



**HAL**  
open science

# Suivi acoustique d'un engin en vol en environnement bruité : détection, localisation et caractérisation

Nathan Itare

## ► To cite this version:

Nathan Itare. Suivi acoustique d'un engin en vol en environnement bruité : détection, localisation et caractérisation. Acoustique [physics.class-ph]. Le Mans Université, 2023. Français. ⟨NNT : 2023LEMA1001⟩. ⟨tel-03992080⟩

**HAL Id: tel-03992080**

**<https://theses.hal.science/tel-03992080v1>**

Submitted on 16 Feb 2023

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire HAL, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



HAL Authorization

# THÈSE DE DOCTORAT DE

LE MANS UNIVERSITÉ

ÉCOLE DOCTORALE N° 602  
*Sciences de l'Ingénierie et des Systèmes*  
Spécialité : *Acoustique*

Par

**Nathan ITARE**

**Suivi acoustique d'un engin en vol en environnement bruité : détection, localisation et caractérisation**

Thèse présentée et soutenue à Le Mans, le 5 Janvier 2023

Unité de recherche : Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Mans (LAUM, UMR CNRS 6613)

Thèse N° : 2023LEMA1001

## Composition du Jury :

Rapporteurs :	Barbara NICOLAS Julien DE ROSNY	Directrice de recherche CNRS, CREATIS, Lyon Directeur de recherche CNRS, Institut Langevin, ESPCI, Paris
Examineurs :	Salah BOURENNANE José PICHERAL	Professeur des Universités, Institut Fresnel, Marseille Maître de Conférences, L2S, CENTRALESUPELEC, Gif-sur-Yvette
Dir. de thèse :	Jean-Hugh THOMAS	Professeur des Universités (LAUM) - Le Mans
Co-dir. de thèse :	Kosai RAOOF	Professeur des Universités (LAUM) - Le Mans
Invité :	Philippe POULIGUEN	Agence Innovation Défense (AID) - Paris



# REMERCIEMENTS

---

Je tiens premièrement à remercier grandement Jean-Hugh Thomas, directeur de cette thèse, qui a toujours pris le temps pour me conseiller et me soutenir. Ces trois années de travail ont été très agréables et enrichissantes. Ses compétences scientifiques et ses qualités humaines m'ont permis de mener ce travail jusqu'au bout.

J'adresse également toute ma reconnaissance à Kosai Raoof, co-directeur de cette thèse, pour ses conseils scientifiques ainsi que pour son rapport humain qui a permis des échanges toujours agréables et constructifs.

Je remercie Barbara Nicolas et Julien de Rosny pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse, ainsi que Salah Bourenane et José Picheral, pour avoir accepté d'examiner ces travaux. Je remercie également Philippe Pouliguen, responsable du domaine scientifique *Ondes Acoustiques et Radio électrique* à la Direction Générale de l'Armement, pour sa participation au jury en tant que membre invité.

Je voudrais également remercier Manuel Melon et José Picheral, qui ont constitué le Comité de Suivi de Thèse, pour leur implication dans le sujet avec le suivi de ces travaux et pour leurs aiguillages scientifiques.

Je salue l'ensemble de mes collègues de l'ENSIM avec lesquels j'ai toujours partagé des bons moments, particulièrement Torea Blanchard, Thibault Abily, Erwan Meteyer, Jean-Baptiste Chassang, Jules Plisson, Patrick O'Donoughue et Théo Mariotte.

Je tiens à remercier tous ceux qui ont contribué à la relecture de ce manuscrit, Jean-Hugh Thomas, Kosai Raoof, Abramo et Grace Tricoire.

Je remercie l'ensemble du personnel du LAUM, de l'ENSIM et de l'ED avec qui j'ai échangé, pour avoir permis le bon déroulement de ce doctorat.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à tous les membres de ma famille qui m'ont soutenu et encouragé tout au long de ce parcours.

# TABLE DES MATIÈRES

---

<b>Introduction</b>	<b>8</b>
Contexte général . . . . .	8
Objectifs et contribution de la thèse . . . . .	9
Contexte de la thèse . . . . .	9
Objectifs de la thèse . . . . .	9
Publications liées à la thèse . . . . .	10
Présentation générale de la thèse . . . . .	11
<b>1 Localisation, suivi et caractérisation acoustique : état de l’art</b>	<b>14</b>
1.1 Méthodes de localisation de sources sonores . . . . .	14
1.1.1 Méthodes temporelles . . . . .	14
1.1.2 Méthode fréquentielle et déconvolution . . . . .	22
1.1.3 Méthodes à haute résolution . . . . .	24
1.2 Suivi avec filtrage de Kalman ou filtrage particulaire . . . . .	29
1.2.1 Principe du filtrage de Kalman . . . . .	29
1.2.2 Principe du filtrage particulaire . . . . .	30
1.3 Caractérisation acoustique de drones . . . . .	32
1.4 Détection de la fréquence fondamentale d’un signal . . . . .	33
1.4.1 Produit Spectral Harmonique (Harmonic Product Spectrum) . . . . .	34
1.4.2 Corrélation Spectrale Harmonique (Spectral Harmonic Correlation) . . . . .	34
1.5 Représentation temps-fréquence . . . . .	35
1.6 Conclusion . . . . .	37
<b>2 Caractérisation et optimisation de la directivité d’une antenne acous- tique</b>	<b>38</b>
2.1 Analyse de la directivité d’antennes acoustiques . . . . .	38

2.2	Caractérisation d'une antenne acoustique . . . . .	40
2.3	Optimisation de l'antenne . . . . .	43
2.3.1	Algorithme génétique . . . . .	43
2.3.2	Optimisations simulées de l'antenne pour une fréquence, une direction et deux critères d'optimisations . . . . .	46
2.3.3	Recherche des paramètres du facteur de directivité pour l'optimisation	53
2.3.4	Comparaison et choix de l'antenne . . . . .	54
2.4	Conclusion . . . . .	60
<b>3</b>	<b>Validation par simulation de la méthode de localisation proposée à partir du plan temps-fréquence</b>	<b>62</b>
3.1	Formation de voies adaptée à la signature du drone . . . . .	62
3.1.1	Modèle et signal focalisé . . . . .	63
3.1.2	Présence d'une source statique . . . . .	64
3.1.3	Courbes de performances . . . . .	66
3.1.4	Présence de deux sources statiques . . . . .	68
3.1.5	Présence d'une source mobile . . . . .	70
3.1.6	Comparaison avec différentes approches . . . . .	71
3.2	Conclusion . . . . .	73
<b>4</b>	<b>Expérimentations avec différentes méthodes de localisation</b>	<b>76</b>
4.1	Détection de la fréquence fondamentale . . . . .	76
4.1.1	Produit Spectral Harmonique (Harmonic Product Spectrum) . . . . .	77
4.1.2	Corrélation Spectrale Harmonique (Spectral Harmonic Correlation) . . . . .	78
4.1.3	Comparaison des deux outils pour le suivi de la fréquence fondamentale . . . . .	80
4.2	Sélection du contenu fréquentiel pour le calcul d'énergie . . . . .	80
4.2.1	Choix de la largeur de bande autour d'un harmonique . . . . .	80
4.2.2	Influence du nombre d'harmoniques . . . . .	88
4.2.3	Influence de la résolution spatiale . . . . .	88
4.3	Cas de conditions expérimentales plus complexes (trajectoires et bruits) . .	93
4.3.1	Critères de choix du candidat de $f_{bp}$ dans le SHC . . . . .	93
4.3.2	Cas de mesures avec des sources perturbatrices . . . . .	98

4.4	Comparaisons de mesures avec l'antenne initiale et une antenne optimisée .	104
4.5	Mesure avec une grande distance drone-antenne . . . . .	111
4.6	Évaluation du temps de calcul de l'approche RTF . . . . .	113
4.7	Conclusion du quatrième chapitre . . . . .	114
<b>Conclusion</b>		<b>116</b>
	Rappel des objectifs . . . . .	116
	Principales contributions . . . . .	116
	Perspectives . . . . .	117
<b>A Annexe A</b>		<b>120</b>
A.1	Récapitulatif des mesures abordées dans la thèse . . . . .	120
A.2	Trajectoire horizontale . . . . .	121
A.3	Mesure avec deux drones . . . . .	121
<b>B Annexe B</b>		<b>123</b>
B.1	Spectrogrammes des mesures de comparaison entre l'antenne initiale et l'antenne optimisée avec 200 générations . . . . .	123
<b>C Annexe C</b>		<b>126</b>
C.1	Résultats de localisation avec le DSB classique pour les mesures de com- paraison entre l'antenne initiale et l'antenne optimisée avec 200 générations	126
<b>Bibliographie</b>		<b>128</b>



# INTRODUCTION

---

## Contexte général

Ces dernières années ont donné lieu à un intérêt croissant pour l'utilisation des drones. En effet, ces engins étant de plus en plus accessibles, leurs domaines d'applications a grandement augmenté. Équipés de différents types de capteurs, ils peuvent être utilisés pour réaliser des inspections, des prises de vues, des analyses météorologiques, ou encore aider au suivi des exploitations agricoles. Dans [1], une classification de plusieurs types de drones est décrite ainsi que plusieurs domaines d'applications de ceux-ci. On retrouve également une utilisation des drones dans le domaine médical, avec la livraison de médicaments ou autres matériels médicaux, la détection de substances dangereuses, ou encore le diagnostic ou l'assistance médicale à distance [2]. Le développement de villes intelligentes ou smart cities peut bénéficier des nombreux avantages que les drones peuvent apporter comme la surveillance de la qualité de l'air ou de l'eau dans une ville [3]. Ces nombreuses applications impliquent un bon respect des régulations mises en places pour la sécurité et le respect de la vie privée de chacun. Comme toute technologie, les drones peuvent également être utilisés pour des activités illégales comme des trafics, ou pour de l'espionnage. Plusieurs études relatent ce type d'activités [4]-[7]. Il est donc nécessaire de développer des outils pour faire face à ces menaces. La première action à entreprendre est la localisation du drone posant problème. Différentes technologies peuvent être au service de cette problématique et utilisées individuellement ou simultanément [8]-[10]. Chaque technologie possède ses avantages et ses limitations. Les méthodes optiques utilisant des caméras peuvent être limitées par des conditions météorologiques complexes. Certaines méthodes exploitent le signal émis par la télécommande d'un drone mais elles ne peuvent pas être utilisées avec des drones autonomes. Les technologies radars sont limitées par la faible surface de réflexion des drones. Le bruit généré par les drones peut être exploité avec des microphones pour obtenir leur localisation. En effet, ce bruit est dû à des phénomènes aérodynamiques et est donc difficile à réduire. Les méthodes acoustiques exploitant ce bruit constituent une voie intéressante à explorer. Plusieurs méthodes, utilisant différents types d'antennes de microphones et différents processus, existent et sont décrites dans

cette thèse.

## **Objectifs et contributions de la thèse**

### **Contexte de la thèse**

Ce travail s'inscrit dans la continuité des travaux de thèse de T. Blanchard. Ceux-ci portaient sur la caractérisation acoustique de drones et sur l'étude d'une méthode, basée sur la formation de voies, permettant de localiser un drone à partir de sa signature acoustique. La thèse abordée ici, financée par la Direction Générale de l'Armement (DGA) et la Région des Pays de la Loire, a été menée au sein du Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Mans et dirigée par J-H. Thomas et K. Raouf.

