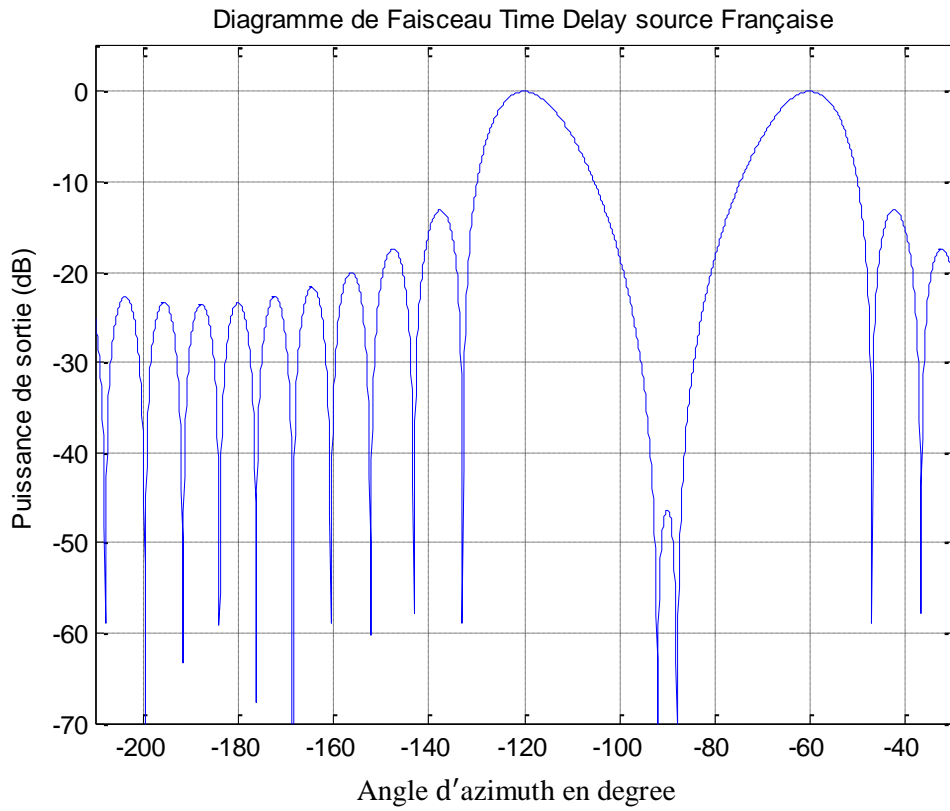


Figure IV.15 : Diagramme de faisceau time delay source française.

Diagramme de Faisceau Time Delay source Française (polair)

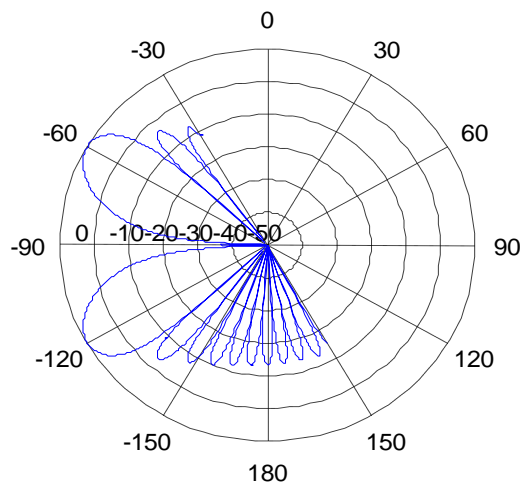


Figure IV.16 : Diagramme de faisceau time delay source française (polair).

On voit clairement qu'à chaque fois le lobe majeur du faisceau se pointe vers l'angle d'arrivée de la source d'intérêt.

IV.3. Conclusion

Dans ce projet on a montré comment utiliser des formateurs de faisceaux dans le domaine temporel pour récupérer des signaux vocaux à partir de mesures de réseaux de microphones. On montre également comment simuler un signal à interférence dominante reçu par un réseau de microphones. Dans notre travail on a utilisé le formateur de faisceaux Time Delay de Matlab et on a comparé sa performance.

Conclusion et perspectives

Conclusion et perspectives

Les formateurs de faisceaux suscitent une importance énorme à cause de leur grande évolution dans le domaine de télécommunication. Les systèmes de réception de signaux vocaux fonctionnent principalement dans des environnements bruyants.

Dans notre travail, nous avons fait une étude et simulation de formation de faisceaux basée sur l'algorithme Delay-Sum appliqués sur des sources audio et nous avons comparé entre les résultats obtenus et leur performance pour trois sources audio différentes.

Nous avons appliquée la technique de formation de faisceau à un algorithme d'estimation de DOA à haute résolution qui est adapté à un environnement à trajets multiples où les signaux sources sont corrélés. La méthode donne de meilleurs résultats lorsqu'il n'y a qu'un seul signal entrant dans le réseau de capteurs qui est composé de différents nombres de microphones positionnées dans une configuration linéaire et uniforme. L'objectif principal de la formation de faisceaux est de créer un chemin directionnel entre le réseau de microphones et la source du son ou l'orateur à travers l'alignement des signaux captés par les microphones individuels et la somme de ces signaux. Cette fonction de filtrage spatiale du faisceau augmente l'efficacité spectrale, l'efficacité énergétique et la robustesse d'un système de communication audio.