### **Objectifs de la thèse**

Les objectifs de cette thèse sont d'explorer des axes d'amélioration autour de la localisation (géométrie d'antenne, méthodes de suivi, fiabilisation en environnement complexe, ...). La localisation est effectuée à partir de signaux acquis par une antenne de microphones. Le premier axe d'amélioration consiste à caractériser et améliorer la directivité de l'antenne de microphones. Pour cela, des travaux sur l'optimisation de la géométrie d'antenne ont été réalisés en utilisant un algorithme génétique. Ces travaux ont permis d'obtenir plusieurs antennes ayant des directivités optimisées pour certaines directions et fréquences. Le deuxième axe d'amélioration concerne la technique de localisation basée sur la formation de voies temporelle prenant en compte la signature acoustique du drone. Une méthode a été proposée afin de fiabiliser l'estimation de la direction d'arrivée et le suivi du drone. Cette approche a été testée avec des simulations numériques et avec des signaux de mesures expérimentales en utilisant l'antenne de microphones développée par T. Blanchard. Différentes trajectoires ont été testées avec des mesures dans des environnements complexes (présence de sources perturbatrices : voitures, oiseaux, ...). Deux campagnes de mesures ont été réalisées pour agrémenter la base de données de mesures et évaluer la performance de l'estimation de la direction d'arrivée. Dans la dernière campagne de mesures, une antenne optimisée par algorithme génétique a été utilisée afin de valider les simulations effectuées.

## Publications liées à la thèse

L'évolution des travaux a donné lieu à plusieurs participations à des congrès scientifiques portant principalement sur l'approche d'estimation de la direction d'arrivée d'un drone. Les présentations avec actes sont les suivantes :

- **Forum Acusticum**, Lyon, France, 2020 :  
N. Itare, T. Blanchard, J.-H. Thomas, & K. Raouf, *Tracking of an Unmanned Aerial Vehicle with few sensors using time-frequency representation*.

Cette communication introduit l'approche d'estimation de la direction d'arrivée d'un drone avec une représentation temps-fréquence (RTF) développée dans cette thèse. Des simulations numériques permettent de montrer le comportement de l'approche. Une comparaison de robustesse face au bruit est également effectuée avec le beamforming classique.

- **Quiet Drones Second International e-Symposium on UAV/UAS Noise**, Paris, France, 2022 :  
N. Itare, J.-H. Thomas, & K. Raouf, *Comparison of different processing for DOA estimation of an Unmanned Aerial Vehicle with few sensors*

Dans cette communication, l'approche est comparée avec une autre méthode d'estimation exploitant les différences de temps d'arrivée entre plusieurs combinaisons de paires de microphones (Réponse en puissance dirigée avec une transformation de la phase, Steered Response Power with Phase Transformation). Des résultats sont présentés avec des mesures expérimentales. L'importance du choix du contenu dans la représentation temps-fréquence est également explicitée.

- **24<sup>th</sup> International Congress on Acoustics**, Gyeongju, Corée, 2022 :  
N. Itare, J.-H. Thomas, & K. Raouf, *DOA estimation of an Unmanned Aerial Vehicle with few sensors in the case of disturbing sources*

Cette communication présente une étude sur le comportement de l'approche RTF face à des sources perturbatrices comme des chants d'oiseaux ou des accélérations de voiture. L'intérêt de pouvoir sélectionner le contenu fréquentiel dans l'approche RTF est démontré sur des mesures expérimentales.

Une communication sans acte a également été effectuée dans le cadre de la journée Signal et Imagerie acoustique du GdR ISIS à Paris en 2022 :

- N. Itare, J.-H. Thomas, & K. Raouf, *Direction of Arrival estimation of an Unmanned Aerial Vehicle using beamforming adapted to its signature*

Cette communication présente l'approche RTF ainsi qu'une comparaison de résultats avec l'approche utilisant un préfiltrage des signaux temporels avant le beamforming.

#### Article de revue :

- N. Itare, J.-H. Thomas, K. Raouf, & T. Blanchard, *Acoustic Estimation of the Direction of Arrival of an Unmanned Aerial Vehicle Based on Frequency Tracking in the Time-Frequency Plane*, *Sensors* 2022.

Cet article, publié dans la revue *Sensors*, présente l'approche RTF ainsi que les paramètres de son utilisation. Des tests par simulations numériques et sur des mesures expérimentales y sont également présentés.

## Présentation générale de la thèse

**Chapitre 1 :** Ce chapitre a pour but de présenter des éléments de littérature associés aux différents outils utilisés ou étudiés dans la thèse. Tout d'abord, plusieurs méthodes de localisation de sources sont abordées. Ces méthodes sont classées en trois catégories : les méthodes temporelles, les méthodes fréquentielles et les méthodes à haute résolution. Ensuite, des méthodes de suivi par filtrage sont présentées, permettant de limiter les biais d'estimation en prenant en compte un ou plusieurs modèles de trajectoire. Des éléments de caractérisation acoustique de drones sont introduits permettant de définir la signature acoustique des drones, qui sera utilisée dans l'approche RTF. La structure harmonique du drone est décrite ainsi que d'autres caractéristiques propres aux drones. Un autre outil nécessaire de l'approche RTF est un algorithme de détection de la fréquence fondamentale du signal de drone. Plusieurs d'entre eux sont ainsi considérés et deux algorithmes en particuliers sont détaillés. Enfin, quelques études sur différentes représentations temps-fréquence sont présentées.

**Chapitre 2 :** Ce chapitre aborde premièrement la caractérisation de la directivité d'une antenne de microphones. Plusieurs paramètres sont définis permettant cette caractérisation. L'optimisation de la directivité par algorithme génétique est ensuite présentée en utilisant ces paramètres. Deux types d'optimisation sont réalisés : une optimisation avec des positions de microphones contraintes dans un espace limité et une optimisation avec des placements libres. Plusieurs antennes sont optimisées avec différents paramètres et sont comparées. Deux antennes potentielles, ayant des bons compromis autour des

caractéristiques de leurs facteurs de directivité, sont retenues pour permettre une amélioration de la localisation ou de l'estimation de la direction d'arrivée du drone.

**Chapitre 3 :** Dans ce chapitre, l'approche RTF est introduite et validée par des simulations numériques. Le modèle de signal de drone utilisé est présenté et comparé avec un signal de mesure en chambre anéchoïque focalisé. Des premiers résultats de simulations avec une source statique sont montrés. La robustesse de l'approche est évaluée et comparée avec plusieurs approches en simulant des signaux ayant des rapports signal à bruit différents. L'influence de la quantité d'information prise en compte dans la RTF est étudiée. Le cas de deux sources présentes simultanément avec des contenus spectraux différents est également traité. Après des simulations avec des sources statiques, des simulations mettant en jeu des sources mobiles sont présentées. Finalement, plusieurs approches sont comparées avec la RTF à partir de simulations numériques.

**Chapitre 4 :** Le dernier chapitre permet de valider les performances de l'approche RTF avec des mesures expérimentales. Premièrement, deux algorithmes de détection de fréquence fondamentale sont comparés. Ensuite, les paramètres de sélection du contenu dans la RTF sont introduits et étudiés. Le cas d'expérimentations plus complexes est abordé. Plusieurs types de sources perturbatrices sont présents dans plusieurs mesures comme des chants d'oiseaux, des accélérations de voitures ou un autre drone. D'autres trajectoires plus complexes sont également utilisées. Dans le cadre de ces mesures plus complexes, l'approche RTF est ajustée pour faire face à la complexité des mesures. Une campagne de mesures a été réalisée afin de comparer les performances de l'antenne initiale avec une antenne optimisée du chapitre 2. Cette antenne optimisée a été utilisée pour réaliser une mesure à une grande distance du drone afin d'évaluer la distance limite d'estimation de la direction d'arrivée. Finalement, le temps de calcul de l'approche RTF est évalué.



# LOCALISATION, SUIVI ET CARACTÉRISATION ACOUSTIQUE : ÉTAT DE L'ART

---

Ce chapitre permet de situer la méthode proposée dans le panorama des méthodes de localisation de sources existantes, tirant parti de signaux acquis par une antenne de microphones. Ce chapitre abordera ainsi principalement la formation de voies, la goniométrie, SRP-PHAT, des méthodes à haute résolution (Capon, Music), une méthode parcimonieuse. Les approches de Kalman et de filtrage particulaire permettant un meilleur suivi de la trajectoire du drone sont abordées. Finalement, des éléments nécessaires à l'élaboration et l'utilisation de l'approche RTF sont présentés : la caractérisation acoustique de drones, la détection de fréquence fondamentale et les représentations temps-fréquence.

## 1.1 Méthodes de localisation de sources sonores

### 1.1.1 Méthodes temporelles

#### 1.1.1.1 Delay and Sum Beamforming : formation de voies

Le Delay and Sum Beamforming (DSB) [11] consiste à reconstituer le champ de pression obtenu au niveau d'une source à partir des signaux reçus aux  $N$  microphones de l'antenne. Chaque signal  $x_n(t)$  est reçu avec un retard  $\tau_n(\theta)$ ,  $n = 1, \dots, N - 1$ , par rapport à un microphone de référence que l'on choisit et pour un angle donné  $\theta$  (voir Figure 1.1). La méthode consiste donc à retarder chaque signal  $x_n(t)$  de  $\tau_n(\theta)$  et à effectuer la somme des signaux retardés afin d'obtenir un signal focalisé  $p(t, \theta)$ .

$$p(t, \theta) = \sum_{n=1}^N x_n(t + \tau_n(\theta)). \quad (1.1)$$

Cela permet de mettre en évidence les interférences constructives et destructives suivant les différents angles  $\theta$ . En effet, lorsque les signaux sont en phase, il y a un maximum d'amplitude et inversement. Afin d'obtenir l'angle de la source  $\theta$ , on observe l'énergie du signal focalisé  $p(t, \theta)$ . L'opération est répétée en effectuant un échantillonnage angulaire. L'angle de la source est déterminé par l'angle pour lequel l'énergie du signal focalisé est maximale. Deux modèles de propagation sont possibles : le modèle en onde sphérique et le modèle en onde plane qui est une approximation du premier modèle. Le modèle en onde plane, considérant une forme plane pour le front d'onde arrivant aux microphones, peut être utilisé en champ lointain défini par la distance de Fresnel (équation (1.2)),  $f$  est la fréquence de la source,  $D$  est la dimension de la source, et  $c$  la célérité du son. Pour le modèle en onde sphérique, considérant une forme sphérique pour le front d'onde arrivant aux microphones, les retards  $\tau_n(\theta)$  sont définis par l'équation (1.3) avec  $\|\mathbf{OM}\|$  la distance entre la source et l'origine de l'antenne,  $\|\mathbf{M}_n\mathbf{M}\|$  la distance entre le  $n^{\text{ème}}$  microphone et la source. Le modèle en onde plane permet d'obtenir une formulation plus simple des retards avec une dépendance directe avec l'azimut  $\theta$  et la distance inter-microphonique  $d$  (équation (1.4)).

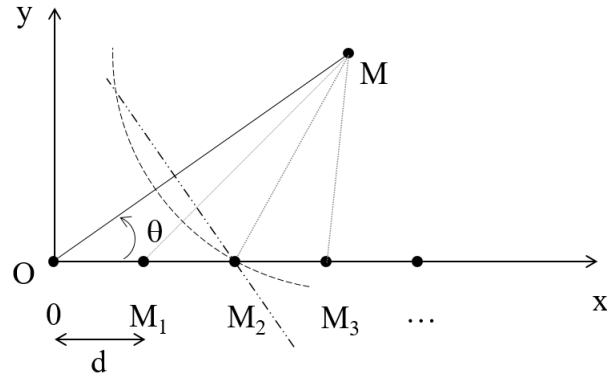


FIGURE 1.1 – Schéma de propagation de la source  $M$  dans le cas du beamforming en 2D avec le modèle en onde plane (trait mixte) et le modèle en onde sphérique (tirets).  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  représentent les microphones.

$$D_F = \frac{fD^2}{2c}. \quad (1.2)$$

$$\tau_n(\theta) = \frac{\left| \|\mathbf{OM}\| - \|\mathbf{M}_n\mathbf{M}\| \right|}{c}. \quad (1.3)$$

$$\tau_n(\theta) = \frac{n d \cos(\theta)}{c}. \quad (1.4)$$

Dans [12], plusieurs types de beamforming sont abordés et testés. Trois techniques de DSB sont présentées, la première est le CW (Complex Weighting : pondération complexe) qui consiste à utiliser une pondération avec des coefficients complexes, la deuxième est le NA (Narrowband Approximation : approximation à bande étroite) qui consiste à utiliser le module des coefficients complexes du CW et retarder le signal en fonction de la phase de ces coefficients, et la troisième le OO (Optimized Oversteering : super-direction optimisée) qui consiste à utiliser des coefficients réels et à retarder le signal en utilisant des termes additionnels introduits pour restreindre le lobe principal. Les résultats montrent une bonne directivité sur une bande assez large pour le CW. Les deux autres techniques montrent une directivité qui croît avec la fréquence et des coûts de calculs moins importants. Elles possèdent une bonne directivité sur environ deux octaves.

Le beamforming est utilisé pour déterminer la direction d'arrivée d'une onde mais peut être aussi utilisé pour analyser le comportement acoustique d'un milieu. [13] utilise le beamforming classique dans un contexte de tomographie acoustique océanique dans le but de déterminer le trajet théorique d'ondes envoyées entre une antenne d'émission et une antenne de réception.

### 1.1.1.2 Goniométrie

#### Présentation de la méthode

La méthode de goniométrie consiste à estimer les retards  $\tau_n$  qui existent entre les signaux reçus aux microphones. Cette estimation se fait grâce à des fonctions d'intercorrélation entre les signaux reçus aux microphones. On définit les retards  $\tau_n$  :

$$\tau_n = c^{-1}(\mathbf{x}_n - \mathbf{x}_0)^T \mathbf{n}_s, \quad (1.5)$$

avec  $^T$  l'opérateur de transposée,  $c$  la célérité des ondes, et  $\mathbf{n}_s$  la direction d'arrivée de la source. Avec le formalisme matriciel, on obtient :

$$\tau = c^{-1} \mathbf{D} \mathbf{n}_s, \quad (1.6)$$

avec  $\mathbf{D}$  la matrice contenant les positions des microphones et  $\tau$  la matrice contenant les différents retards. L'objectif est d'obtenir le vecteur  $n_s$ , il faut pour cela inverser la matrice  $\mathbf{D}$ . Cette inversion se fait grâce à une pseudo-inversion car la matrice  $\mathbf{D}$  est en général une matrice rectangulaire. On a donc cette équation qui donne la solution à l'équation (1.6) :

$$n_s = c\mathcal{D}\tau, \quad (1.7)$$

avec  $\mathcal{D} = (\mathbf{D}^T\mathbf{D})^{-1}\mathbf{D}^T$ . Le vecteur  $n_s$  est décrit par  $n_s = \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta)\cos(\delta) \\ \sin(\theta)\cos(\delta) \\ \sin(\delta) \end{pmatrix}$ , pour une antenne 3D avec  $\theta$  l'azimut et  $\delta$  l'élévation.

Dans [14], la goniométrie est utilisée pour identifier la direction et le temps d'arrivée des différentes réflexions dans une salle. Cette méthode est appelée la chrono-goniométrie. Une estimation des différences de temps d'arrivée entre microphones est donc réalisée afin d'obtenir la direction d'arrivée des réflexions. Des essais ont été réalisés avec une antenne à arrangement cubique dans une cathédrale et la chrono-goniométrie a permis d'identifier la direction d'arrivée des premières réflexions ainsi que les temps d'arrivée correspondants. [15] présente une étude menée dans le cadre d'un projet de développement d'une Smart Room pour l'aide à l'autonomie des personnes. L'étude présente un système de détection de chute par goniométrie acoustique. Le principe de détection de la chute est le suivant : une antenne acoustique est placée au niveau du plafond, une altitude limite est déterminée et toute onde sonore détectée par goniométrie en dessous de ce seuil est considérée alors comme une chute.

### **Estimation des retards pour la goniométrie (TDE : Time Delay Estimation)**

L'estimation des retards se fait à l'aide de la fonction d'inter-corrélation entre les signaux reçus par les microphones. Cependant, la fonction d'inter-corrélation classique n'est généralement pas suffisante à cause du rapport signal sur bruit qui peut être assez faible [16]. La fonction d'inter-corrélation généralisée permet de filtrer le signal afin d'améliorer le rapport signal sur bruit et donc l'estimation des retards. Ces filtres consistent à amplifier les bandes de fréquences où il y a un haut rapport signal sur bruit et atténuer les autres bandes de fréquence. La fonction d'inter-corrélation généralisée entre deux microphones  $n$

et  $m$ , appelée aussi GCC (Generalized Cross Correlation), est donnée par cette relation :

$$R_{nm}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_g(f) G_{nm}(f) e^{j2\pi f\tau} df, \quad (1.8)$$

avec  $\psi_g$  le coefficient de pondération utilisé pour appliquer le filtrage du signal,  $G_{nm}$  l'inter-spectre de puissance,  $f$  la fréquence du signal,  $j$  le nombre complexe tel que  $j^2 = -1$ . Plusieurs formulations de  $\psi_g$  existent et sont détaillées dans [17].

La mesure de retards sert aussi dans [18] pour la tomographie acoustique océanique. L'optimisation des systèmes de communication sous-marine passe par la connaissance des propriétés de propagation des ondes dans le canal marin. La mesure de retards permet d'estimer le trajet des ondes ainsi que leurs vitesses de propagation dans leur milieu. [19] propose une étude sur une méthode d'estimation des temps de retard en utilisant les informations non mutuelles des microphones. En effet la méthode classique pour estimer des temps de retard utilise toute l'information des microphones lors de l'utilisation des fonctions d'intercorrélation. Cette méthode se focalise sur les informations non mutuelles des microphones. La fonction appelée joint entropy (entropie conjointe) permet de classifier l'information des signaux reçus par les microphones. L'étude montre qu'en utilisant ces informations non-mutuelles, l'estimation des retards est plus robuste dans les milieux réverbérants. Dans [20], l'estimation des paramètres de vol d'un engin qui émet du son en large bande se fait à l'aide de la mesure de différence de temps d'arrivée de l'onde aux microphones d'une antenne, appelée aussi Time Difference of Arrival (TDOA). Les paramètres de vol sont définis de cette manière :  $\{V, \tau_c, h, d_c, \theta_c\}$ .  $V$  est la vitesse de la source,  $\tau_c$  est le temps au bout duquel la source est la plus près de l'origine du repère,  $h$  est l'altitude de la source,  $d_c$  est la distance entre la source et l'origine dans le plan horizontal (O,x,y), et  $\theta_c$  est l'azimut de la source. L'estimation de ces paramètres est donc réalisée à partir de la mesure des retards entre microphones en prenant en compte les réflexions du sol. [21] présente une étude sur la localisation de sources multiples à l'aide du TDOA. Contrairement à l'approche classique du TDOA où l'on considère un seul chemin entre la source et un microphone, une autre approche utilisant l'analyse en composantes indépendantes ICA (Independent Component Analysis) permet de prendre en compte plusieurs trajets entre la source et un microphone. Cette approche consiste à utiliser un filtre de type MIMO (Multiple Input Multiple Output) et trois formulations de cette approche sont développées dans cet article.

### Réponse en puissance dirigée - Transformation de la phase (Steered Response Power - Phase Transformation)

[22] et [23] décrivent une méthode qui exploite la fonction d'inter-corrélation généralisée décrite précédemment avec plusieurs combinaisons de paires de microphones. En utilisant un coefficient de pondération correspondant à une transformation de la phase  $\psi_g(f) = \frac{1}{|G_{nm}(f)|}$ , on obtient la puissance de la réponse à une direction  $\Omega$  avec une transformation de la phase (SRP-PHAT : Steered Response Power with Phase Transformation) :

$$P(\Omega) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N R_{nm}(\tau_{nm}(\Omega)). \quad (1.9)$$

La différence de temps d'arrivée  $\tau_{nm}(\Omega)$  entre le microphone  $n$  et  $m$  peut être calculée en utilisant un modèle en onde plane ou en onde sphérique. La direction d'arrivée de la source est donnée par la direction qui maximise la puissance  $P(\Omega)$ .

### Estimation de la différence de temps interaurale (ITD : Interaural Time Difference)

[24] présente une étude sur des oreilles artificielles de robot. Un robot a besoin d'acquérir les informations de son environnement afin d'être opérationnel, cette étude propose donc des oreilles conçues à partir de quatre microphones (deux par oreille) agencés de manière non symétrique et de deux pavillons artificiels (un par oreille). Lors de l'utilisation de peu de microphones pour localiser une source, il existe trois algorithmes de localisation les plus utilisés. Le premier est appelé ICTD (Inter Channel Time Difference : Différence de Temps entre Canaux) ou ITD (Interaural Time Difference : différence de temps interaurale) pour deux microphones. Il consiste à estimer la position à partir de la mesure de la différence de temps d'arrivée entre les microphones. Le deuxième est appelé ICLD (Inter Channel Level Difference : Différence de Niveau entre Canaux) ou ILD (Interaural Level Difference : différence de niveau interaural) pour deux microphones. Il consiste à estimer la position de la source à partir de la mesure de la différence de niveau entre les microphones. Le dernier algorithme est appelé ICSD (Inter Channel Spectral Difference : Différence Spectrale entre Canaux), il consiste à estimer la position de la source à partir de la différence spectrale entre les microphones. De manière générale, l'algorithme ICTD est le plus efficace. En effet, l'utilisation des autres algorithmes peut nécessiter des informations supplémentaires telles que la fonction de transfert de la tête du robot (HRTF : Head Related Transfer Function) ou autres. L'estimation de la différence de temps d'ar-

tivité entre canaux est basée sur une fonction d'inter-corrélation généralisée afin d'obtenir les retards entre microphones.

[25] s'inspire du système auditif des criquets pour reproduire un système capable de retrouver la position d'une source sonore à une fréquence précise. En effet, le système auditif des criquets est analogue à un capteur microphonique directif contenant deux microphones (oreille gauche et oreille droite) ainsi qu'un tube de résonance reliant ces deux microphones. La distance entre les deux capteurs est ajustée à un quart de la longueur d'onde de la source. De cette manière l'estimation de l'angle d'arrivée de la source peut se faire en estimant la différence de temps d'arrivée entre les deux capteurs. Plusieurs études ont été effectuées et cette étude en particulier a permis de mettre en évidence l'intérêt d'utiliser un résonateur acoustique pour améliorer la localisation. Le résonateur acoustique permet d'améliorer la sensibilité du capteur pour certaines fréquences et donc d'améliorer la fiabilité du système de captation. L'étude de ce type de capteur inspiré des criquets permet de proposer de nouveaux capteurs légers et miniaturisés.

### **Estimation de la différence de niveau interaurale (ILD : Interaural Level Difference)**

[26] présente une méthode de localisation inspirée du système auditif de la chouette effraie. Cette méthode est basée sur la différence d'intensité des ondes arrivées à deux microphones espacés d'une distance de l'ordre de grandeur de la distance entre deux oreilles. Un filtrage en bande de fréquence est réalisé sur le signal reçu par les microphones puis un retard est appliqué afin de compenser la distance entre des neurones détecteurs et l'oreille prenant en compte des effets biologiques. Une fonction de coïncidence est ensuite affichée dans un plan azimuth-fréquence. L'algorithme permet de détecter plusieurs sources mais aussi des ambiguïtés de phases qui apparaissent lorsque la longueur d'onde est plus petite que la distance inter-microphonique. Cette méthode permet d'implémenter ce type d'instrument de mesure sur des robots avec peu de capteurs.

### **Combinaisons de méthodes avec peu de capteurs**

[27] propose une méthode de localisation d'une source sonore basée sur la combinaison de plusieurs méthodes de localisation. Plusieurs méthodes existent avec leurs conditions d'utilisations, leurs avantages et limites. Les méthodes présentées sont les suivantes : TDE (Time Difference Estimation : Estimation des Différences de Temps d'arrivées), ILD, HRTF. La méthode proposée est donc appelée TDE-ILD-HRTF et est donc une combi-

raison de toutes ces méthodes présentées. Cette méthode permet d'avoir une meilleure précision par rapport à leurs utilisations individuelles.