Pour tester l'application de l'algorithme Delay-Sum, nous avons implémenté un programme en MATLAB qui a permis de visualiser les signaux sources, les signaux mélanges ainsi que les signaux estimés.

D'après les résultats obtenus, cette méthode s'avère efficace pour la séparation de parole adaptative basée sur la technique de formation de faisceau (Beamforming).

Pour les travaux futurs, plusieurs autres algorithmes peuvent donner des solutions efficaces au problème de la séparation de parole adaptative basée sur la technique de formation de faisceau (Beamforming). Nous proposons un algorithme différent qui utilise une telle approche est ce que l'on appelle l'algorithme de réponse sans distorsion à variance minimale (Minimum Variance Distortionless Response) (MVDR), ou variance minimale (MV) en abrégé.

Références

- [1] L. R. Rabiner, R. W. Schafer, « Introduction to Digital Speech Processing », Now Publishers Inc, Hanover, MA, USA, 2007.
- [2] A. Maddi, « Algorithmes implémentables d'identification paramétrique : application au signal de parole bruitée », Thèse de doctorat en Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2008.
- [3] D. Declercq, A. Quinquis, « Signaux et systèmes en questions », Hermes, Paris, 1996.
- [4] J. Bernussou, « Processus stochastique-filtrage », Cours, ENSICA, Toulouse, 1994.
- [5] A. Amehraye, « Débruitage perceptuel de la parole », Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Bretagne, 2009.
- [6] H. Glotin, « Elaboration et comparaison de systèmes adaptatifs multi-flux de reconnaissance robuste de la parole : incorporation des indices de voisement et de localisation », Thèse de doctorat en Informatique, Institut National Polytechnique, Grenoble, 2001.
- [7] F. Rebiffé, « Etude, implémentation et validation d'algorithmes d'annulation d'écho acoustique », ESIEE, Paris, 2003.
- [8] L. M. Tuan, « Analyse acoustique de sons bien identifiés par un système de reconnaissance automatique de la parole », Mémoire de fin d'étude, Institut de la Francophonie pour l'Informatique, INRIA, Lorrain, 2007.
- [9] Haykin, S., *Unsupervised adaptive filtering*. 2000, New York: J. Wiley and Sons. 2 v.
- [10] Y. Deville, « Traitement du signal » : signaux temporels et spatiotemporels – Analyse des signaux, théorie de l'information, traitement d'antenne, séparation aveugle de sources, Ellipses Editions Marketing, Paris, 2011.

- [11] Hyvärinen, A., « Fast and robust fixed-point algorithms for independent component analysis ». *Neural Networks, IEEE Transactions on*, 1999. 10(3): p. 626-634.
- [12] wikipédia, « Beamforming », Septembre 30, 2021, Consulté le 27 Avril 2022.
- [13] J. Litva, T. K. Lo, « Digital beamforming in wireless communications », Artech House, Boston 1996.
- [14] A. Goldsmith, « Wireless communication », Cambridge University Press, 2005.
- [15] Godard, D. « Channel Equalization Using a Kalman Filter for Fast Data Transmission ». *IBM J. Res. and Dev.* Vol. 18. 1974. pgs 167-273.
- [16] Rahimian, A. (2014). « Steerable Antennas for Automotive Communication Systems ». arXiv preprint arXiv:1404.1286.
- [17] Lotter, Michiel; Van Rooyen, Pieter & Van Wyk, Danie. « Space – Time Processing For CDMA Mobile Communications ». Kluwer Academic Publishers. Boston-London. 2000.
- [18] R.S. Yarrabothu, P. Telagathoti, « Massive MIMO and Beamforming Techniques of 5G Networks, *International Journal of Engineering and Advanced Technology* », December, 2019.
- [19] Godara, Lal Chand, « Application of antenna arrays to mobile communications », part II: Beam forming and direction of arrival considerations, *Proc. IEEE*, 85, 1193-1245, 1997.
- [20] B. V. Veen, K. Buckley, « Beamforming, a versatile approach to spatial filtering », *IEEE ASSP Magazine*, Avril 1988.
- [21] H. V. Trees, « Optimum Array Processing Part IV », Wiley and Sons, 2002.
- [22] L. Zheng, D. Tse, « Geometric approach to the noncoherent multiple-antenna channel ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, Février 2002.
- [23] S. Applebaum, « Adaptive arrays », Rapport technique, SPL TR-66-001, 1965.