### 1.1.1.3 Estimation de la vitesse particulière

Un champ acoustique peut être décrit ou mesuré à l'aide de deux variables qui sont la pression acoustique et la vitesse particulière. La méthode d'estimation de la vitesse particulière prend en compte le fait que la vitesse particulière au niveau de la position du microphone de référence est colinéaire avec la direction de la source à localiser. On utilise des distances inter-microphoniques assez petites pour utiliser le principe des différences finies avec la relation d'Euler. Des microphones de type MEMS (Micro Electro Mechanical System) sont utilisés afin d'avoir une distance inter-microphonique très faible. La méthode est détaillée dans [28]. Il existe deux types de vitesses particulières estimés : la vitesse particulière délocalisée et la vitesse particulière localisée. La vitesse particulière délocalisée se détermine à l'aide de paires de microphones délocalisées et la vitesse particulière localisée se détermine à l'aide des microphones les plus proches du microphone de référence.

[29] utilise des capteurs de vitesse particulière afin de localiser une source sonore. La plupart des capteurs que l'on utilise sont des microphones ou capteurs de pression acoustique. Cette étude propose l'utilisation d'un capteur appelé AVS (Acoustic Vector Sensor) qui est un capteur qui combine l'utilisation d'un capteur de pression acoustique et d'un capteur de vitesse particulière. L'utilisation de ce type de capteur dans une antenne permet d'améliorer la localisation par rapport à un beamforming réalisé par une antenne classique.

### 1.1.1.4 Localisation par triangulation

Le principe de la triangulation est d'utiliser trois antennes de microphones au minimum afin de combiner les directions obtenues pour chaque antenne et d'en déduire une estimation de la position réelle de la source. C'est ce que présente [30] dans une étude sur la localisation de sources sonores par triangulation et avec différentes méthodes de localisation. L'avantage de la triangulation est le fait d'obtenir la direction d'arrivée de la source sonore mais aussi les distances entre la source et les antennes utilisées, contrairement aux méthodes présentées précédemment qui ne donnent que l'angle d'arrivée de la source. L'inconvénient de cette méthode est la nécessité d'utiliser plusieurs antennes.

## 1.1.2 Méthode fréquentielle et déconvolution

### 1.1.2.1 Formation de voies fréquentielle

La formation de voies temporelle peut se décliner dans un formalisme fréquentiel en passant l'équation 1.1 dans le domaine fréquentiel à l'aide de la transformée de Fourier. Ainsi pour une fréquence  $f$  et une direction  $\Omega$  on obtient :

$$p(f, \Omega) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n(f) e^{2\pi j f \tau_n(\Omega)}, \quad (1.10)$$

avec  $x_n(f)$  la transformée de Fourier du signal reçu au  $n^{\text{ième}}$  microphone. L'équation peut également s'écrire sous forme d'un produit de vecteurs :

$$p(f, \Omega) = \mathbf{v}_\Omega^H(f) \mathbf{x}(f). \quad (1.11)$$

Le vecteur  $\mathbf{v}_\Omega(f)$  est appelé vecteur de pointage et est défini tel que  $\mathbf{v}_\Omega(f) = \frac{1}{N} [1, e^{-2\pi j f \tau_1(\Omega)}, \dots, e^{-2\pi j f \tau_N(\Omega)}]^T$ . L'opérateur  $\cdot^H$  est la transposée Hermitienne. Le vecteur  $\mathbf{x}(f)$  contient les transformées de Fourier  $[x_1(f), \dots, x_N(f)]^T$  des signaux temporels reçus par les microphones pour la fréquence  $f$  considérée.

### 1.1.2.2 Déconvolution

La déconvolution est une approche permettant de limiter les effets de la réponse de l'antenne lors d'utilisations de méthodes comme le beamforming. Cette déconvolution s'effectue à l'aide de méthodes itératives dont plusieurs formulations sont possibles. Une formulation utilisée pour retrouver des sources acoustiques est étudiée dans [31]. La déconvolution s'applique également à d'autres domaines avec des formulations différentes comme dans [32] pour la restauration d'images, ou dans [33] pour l'amélioration d'observations en astronomie.

La déconvolution s'effectue généralement à partir du formalisme fréquentiel de la formation de voies (Équation 1.11). La puissance en sortie de formation de voies est donnée par :

$$P_\Omega(f) = E[p(f, \Omega) p^H(f, \Omega)] = \mathbf{v}_\Omega^H(f) \mathbf{G}_{pp}(f) \mathbf{v}_\Omega(f), \quad (1.12)$$

avec  $\mathbf{G}_{pp}(f) = E[\mathbf{x}(f) \mathbf{x}^H(f)]$  la matrice interspectrale des signaux reçus par l'antenne,  $E$  désigne l'espérance mathématique. En prenant un modèle d'onde sphérique, la pression reçue par un microphone  $n$  peut s'écrire comme la contribution de sources virtuelles

placées en  $M_i$  avec  $i = 1, \dots, N_p$  et  $N_p$  le nombre de points de l'espace 3D discrétisé. Un point  $M_i$  est décrit par sa direction  $\Omega_i$  et sa distance au centre  $\|OM_i\|$  ou  $\|x_0M_i\|$ . De cette manière, la pression reçue au microphone  $n$  peut s'écrire :

$$p_n = \sum_{i=1}^{N_p} S_i h_{ni}, \quad (1.13)$$

avec  $h_{ni} = \frac{e^{-j2\pi f \frac{\|x_n M_i\|}{c}}}{4\pi \|x_n M_i\|}$  décrivant la propagation de l'onde allant de  $M_i$  au microphone  $n$  et  $S_i$  l'amplitude de la source au point  $M_i$ . La matrice interspectrale pour des sources décorréelées peut donc s'écrire :

$$G_{pp} = E[x_n x_{n'}^*] = \sum_{i=1}^{N_p} |S_i|^2 \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H, \quad (1.14)$$

avec  $h_i = [h_{1i} \dots h_{N_i}]^T$ . Utiliser l'équation 1.14 dans l'équation 1.12 donne pour un point  $M_\Omega$  de l'espace discrétisé :

$$P_\Omega(f) = \sum_{i=1}^{N_p} A_{\Omega n} X_i, \quad (1.15)$$

avec  $A_{\Omega i} = \mathbf{v}_\Omega^H(f) \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{v}_\Omega(f)$ , et  $X_i = |S_i|^2$ . La forme généralisée avec des matrices donne la puissance des sources  $\mathbf{P}$  de dimension  $N_p \times 1$  sur l'espace discrétisé :

$$\mathbf{P} = \mathbf{A}\mathbf{X}. \quad (1.16)$$

Le vecteur  $\mathbf{X}$  de dimension  $N_p \times 1$  rassemble la puissance des sources réelles présentes que l'on souhaite déterminer. La matrice  $\mathbf{A}$  de terme général  $A_{\Omega i}$  étant de dimension  $N_p \times N_p$ , son inversion se réalise à l'aide de méthodes itératives. La matrice  $P$  peut correspondre par exemple à la sortie de la formation de voies. Pour la suite, la méthode de Gauss-Seidel sera utilisée. Cette méthode consiste à séparer  $\mathbf{A}$  en la somme d'une matrice simple à inverser et d'une autre matrice qui complète la première pour retrouver les coefficients de la matrice  $\mathbf{A}$  :

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_D + \mathbf{A}_R. \quad (1.17)$$

$\mathbf{A}_D$  correspond ici à une matrice diagonale ayant les coefficients diagonaux de  $\mathbf{A}$ . Par déduction,  $\mathbf{A}_R$  correspond à une matrice ayant ses termes diagonaux nuls. De cette manière,

en réarrangeant l'équation 1.16 avec l'équation 1.17, on peut itérer selon :

$$\mathbf{X}^{i+1} = (\mathbf{P} - \mathbf{A}_R \mathbf{X}^i) \mathbf{A}_D^{-1}, \quad (1.18)$$

L'initialisation est choisie telle que  $\mathbf{X}^0 = \frac{\mathbf{P}}{2}$ .

### 1.1.3 Méthodes à haute résolution

#### 1.1.3.1 Description du problème

Les méthodes à haute résolution utilisent les propriétés de la variance ou de la covariance des signaux reçus par les microphones. Il existe plusieurs formulations différentes de ces méthodes [34].

Le signal reçu par le microphone  $n$  et envoyé par  $P$  sources est décrit par l'équation (1.19).

$$x_n(t) = \sum_{i=1}^P s_i(t) e^{-j2\pi f \tau_{n,i}} + b_n(t), \quad n = 1, \dots, N, \quad (1.19)$$

avec  $s_i(t)$  l'amplitude complexe de la  $i^{\text{ème}}$  source,  $\tau_{n,i}$  le retard au microphone  $n$  par rapport au microphone de référence pour la  $i^{\text{ème}}$  source, et  $b_n(t)$  le bruit du microphone  $n$  supposé être un bruit blanc, gaussien, de variance  $\sigma^2$ . En reprenant la formulation de  $\tau_n$  avec le modèle en champ lointain de l'équation (1.4), on obtient :

$$x_n(t) = s_i(t) e^{-j2\pi f \frac{nd \cos(\theta_i)}{c}} + b_n(t), \quad n = 1, \dots, N. \quad (1.20)$$

Les signaux reçus par les microphones sont rassemblés dans un vecteur  $\mathbf{x}(t)$  tel que  $\mathbf{x}(t) = [x_0(t) \dots x_{N-1}(t)]^T$ . Les amplitudes des différentes sources sont également rassemblées dans un vecteur  $\mathbf{s}(t)$  tel que  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t) \dots s_P(t)]^T$ . On définit le vecteur directionnel avec l'équation (1.21). La matrice des vecteurs directionnels de dimension  $N \times P$  est définie telle que  $\mathbf{A}(\theta) = [a(\theta_1) \ a(\theta_2) \ \dots \ a(\theta_P)]$ .

$$a(\theta_i) = [1 \ e^{-j\frac{2\pi f d \cos(\theta_i)}{c}} \ \dots \ e^{-j\frac{2\pi(N-1)f d \cos(\theta_i)}{c}}]^T, \quad (1.21)$$

La matrice de covariance des sources décorréelées est définie comme tel :

$$\mathbf{R}_s = E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)] = \text{diag}(p_1, \dots, p_P), \quad t = 1, \dots, T \quad (1.22)$$

avec  $p_i$  la puissance de la  $i^{\text{ème}}$  source et  $^H$  l'opération de transposée Hermitienne.

La matrice de covariance des signaux aux capteurs est définie par cette équation :

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H(\theta) + \mathbf{R}_b, \quad (1.23)$$

avec  $\mathbf{A}(\theta)$  la matrice des vecteurs directionnels et  $\mathbf{R}_b$  la matrice de covariance du bruit définie telle que  $\mathbf{R}_b = E[\mathbf{b}(t)\mathbf{b}^H(t)] = \sigma^2\mathbf{I}$ .

Le signal  $y(t)$  reçu par un microphone peut être écrit par la relation :

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{w}^H\mathbf{x}(t), \quad (1.24)$$

avec  $\mathbf{x}(t)$  le signal envoyé par la source et  $\mathbf{w}$  le vecteur contenant les coefficients de pondération des signaux.

La puissance en sortie de l'antenne est donnée par la relation :

$$P_u = E[\mathbf{y}(t)\mathbf{y}^*(t)] = E[|\mathbf{y}(t)|^2] = \mathbf{w}^H\mathbf{R}\mathbf{w}. \quad (1.25)$$

### 1.1.3.2 Méthode de Capon (MVDR) (Minimum Variance Distortionless Response)

La méthode de Capon consiste à résoudre un problème d'optimisation afin de minimiser la variance en sortie de l'antenne. Le but est de déterminer un vecteur de pondération  $\mathbf{w}$  qui minimise la puissance en sortie de l'antenne de microphones en une puissance unitaire dans la direction d'observation de la source. Ce problème se traduit par :

$$\min_{\mathbf{w}} P_u = \mathbf{w}^H\mathbf{R}\mathbf{w}, \quad \text{sous la contrainte } \mathbf{w}^H\mathbf{a} = 1. \quad (1.26)$$

La solution au problème d'optimisation est donnée par :

$$\mathbf{w}_{MVDR} = \frac{\mathbf{R}^{-1}\mathbf{a}}{\mathbf{a}^H\mathbf{R}^{-1}\mathbf{a}}. \quad (1.27)$$

### 1.1.3.3 Méthode MUSIC (Multiple Signal Classification)

La méthode MUSIC consiste à faire une décomposition en valeurs propres de la matrice de covariance. Cette décomposition permet de séparer l'espace propre en deux sous-espaces propres, un associé à la source et l'autre associé au bruit. Une projection est ensuite effectuée du sous-espace signal sur le sous-espace bruit. La matrice de covariance est

décomposée sous cette forme :

$$\mathbf{R} = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H(\theta) + \sigma^2\mathbf{I} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H = \mathbf{U}_s\mathbf{\Lambda}_s\mathbf{U}_s^H + \sigma^2\mathbf{U}_b\mathbf{U}_b^H, \quad (1.28)$$

avec  $\mathbf{U}$  la matrice qui regroupe les vecteurs propres de la matrice de covariance,  $\mathbf{\Lambda}$  la matrice qui contient les valeurs propres de la matrice de covariance,  $\mathbf{U}_s$  la matrice qui regroupe les vecteurs propres de la matrice de covariance associés au sous-espace source,  $\mathbf{U}_b$  la matrice qui regroupe les vecteurs propres de la matrice de covariance associés au sous-espace bruit,  $\mathbf{\Lambda}_s$  la matrice qui contient les valeurs propres de la matrice de covariance associée à la source, et  $\sigma$  la variance du bruit. La localisation s'effectue en regardant la puissance associée à cette équation :

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}(\theta)^H\mathbf{U}_b\mathbf{U}_b^H\mathbf{a}(\theta)}. \quad (1.29)$$

En effet lorsqu'on est dans la direction de la source, le sous espace-bruit est orthogonal au sous-espace signal, et ainsi le dénominateur tend vers 0. On a donc  $P_{MUSIC}$  qui tend vers des valeurs élevées. Cette méthode n'est pas très efficace pour des sources corrélées. Plusieurs algorithmes de décorrélation existent et sont détaillés dans [34] permettant de mieux utiliser la méthode MUSIC.

#### 1.1.3.4 Représentation parcimonieuse

Un vecteur est parcimonieux si la majorité de ses éléments sont nuls [34]. L'objectif de cette méthode est donc de trouver un espace dans lequel le vecteur associé aux amplitudes des signaux reçus aux capteurs possède la majorité de ses éléments nuls sauf ceux associés à la direction de la source. Le signal reçu par le  $n^{ième}$  capteur est défini selon l'équation 1.19. Avec le formalisme matriciel, cette équation devient :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{b}(t), \quad (1.30)$$

Afin de déterminer l'espace dans lequel on peut avoir une représentation parcimonieuse, on choisit une représentation redondante de la matrice  $\mathbf{A}$  avec un nombre  $L$  de sources potentielles tel que  $L \gg P$  et  $L \gg N$ . On obtient une matrice similaire à la précédente mais cette fois-ci de dimension  $N \times L$ .

$$\mathbf{A}(\tilde{\theta}) = \begin{pmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \dots & \vdots \\ e^{\frac{j2\pi f(N-1)d\sin(\tilde{\theta}_1)}{c}} & \dots & e^{\frac{j2\pi f(N-1)d\sin(\tilde{\theta}_L)}{c}} \end{pmatrix}.$$

On cherche alors les vecteurs d'amplitudes complexes  $\mathbf{u}$  et de bruit  $b$  tels que :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{u}(t) + \mathbf{b}(t), \quad t = 1, \dots, T, \quad (1.31)$$

avec  $t$  l'échantillon temporel et  $T$  le nombre d'échantillons. Deux optimisations sont nécessaires, la première consiste à minimiser le bruit et la deuxième à maximiser la parcimonie du vecteur d'amplitudes. La première optimisation s'effectue en minimisant la norme  $l_2$  sur  $\mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{u}$ . La deuxième optimisation s'effectue en minimisant cette fois la norme  $l_1$  sur le vecteur  $\mathbf{u}$ . L'utilisation de la norme  $l_2$  permet une minimisation du bruit au sens des moindres carrés tandis que la norme  $l_1$  permet de compter le nombre d'éléments non nuls d'un vecteur, et donc sa minimisation permet de renforcer la parcimonie du vecteur.

Le problème d'optimisation se traduit par :

$$\min \|\mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{u}\|_2^2 + \lambda\|\mathbf{u}\|_1 \quad \text{ou} \quad \min \|\mathbf{u}\|_1 \quad \text{sous la contrainte} \quad \|\mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{u}\|_2^2 \leq \beta^2, \quad (1.32)$$

avec  $\lambda$  un paramètre qui permet d'avoir un équilibre entre l'optimisation sur le bruit et la parcimonie, et  $\beta$  un paramètre déterminant la quantité maximale de bruit autorisée.

Il s'agit d'un problème convexe à valeurs complexes dont la solution peut s'obtenir par une méthode d'optimisation appelée le SOCP (Second Order Cone Programming). Cette méthode est basée sur la méthode du point intérieur. Cependant, la norme  $l_1$  est une fonction non linéaire et le SOCP n'est pas applicable sur ce type de fonctions. Il faut donc reformuler le problème d'optimisation. On utilise pour cela une variable intermédiaire  $\mathbf{z} = \mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{u}$  et le problème devient :

$$\min \mathbf{1}^T \mathbf{t} \quad \text{sous la contrainte} \quad \begin{cases} \|Re(u_i), Im(u_i)\|_2 \leq t_i, i = 1, \dots, L \\ \|\mathbf{z}\|_2 \leq \beta \end{cases}, \quad (1.33)$$

avec  $\mathbf{1}$  un vecteur unitaire de dimension  $L \times 1$ . En utilisant cette variable intermédiaire, le problème reformulé n'est pas tout à fait le même. On introduit donc une variable  $\alpha$  telle

que :

$$\min \alpha + \lambda \mathbf{1}^T \mathbf{t} \quad \text{sous la contrainte} \quad \begin{cases} \|Re(u_i), Im(u_i)\|_2 \leq t_i, i = 1, \dots, L \\ \|\mathbf{z}\|_2^2 \leq \alpha \end{cases}, \quad (1.34)$$

La norme  $l_2$  au carré pose un problème pour l'optimisation, on décompose donc  $\alpha$  en deux termes quadratiques :  $\alpha = \frac{(\alpha+1)^2}{4} - \frac{(\alpha-1)^2}{4}$ . Ceci implique que la contrainte  $\|\mathbf{z}\|_2^2 \leq \alpha$  devient  $\mathbf{z}^T \mathbf{z} + \frac{(\alpha-1)^2}{4} \leq \frac{(\alpha+1)^2}{4}$  ou encore  $\|\mathbf{z}, \frac{(\alpha-1)}{2}\|_2 \leq \frac{(\alpha+1)}{2}$ . Cette dernière écriture permet de mettre le problème sous la forme d'un problème SOCP. Le problème d'optimisation est donc écrit sous cette forme :

$$\min \alpha + \lambda \mathbf{1}^T \mathbf{t} \quad \text{sous la contrainte} \quad \begin{cases} \|Re(u_i), Im(u_i)\|_2 \leq t_i, i = 1, \dots, L \\ \|\mathbf{z}, \frac{(\alpha-1)}{2}\|_2 \leq \frac{(\alpha+1)}{2} \end{cases}. \quad (1.35)$$

Afin de réduire le coût de calcul on peut faire une décomposition en valeurs singulières, appelée aussi SVD (Singular Value Decomposition), sur la matrice d'observation  $\mathbf{X}$ .

$$\mathbf{X} = \mathbf{W}\mathbf{L}\mathbf{V}^T, \quad (1.36)$$

avec  $\mathbf{X}$  de dimension  $N \times T$ ,  $\mathbf{W}$  de dimension  $N \times N$ ,  $\mathbf{L}$  une matrice de dimension  $N \times T$ ,  $\mathbf{V}$  une matrice de dimension  $T \times T$ .

La matrice d'observation réduite  $\mathbf{X}_{SVD}$  est définie de cette manière :

$$\mathbf{X}_{SVD} = \mathbf{W}\mathbf{L}\mathbf{D}_p = \mathbf{X}\mathbf{V}\mathbf{D}_p, \quad (1.37)$$

avec  $\mathbf{D}_p = [\mathbf{I}_p \mathbf{O}]^T$ ,  $\mathbf{I}_p$  étant la matrice unité de rang  $p$  et  $\mathbf{O}$  la matrice nulle de dimension  $P \times (T-P)$ .

De la même manière, on définit les matrices réduites  $\mathbf{U}_{SVD}$  et  $\mathbf{B}_{SVD}$  :

$$\mathbf{U}_{SVD} = \mathbf{U}\mathbf{V}\mathbf{D}_p, \quad \mathbf{B}_{SVD} = \mathbf{B}\mathbf{V}\mathbf{D}_p. \quad (1.38)$$

On a donc :

$$\mathbf{X}_{SVD} = \mathbf{A}\mathbf{U}_{SVD} + \mathbf{B}_{SVD} \quad (1.39)$$

Avec cette décomposition, on passe de  $T$  équations à  $P$  équations.

Le problème d'optimisation devient donc :

$$\min \mathbf{1}^T \mathbf{t} \quad \text{sous la contrainte} \quad \begin{cases} \|Re(u_i), Im(u_i)\|_2 \leq t_i, i = 1, \dots, L \\ \|z'_1, \dots, z'_p\|_2 \leq \beta \end{cases} . \quad (1.40)$$

La solution s'obtient en utilisant un algorithme solveur de SOCP.

## 1.2 Suivi avec filtrage de Kalman ou filtrage particulière

Lors du suivi d'une source, les estimations de la position de la source peuvent donner des discontinuités entre un instant  $t$  et un instant  $t + 1$ . Les méthodes ne prennent pas en compte le comportement de la source et des biais peuvent survenir. Le filtrage de Kalman permet de lisser les estimations en prenant en compte à la fois les mesures mais aussi une estimation prédictive à partir d'un modèle de trajectoire.

### 1.2.1 Principe du filtrage de Kalman

On définit une équation d'état :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t - 1) + \mathbf{B}\mathbf{b}(t), \quad (1.41)$$

$\mathbf{x}(t)$  est un vecteur d'état contenant la position, la vitesse et l'accélération de la source à un instant  $t$  dans le repère cartésien.  $\mathbf{A}$  est la matrice de transition d'état,  $\mathbf{b}(t)$  est le bruit blanc de variance  $\sigma_b^2$  supposée connue.  $\mathbf{B}$  est la matrice de couplage du bruit. L'équation d'observation est définie de cette manière :

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (1.42)$$

$\mathbf{y}(t)$  est le vecteur d'observation contenant la position de la source,  $\mathbf{C}$  est la matrice de mesure caractérisant l'état du système par rapport à  $\mathbf{y}(t)$ ,  $\mathbf{n}(t)$  est le bruit blanc ayant pour matrice de covariance  $\mathbf{R}_{NN}(t)$  représentant l'erreur de mesure. Des modèles sont choisis afin de déterminer les matrices  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ , et  $\mathbf{C}$ . Il existe plusieurs modèles, le modèle stationnaire (la source est statique), le modèle linéaire (la vitesse de la source

est constante), le modèle accélération (l'accélération de la source est constante) et des combinaisons de ces modèles. L'estimation de l'état du système se fait de manière itérative avec l'estimation précédente.

$$\hat{\mathbf{x}}(t + 1|t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t|t). \quad (1.43)$$

La position de la source est ensuite estimée.

$$\hat{\mathbf{y}}(t + 1|t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t + 1|t). \quad (1.44)$$

Généralement le filtrage est réalisé en choisissant uniquement un modèle. D'autres méthodes utilisent plusieurs modèles simultanément. C'est le cas de [35] et [36] où le suivi d'un haut-parleur actif est réalisé dans un environnement bruité et réverbérant à l'aide d'une antenne acoustique en utilisant la méthode basée sur le TDOA et un filtrage de Kalman à modèle multiple appelé MMKF (Multiple Model Kalman Filter) ou MMAE (Multiple Model Adaptive Estimator). Les deux études présentées exploitent un filtrage à trois modèles qui sont utilisés simultanément et en parallèle : le modèle stationnaire, le modèle à vitesse constante, et le modèle à accélération constante. L'estimation finale de la position du haut-parleur est donnée par la somme pondérée des estimations des trois modèles. Cela permet ainsi d'améliorer le suivi par rapport à un filtrage à modèle unique. La première étude montre la performance de cette méthode avec des signaux expérimentaux et la seconde avec des simulations.