- [24] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griths et P. B. Goode, « Adaptive Antennas Systems», IEEE, vol. 55, 1967.
- [25] « MUSIC Super-Resolution DOA Estimation», <https://www.mathworks.com>, consulté le 27 mars 2022.
- [26] Marius Pesavento, Alex B. Gershman, Martin Haardt. Unitary Root-MUSIC with a Real- Valued Eigendecomposition: « A Theoretical and Experimental Performance Study. In: IEEE Transactions on Signal Processing», vol 48, n°5 pp1306-1314, May 2000.
- [27] Ching-Wen Ma, Ching-Cheng Teng. « Detection of Coherent Signals Using Weighted Subspace Smoothing». In: IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 44 n°2, february 1996. pp. 179-187.
- [28] Kah-Chye Tan, Geol-Lian Oh. « Estimating Directions-of-Arrival of Coherent Signals in Unknown Correlated Noise via Spatial Smoothing». In: IEEE Transactions on Signal Processing, vol 45 n°4, April 1997. pp. 1087-1091.
- [29] Ali, E., Ismail, M., Nordin, R., &Abdulah, N. F. (2017). « Beamforming techniques for massive MIMO systems in 5G »: overview, classification, and trends for future research. *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*, 18(6), 753-772.
- [30] Thakur, R., &Mourya, K. S. « Performance Comparison of Blind and Non Blind Adaptive Beamforming Algorithms in Mobile Communication ».
- [31] CHAPTER 4 blind « adaptive beamforming algorithms » <https://shodhganga.inflibnet.ac.in/bitstream/10603/225869/8/7%20chapter%204.pdf>. Consulté le 15 Mars 2022.
- [32] Nwalozie, G., Okorogu, V., Maduadichie, S., &Adenola, A. (2013). « A simple comparative evaluation of adaptive beam forming algorithms ». *International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT)*, 2(7).
- [33] de Lamare, R. C. (2013). «Robust Low-Rank LCMV Beamforming Algorithms Based on Joint Iterative Optimization Strategies ». arXiv preprint arXiv:1302.2339.

[34] Kiong, T. S., Salem, S. B., Paw, J. K. S., Sankar, K. P., & Darzi, S. (2014). «Minimum variance distortionless response beamformer with enhanced nulling level control via dynamic mutated artificial immune system ». The Scientific World Journal, 2014.

[35] <https://www.vocal.com/beamforming-2/minimum-variance-distortionless-response-mvdr-beamformer/> consulté le 15 Mars 2022.

[36] C. Lenz: « Localization of sound sources », Autonomous systems lab, ETH Zürich, spring, 2009.

Résumé

La formation de faisceaux est une technique de traitement du signal. Il a été étudié dans de nombreux domaines tels que le radar, le sonar, la sismologie et les communications sans fil.

Les techniques de formation de faisceaux abordent essentiellement le problème d'un point de vue spatial. Peut être utilisé pour détecter la présence d'un signal, estimer la direction d'arrivée et améliorer un signal souhaité à partir de ses mesures corrompues par le bruit, les sources concurrentes et de ses échos.

Les algorithmes de formation de faisceaux sont des techniques utilisées pour déterminer la direction d'arrivée (DOA) des signaux de parole tout en supprimant les bruits et les interférences correspondants. Dans ce travail, l'algorithme de retard et somme sur les ondes sonores a été étudié et simulé dans MATLAB et il a été observé qu'il y a une amélioration significative du rapport signal sur bruit pour la formation de faisceaux.

Mots clés : Séparation Aveugle de Source (SAS), Beamforming, filtrage adaptatif, cocktail party, l'algorithme MUSIC, Signal Parole.

Abstract

Beamforming is a signal processing technique. It has been studied in many fields such as radar, sonar, seismology and wireless communications.

Beamforming techniques essentially approach the problem from a spatial point of view. Can be used to detect the presence of a signal, estimate the direction of arrival, and improve a desired signal from its measurements corrupted by noise, competing sources, and reverberation.

Beamforming algorithms are techniques used to determine the direction of arrival (DOA) of speech signals while suppressing the corresponding noise and interference. In this work, the delay and sum algorithm on sound waves was investigated and simulated in MATLAB and it was observed that there is a significant improvement in the signal-to-noise ratio for beamforming.

Keywords: Blind Source Separation (BSS), Beamforming, adaptive filtering, cocktail party, MUSIC algorithm, Speech Signal.

ملخص

تقنية تشكيل الحزم هي تقنية معالجة الإشارات. تمت دراسته في العديد من المجالات مثل الرادار والسونار وعلم الزلازل والاتصالات اللاسلكية.

تقترب تقنيات تشكيل الحزم بشكل أساسي من المشكلة من وجهة نظر مكانية. يمكن استخدامها للكشف عن وجود إشارة ، وتقدير اتجاه الوصول ، وتحسين الإشارة المرغوبة من قياساتها التالفة بالضوضاء ، والمصادر المتنافسة ، والصدى. خوارزميات تشكيل الحزم هي تقنيات تستخدم لتحديد اتجاه وصول (DOA) لإشارات الكلام مع قمع الضوضاء والتداخل المقابل. في هذا العمل، تم فحص ومحاكاة خوارزمية التأخير والجمع على الموجات الصوتية في MATLAB ولوحظ أن هناك تحسناً كبيراً في نسبة الإشارة إلى الضوضاء لتشكيل الحزمة.

الكلمات المفتاحية: الفصل الأعمى للمصادر (SAS) ، تشكيل الحزم ، التصفية التكرارية ، حفلة كوكتيل ، خوارزمية MUSIC ، إشارة الكلام.