## 1.2.2 Principe du filtrage particulière

Le filtrage particulière ou filtrage Bayésien possède la même fonction que le filtrage de Kalman. Le filtrage de Kalman est un cas particulier du filtrage particulière. [37] présente une étude sur l'utilisation de ce type de filtrage dans le cadre de l'acoustique océanique afin d'estimer les temps d'arrivée d'une source aux microphones d'une antenne et les propriétés du milieu.

Le principe du filtrage particulière est le suivant :

On définit par  $\mathbf{y}_k$  (vecteur d'observation) le signal reçu par le microphone  $k$  avec  $k = 1, \dots, K$ , et  $K$  le nombre de microphones. On définit par  $\mathbf{x}_k$  (vecteur d'état) le temps d'arrivée au microphone  $k$  par trajet multiple. Le but du filtrage est d'estimer le vecteur d'état de chaque microphone à partir des vecteurs d'observation obtenus. Deux équations

définissent le modèle d'état spatial. L'équation d'état décrit l'évolution du vecteur d'état :

$$\mathbf{x}_k = F_k(\mathbf{x}_{k-1}, \xi_k), \quad (1.45)$$

avec  $F_k$  représentant une fonction qui fait le lien entre la position  $k$  et la position  $k - 1$ ,  $\xi_k$  le bruit dont la densité de probabilité est connue.

L'équation d'observation relie les mesures  $\mathbf{y}_k$  au vecteur d'état  $\mathbf{x}_k$  :

$$\mathbf{y}_k = H_k(\mathbf{x}_k, \gamma_k), \quad (1.46)$$

avec  $H_k$  la fonction reliant  $\mathbf{y}_k$  à  $\mathbf{x}_k$  et  $\gamma_k$  le bruit dont la densité de probabilité est connue. Le filtrage particulaire est une approche Bayésienne, on cherche donc à obtenir les densités de probabilité a posteriori (PPD : Posterior Probability Density). On définit  $\mathbf{Y}_k = \{\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_{k-1}, \mathbf{y}_k\}$  l'ensemble des  $k$  premières observations. On suppose que  $p(\mathbf{x}_0)$  est connu. L'objectif est d'estimer  $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Y}_k)$ , la densité de probabilité du vecteur d'état connaissant toutes les mesures  $\mathbf{Y}_k$ . Si l'on connaît  $p(\mathbf{x}_{k-1} | \mathbf{Y}_{k-1})$  on peut alors en déduire  $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Y}_{k-1})$  avec l'équation suivante :

$$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Y}_{k-1}) = \int p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}) p(\mathbf{x}_{k-1} | \mathbf{Y}_{k-1}) d\mathbf{x}_{k-1}. \quad (1.47)$$

Lors d'une nouvelle observation  $\mathbf{y}_k$ ,  $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Y}_k)$  peut être calculé avec :

$$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Y}_k) = \frac{p(\mathbf{y}_k | \mathbf{x}_k) p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Y}_{k-1})}{p(\mathbf{y}_k | \mathbf{Y}_{k-1})}. \quad (1.48)$$

Le dénominateur de (1.48) peut être exprimé avec cette équation :

$$p(\mathbf{y}_k | \mathbf{Y}_{k-1}) = \int p(\mathbf{y}_k | \mathbf{x}_k) p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Y}_{k-1}) d\mathbf{x}_k. \quad (1.49)$$

Le calcul explicite des densités de probabilité des équations (1.47) et (1.48) est possible uniquement dans certains cas. Avec certaines conditions et hypothèses, on peut retrouver le filtrage de Kalman, sa version étendue (EKF : Extended Kalman Filter), et sa version "inodore" (UKF : Unscented Kalman Filter). Lorsque le calcul explicite n'est pas possible, on a alors recours à une approximation numérique et séquentielle. Lorsque la densité de probabilité  $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Y}_k)$  est connue et que les échantillons  $\mathbf{x}_k^i$  peuvent en être tirés, la densité

de probabilité peut être approximée de cette manière :

$$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Y}_k) \approx \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \delta(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_k^i). \quad (1.50)$$

Les échantillons vecteurs  $\mathbf{x}_k^i, i = 1, \dots, N$ , sont appelés les particules et les ensembles  $\{\mathbf{x}_k^1, \dots, \mathbf{x}_k^N\}$  sont appelés les nuages. Plus  $N$  est grand et plus la qualité de l'approximation augmente. Le processus d'échantillonnage peut être compliqué avec certaines densités de probabilité. On utilise donc une autre approximation en ajoutant des poids  $w^i$  qui permettent de donner de l'importance à certaines densités. L'équation (1.50) devient donc :

$$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{Y}_k) \approx \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N w^i \delta(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_k^i). \quad (1.51)$$

Plusieurs approches existent afin de calculer cette densité de probabilité. Dans [38], une étude est réalisée sur le suivi d'une source mobile en prenant en compte un modèle pour système non linéaire et non Gaussien. L'algorithme utilisé pour le suivi est appelé SUPF (Scaled Unscented Particle Filter : Filtre à particule inodore normalisé). L'article présente le filtrage particulaire classique ainsi que la proposition de l'algorithme SUPF. L'algorithme permet d'augmenter la précision des estimations et ainsi d'être plus fidèle à la réelle trajectoire de l'objet.

### 1.3 Caractérisation acoustique de drones

La signature acoustique des drones a fait l'objet de plusieurs études dans la littérature. Le son produit par ces engins motorisés est un son composé d'origines multiples : le bruit du moteur et le bruit aérodynamique. Plusieurs études ont montré que le bruit aérodynamique est celui le plus présent [39]-[41]. Des essais ont été réalisés dans [39] et [41] montrant que le niveau de pression autour du drone en fonctionnement est généralement le même dans toutes les directions dans le plan des hélices. D'autres essais montrent que le niveau de pression dans le plan perpendiculaire au plan des moteurs est plus élevé sous le drone et moins élevé près des bords [41].

Les analyses spectrales montrent un contenu fréquentiel constitué de plusieurs raies à des fréquences proportionnelles à la fréquence de rotation des pales et donc du moteur. Cette fréquence, appelée fréquence de passage des pales et notée  $f_{pp}$ , dépend du nombre de pales et de la fréquence de rotation du moteur. L'équation (1.52) montre cette relation

avec  $N_p$  le nombre de pales d'une hélice et  $f_{rotor}$  la fréquence de rotation du moteur.

$$f_{pp} = N_p * f_{rotor}. \quad (1.52)$$

Les fréquences multiples de cette fréquence sont des harmoniques de forte énergie. Des harmoniques de faible énergie sont aussi présents dans le spectre, multiples cette fois directement de la fréquence de rotation du moteur. Pour une hélice à deux pales, on a donc une alternance entre harmonique faible et harmonique fort. Pour les engins multi-rotors, il y a des interactions entre les différents sons produits par les moteurs. Si les moteurs ont tous la même vitesse de rotation, on retrouve un spectre similaire à la configuration avec un moteur, ce qui arrive lors d'un vol stable. Lors de perturbations ou lorsque le drone se déplace dans un plan différent du plan vertical, la vitesse des moteurs est alors différente et donc le contenu spectral est changé. Cela se traduit par des harmoniques ayant des fréquences plus élevées ou moins élevées et donc des raies pouvant posséder plusieurs pics assez proches selon le nombre de moteurs ayant des vitesses de rotation différentes. Des essais ont été réalisés dans [39] et [42] afin de voir ce phénomène avec un quadricoptère. [40] montre aussi des mesures de sons produits par différents drones multi-rotors. Il peut y avoir des raies spectrales bien distinctes si les moteurs ou pales possèdent des configurations légèrement différentes donnant des vitesses différentes même pour un vol stable.

## 1.4 Détection de la fréquence fondamentale d'un signal

Les drones possèdent une structure harmonique et peuvent donc faire l'objet d'une détection de leur fréquence de passage des pales. La détection de la fréquence fondamentale d'un signal, appelée aussi pitch tracking, est largement étudiée dans la littérature, que ce soit pour des signaux de parole ou des signaux musicaux [43]-[45]. [46] présente une étude sur le suivi du changement relatif de fréquence fondamentale d'un signal musical. En effet, l'oreille humaine arrive plus facilement à détecter un changement de ton plutôt que le ton en lui-même. Cette étude exploite donc cette propriété en utilisant une transformée différente de la transformée de Fourier à court terme afin de mieux visualiser les changements de ton. La transformée utilisée est appelée la transformée à Q constant (constant-Q transform). L'amplitude de cette transformée est interprétée comme une dis-

tribution de probabilité. La probabilité à un échantillon  $(\omega, t)$  sera une évaluation de la probabilité qu'il y ait une énergie à ce point. [45] utilise l'algorithme appelé Espérance-Maximisation (Expectation-Maximisation) qui permet d'évaluer la dominance relative de toutes les fréquences fondamentales  $f_0$  possibles. La première étape consiste à calculer la fréquence instantanée, puis extraire les fréquences fondamentales candidates. Un filtrage passe bande est réalisé pour séparer la composante liée à la basse et celle liée à la mélodie. Les fonctions de densités de probabilité sont calculées sur les deux composantes, puis plusieurs agents évaluent la dominance de ces fonctions. La fonction la plus dominante donne lieu à l'estimation de la fréquence  $f_0$ . La méthode est effectuée en temps réel et permet de suivre la fréquence fondamentale de la basse et de la mélodie séparément.

Deux méthodes seront particulièrement étudiées dans la suite : la méthode HPS (Harmonic Product Spectrum) [47] et la méthode SHC (Spectral Harmonic Correlation) [48].

### 1.4.1 Produit Spectral Harmonique (Harmonic Product Spectrum)

Cette méthode consiste à réaliser le produit des modules des spectres compressés du signal. En effet, le signal est harmonique donc comprimer le signal revient à décaler des harmoniques. Le produit donne alors une amplitude élevée pour des fréquences multiples de  $f_0$  et faible ailleurs. La décroissance d'amplitudes des harmoniques permet d'atténuer les harmoniques du produit à partir de  $f_0$  ou  $2f_0$ . Ainsi, il reste un nombre restreint de candidats pour  $f_0$  et l'harmonique qui possède la plus grande amplitude est choisie. Le module du spectre du signal est  $|X(f)|$ , on choisit donc un nombre de compressions  $N_{comp}$  et le HPS (Harmonic Product Spectrum) est donné par l'équation (1.53).

$$HPS(f) = \prod_{n=1}^{N_{comp}} |X(nf)|. \quad (1.53)$$

La fréquence fondamentale est obtenue en prenant le maximum du HPS.

### 1.4.2 Corrélation Spectrale Harmonique (Spectral Harmonic Correlation)

Cette méthode est issue d'une étude sur le suivi de la fréquence fondamentale d'un signal de parole [48]. L'algorithme utilisé est appelé YAAPT (Yet Another Algorithm for Pitch Tracking : Encore un autre algorithme de suivi du ton) et est basé sur des fonctions

de corrélation dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. La première étape de l'algorithme est appelé "nonlinear processing" et consiste à renforcer l'information associée à la fréquence fondamentale. En effet, certains signaux ou échantillons temporels présentent une fréquence fondamentale de faible amplitude. Ce processus prend le carré du signal ou des échantillons temporels choisis afin de renforcer l'intensité du pic de la fréquence fondamentale. La deuxième étape de l'algorithme consiste à réaliser une corrélation spectrale harmonique (SHC : Spectral Harmonic Correlation) afin d'estimer la valeur de la fréquence fondamentale. Un indicateur, appelé NLFER (Normalized Low Frequency Energy Ratio), est utilisé afin de voir si un échantillon contient de la parole ou non. Le processus SHC donne plusieurs candidats à  $f_0$  et on utilise alors un seuil pour sélectionner ces candidats. La troisième étape de l'algorithme consiste à comparer les candidats à  $f_0$  du processus non-linéaire avec les candidats du signal original (sans traitement) afin d'affiner les candidats. La dernière étape consiste à déterminer le  $f_0$  final en répétant plusieurs fois les étapes 2 et 3 en prenant en compte le fait que les échantillons peuvent contenir ou pas de la voix. La corrélation spectrale harmonique est définie avec l'équation (1.54).

$$SHC(t, f) = \sum_{f'=-\frac{L_w}{2}}^{\frac{L_w}{2}} \prod_{r=1}^{N_H+1} S(t, rf + f'), \quad (1.54)$$

avec  $L_w$  la longueur de la fenêtre spectrale en fréquence,  $N_H$  le nombre d'harmoniques, et  $S(t, f)$  l'amplitude de la TFCT à l'échantillon  $t$  et à la fréquence  $f$ .  $SHC(t, f)$  représente à quel point des multiples de  $f$  sont corrélés entre eux. La fenêtre en fréquence permet au SHC d'être moins sensible au bruit.

## 1.5 Représentation temps-fréquence

La représentation temps-fréquence permet de suivre l'évolution du contenu spectral d'un signal au cours du temps. Il existe plusieurs outils pour passer du signal temporel à la représentation temps-fréquence. Ces outils permettent non seulement de suivre le contenu fréquentiel mais permet aussi de retrouver d'autres informations lorsqu'ils sont combinés à d'autres méthodes. [49] présente une étude sur quatre techniques d'analyse en temps-fréquence, la STFT (Short Time Fourier Transform), la WT (Wavelet Transform : Transformée en Ondelettes), la PPE (Polynomial Phase Estimation), et la CT (Chirplet Transform). Ces techniques d'analyse temps-fréquence sont utilisées pour estimer la vitesse

de déplacement, la fréquence sonore, et la force d'un point source se déplaçant à une vitesse subsonique. L'étude montre que la CT est la plus robuste face au bruit et que la PPE est celle qui donne la meilleure précision. Dans [50], une étude sur une approche de localisation de sources avec peu de capteurs est réalisée en utilisant un test de cohérence. La localisation se fait ici avec plus de sources que de capteurs. Deux approches sont abordées dans l'étude, la première consiste à prendre un signal temporel discret, faire une STFT, effectuer un test de cohérence qui donne un spectre directionnel pour chaque échantillon temps-fréquence à partir de la matrice de covariance. Le test de cohérence  $T_{coh}$  est donné par l'équation :

$$T_{coh}^{(i,j)}(t, f) = \frac{|[R(t, f)]_{ij}|^2}{[R(t, f)]_{ii}[R(t, f)]_{jj}}, \quad (1.55)$$

avec  $[R(t, f)]_{ij} = E[X_i(t, f)X_j(t, f)]$  la matrice de covariance dans le domaine temps-fréquence entre les microphones  $i$  et  $j$ . Une somme des spectres directionnels est effectuée pour obtenir ensuite une estimation des DOA (Direction Of Arrival : Direction d'Arrivée). La deuxième approche réalise le même processus jusqu'au test de cohérence, puis les matrices de covariance sont regroupées et normalisées à l'aide de la norme de Frobenius, une moyenne est effectuée sur les matrices de covariance et on obtient le spectre directionnel qui permet d'estimer les DOA. Le test de cohérence permet de classer les échantillons temps-fréquence en déterminant leur rang. Le rang d'un échantillon temps-fréquence est déterminé en décomposant sa matrice de covariance en valeurs propres. Une source qui a une forte contribution dans cette matrice de covariance est appelée une source active. Les échantillons temps-fréquence avec des sources actives plus nombreuses que le nombre de capteurs auront un rang plein tandis que les échantillons temps-fréquence avec moins de sources actives auront un rang faible. La première approche utilise les échantillons qui ont un rang égal à 1 qui correspond à une source active. La deuxième approche utilise les échantillons temps-fréquence qui ont un faible rang et les spectres directionnels sont obtenus grâce à l'algorithme MUSIC. [51] décrit une caractérisation de la signature acoustique d'un hélicoptère à l'aide de la transformée en ondelettes qui permet une meilleure estimation du contenu spectral au cours du temps pour ce type de signal. Cet article montre que la STFT possède une tendance à surestimer le contenu en basses fréquences et sous-estimer le contenu en hautes fréquences. La transformée en ondelettes est donc plus appropriée pour analyser le son produit par les hélicoptères.

## 1.6 Conclusion

Dans ce premier chapitre, plusieurs thèmes ont été abordés. Premièrement, trois catégories de méthodes de localisation ont été présentées ainsi que leurs principes de fonctionnement. Parmi ces méthodes, on retrouve le beamforming temporel ou fréquentiel ainsi que la méthode MUSIC dans de nombreuses études. Ensuite, le suivi de trajectoire en utilisant un filtrage de Kalman ou un filtrage particulaire a été traité. Plusieurs études sur la caractérisation acoustique des drones ont été décrites montrant que ceux-ci possèdent une structure harmonique. Cette structure harmonique est caractérisée par une fréquence fondamentale appelée fréquence de passage des pales. Plusieurs algorithmes permettant de retrouver cette fréquence ont été présentés et expliqués. En particulier, les méthodes HPS et SHC ont été décrites et seront comparées dans la suite. Pour finir, des éléments concernant la représentation de signaux dans le domaine temps-fréquence ont été abordés, permettant d'obtenir des informations à la fois fréquentielles et temporelles utiles pour la caractérisation des signaux de drones ainsi que leurs localisations.

# CARACTÉRISATION ET OPTIMISATION DE LA DIRECTIVITÉ D'UNE ANTENNE ACOUSTIQUE

---

Avant d'aborder la localisation de source, une étude de la directivité d'antenne acoustique est réalisée. Une première antenne acoustique a été conçue et utilisée dans [39]. Dans un premier temps, cette antenne est caractérisée puis le principe d'optimisation par algorithme génétique est présenté. Plusieurs antennes sont obtenues en utilisant différents paramètres dans les optimisations. Le chapitre finit par une comparaison des caractéristiques du facteur de directivité dans les directions de l'espace pour chaque antenne et le choix de deux antennes avec des bons compromis de ces caractéristiques.

## 2.1 Analyse de la directivité d'antennes acoustiques

La localisation avec des méthodes acoustiques se réalise grâce à une antenne formée de plusieurs microphones. La performance de la localisation dépend du traitement des signaux une fois ceux-ci extraits des microphones, mais la disposition des capteurs de l'antenne a aussi une influence sur la précision de la localisation. Les antennes se différencient par leur nombre de microphones, la disposition des microphones et la distance entre les microphones. Le nombre de microphones et leur disposition jouent sur l'échantillonnage spatial et donc sur la précision de la localisation. [52] montre quelques dispositions de microphones ainsi que leurs directivités correspondantes. Des antennes linéaires ou rectangulaires sont largement utilisées dans un espace 2D ou 3D avec des méthodes de beamforming simple. Des antennes circulaires sont également utilisées nécessitant des méthodes de beamforming plus complexes. Dans [53], la localisation de source acoustique est réalisée à l'aide d'une antenne circulaire uniforme en utilisant une méthode de beamforming et un traitement dans le domaine temps-fréquence. La méthode de beamforming

utilisée est le CHB (Circular Harmonic Beamforming : Formation de voies harmonique circulaire). [54] présente également une étude sur la décomposition en ondes planes utilisée dans le but de caractériser le comportement acoustique d'une salle. La méthode permet de visualiser la réverbération d'une salle à l'aide d'une antenne de microphones circulaire.

La directivité d'une antenne constitue un des paramètres les plus influents pour caractériser une antenne. [55] propose une étude de la directivité d'antenne avec des pondérations et traitements différents. Plusieurs autres paramètres sont également utilisés afin de caractériser une antenne acoustique. [34] et [52] présentent ces différents facteurs d'efficacité :

- le pouvoir séparateur, capacité de l'antenne à dissocier deux sources très proches,
- le gain de l'antenne, capacité de l'antenne à amplifier ou atténuer le signal arrivant à l'antenne,
- la robustesse face au bruit,
- la précision de la localisation (résolution ou largeur du lobe principal, erreur angulaire, différence d'intensité entre premier lobe et lobes secondaires, distance entre lobe primaire et lobes secondaires, ...),
- la bande de fréquence effective.

La directivité d'une antenne se caractérise avec le facteur de directivité. Le facteur de directivité se détermine à partir de la fonction de transfert de l'antenne appelée aussi Directivity Pattern (modèle/motif de directivité). La réponse de l'antenne à une onde va dépendre de la fréquence de cette onde et de la direction dans laquelle elle arrive. La fonction de transfert va donc décrire cette réponse en fonction de la fréquence et de l'angle d'arrivée. Elle est décrite avec cette équation [56] [57] :

$$H(\vec{\mathbf{k}}) = \frac{1}{\sum_{n=0}^{N-1} a_n(f)} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} a_n(f) \cdot e^{-j \cdot \langle \vec{\mathbf{k}}, \vec{\mathbf{r}}_n \rangle} \cdot e^{j \cdot \langle \vec{\mathbf{k}}_0, \vec{\mathbf{r}}_n \rangle} \quad (2.1)$$

$N$  est le nombre de capteurs,  $f$  est la fréquence d'étude, les coefficients  $a_n$  sont les coefficients de pondération des signaux de sortie ( $n = 1, \dots, N - 1$ ),  $\vec{\mathbf{k}}$  est le vecteur d'onde de l'onde plane utilisée pour obtenir la réponse de l'antenne,  $\vec{\mathbf{k}}_0$  est le vecteur d'onde associé à la direction dans laquelle l'antenne est pointée pour retarder les signaux captés,  $\vec{\mathbf{r}}_n$  est le vecteur position du capteur  $n$  et  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  est le produit scalaire.

Le facteur de directivité est défini par l'équation (2.2).  $(\varphi, \theta)$  correspondent aux angles

d'azimut et d'élévation,  $(\varphi_r, \theta_r)$  sont les angles d'azimut et d'élévation de la direction considérée.

$$Q(f, \varphi_r, \theta_r) = \frac{|H(f, \varphi_r, \theta_r)|^2}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |H(f, \varphi, \theta)|^2 \sin(\theta) \cdot d\theta \cdot d\varphi} \quad (2.2)$$

Le facteur de directivité décrit la réponse de l'antenne à une onde dans une direction particulière  $(\varphi_r, \theta_r)$ . Dans la suite, des facteurs de directivité seront visualisés pour caractériser différentes antennes.

## 2.2 Caractérisation d'une antenne acoustique

L'antenne acoustique qui doit être caractérisée est utilisée dans [39], dans le but de localiser un drone dans un espace aérien. Il s'agit d'une antenne possédant trois microphones sur chaque branche orthogonale avec des espacements entre microphones différents, ainsi qu'un microphone placé à l'origine de l'antenne. La figure 2.1 montre la disposition des microphones de l'antenne acoustique utilisée. Les valeurs de chaque espacement sont données à l'équation 2.3 avec  $l_1 = 5$  cm,  $l_2 = 20$  cm, et  $l_3 = 110$  cm. L'envergure de l'antenne correspond au plus grand espacement entre deux microphones et est ici  $L \simeq 155.6$  cm. L'envergure permet de déterminer la fréquence basse de la bande passante de l'antenne  $f_{min} = \frac{c}{L} = 220.5$  Hz. La limite haute de la bande passante de l'antenne  $f_{max} = \frac{c}{2l_1} = 3430$  Hz, est déterminée par le plus petit espacement inter-microphonique  $l_1$  et le critère d'échantillonnage spatial donné par Nyquist-Shannon.

$$\begin{aligned} \|\mathbf{x}_1\| &= \|\mathbf{x}_4\| = \|\mathbf{x}_7\| = l_1, \\ \|\mathbf{x}_2\| &= \|\mathbf{x}_5\| = \|\mathbf{x}_8\| = l_2, \\ \|\mathbf{x}_3\| &= \|\mathbf{x}_6\| = \|\mathbf{x}_9\| = l_3. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Afin de se repérer dans l'espace, on utilise les angles  $(\varphi, \theta)$  et la variable  $r$  qui correspondent respectivement à l'azimut, à l'élévation ou site, et à la distance entre l'origine du repère et la source (figure 2.1).

Des mesures ont été réalisées avec un DJI Phantom IV montrant une fréquence de passage des pales autour de 175 Hz en moyenne. Un exemple de spectrogramme est visible à la figure 2.2 montrant cette fréquence ainsi que ses harmoniques. La fréquence limite basse de l'antenne étant de 220,5 Hz, on peut donc caractériser l'antenne pour les

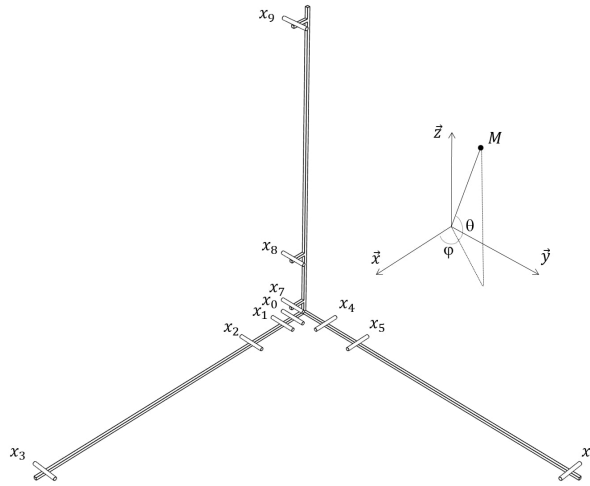


FIGURE 2.1 – Antenne acoustique utilisée pour localiser des drones dans un espace aérien à caractériser.

fréquences harmoniques entre 350 Hz ( $175 \times 2$ ) et 3325 Hz ( $175 \times 19$ ).

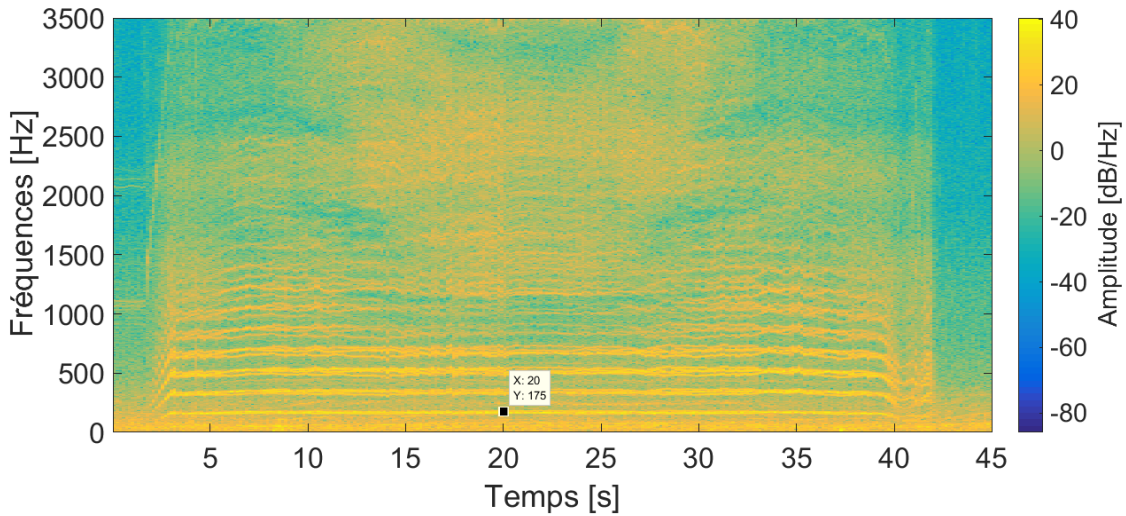


FIGURE 2.2 – Spectrogramme d'un signal de drone mesuré en extérieur.

La Figure 2.3 montre le facteur de directivité de l'antenne pour les fréquences 350 Hz, 525 Hz, et 700 Hz, pour une position de la source à  $(0^\circ, 45^\circ)$  (azimut, élévation). Plusieurs paramètres sont pris en compte pour caractériser le facteur de directivité. Les deux premiers paramètres sont liés à la surface du lobe principal, il s'agit des largeurs en azimut et en élévation (voir Figure 2.3). On peut voir que lorsque la fréquence augmente, la surface du lobe principal diminue et donc ces deux paramètres diminuent. Le troisième

paramètre est la différence de niveau entre le lobe principal et le lobe secondaire (MSL : Maximum Sidelobe Level).

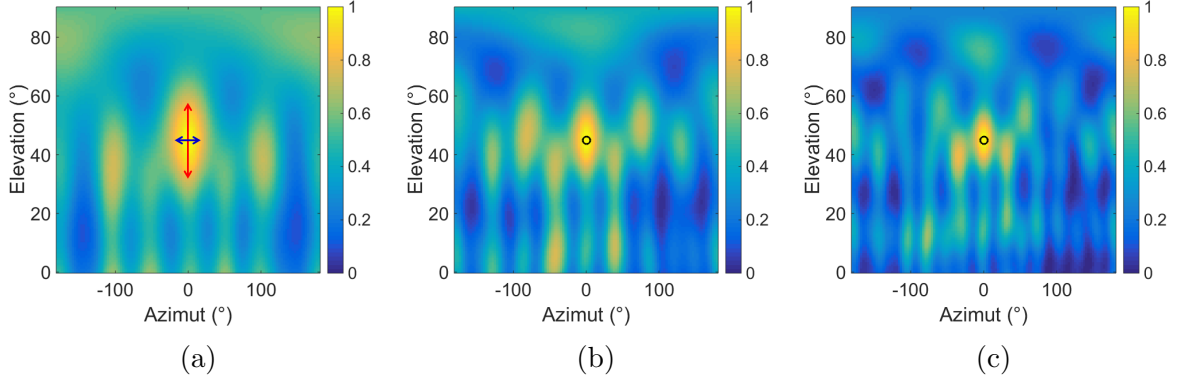


FIGURE 2.3 – Facteur de Directivité de l'antenne pour une source dirigée vers  $(0^\circ, 45^\circ)$ , pour une fréquence de 350 Hz (a), 525 Hz (b) et 700 Hz (c). La largeur de lobe en azimuth est visible avec la flèche bleue et la largeur de lobe en élévation avec la flèche rouge.

Ainsi, on peut déterminer les valeurs de chaque paramètre pour les différentes directions de l'espace 3D. Ces résultats sont donnés sous forme d'une cartographie par paramètre et sont visibles à la Figure 2.4. Les cartographies montrent respectivement la largeur du lobe principal en azimuth ( $larg\_lobe_{azi}$ ), la largeur du lobe principal en élévation ( $larg\_lobe_{elev}$ ) et le MSL en fonction de la direction de la source. La cartographie de largeur de lobe en azimuth présente une largeur prenant toute l'étendue en azimuth pour des directions de sources ayant des élévations supérieures à  $80^\circ$ . Pour les autres directions, la largeur augmente avec l'élévation avec des valeurs allant de  $50^\circ$  à  $100^\circ$ . La largeur de lobe en élévation est plus faible avec des valeurs proches de  $30^\circ$  pour des élévations entre  $15^\circ$  et  $75^\circ$  avec une zone plus proche de  $40^\circ$  pour des azimuths inférieurs à  $-100^\circ$ . Ainsi la largeur du lobe principal en élévation est plus grande lorsqu'une source est présente derrière l'antenne. Le MSL est nul pour les sources avec des azimuths proches de  $-180^\circ$  et  $180^\circ$ . Ailleurs, le MSL est assez faible avec des valeurs proches de 1 dB. Les limites de cette antenne sont donc visibles pour des directions au-dessus de l'antenne ainsi que derrière celle-ci. La prochaine partie va traiter de l'optimisation d'antenne pour essayer d'améliorer la réponse de l'antenne et ainsi favoriser une meilleure localisation.

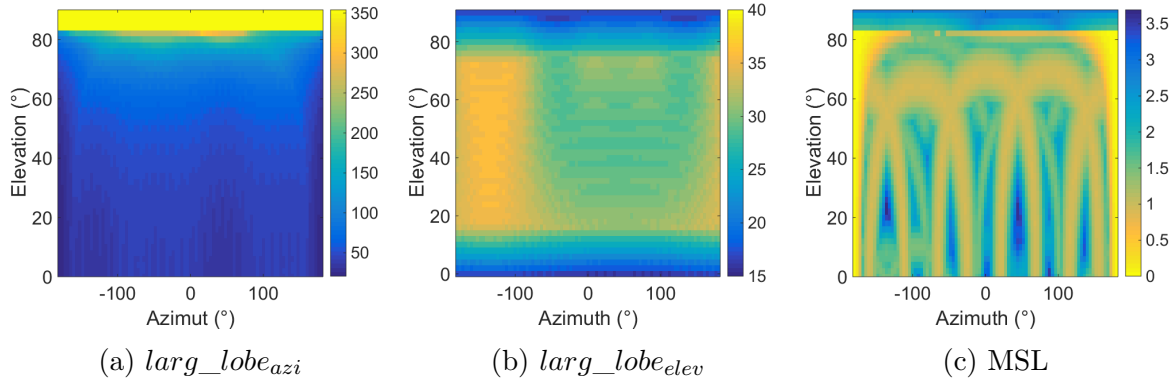


FIGURE 2.4 – Évolution de la largeur de lobe en azimuth (a), de la largeur de lobe en élévation (b), et du MSL (c), en fonction de la position dans le plan azimuth/élévation, pour l'antenne initiale.

## 2.3 Optimisation de l'antenne

### 2.3.1 Algorithme génétique

L'utilisation d'un algorithme génétique permet de trouver les paramètres d'un système répondant à un problème défini. Ce type d'algorithme est particulièrement utile lorsqu'un grand nombre d'essais est nécessaire pour pouvoir trouver ces paramètres. Les algorithmes génétiques sont basés sur la théorie de la sélection naturelle de Darwin sur l'évolution de populations au cours du temps. La Figure 2.5 décrit les ensembles utilisés pour caractériser une population donnée. Le premier ensemble est la population qui contient des individus, qui sont caractérisés par un génome. Le génome est un ensemble de gènes qui sont définis comme des caractéristiques particulières d'un individu, par exemple avoir des yeux bleus. La Figure 2.6 montre le processus de l'algorithme génétique. L'initialisation se fait par la création d'une population de départ qui est aléatoire. Cette population est ensuite triée à l'aide d'une fonction appelée fitness function (fonction de sélection). Cette fonction attribue un score à chaque individu, ce qui permet de voir quel individu est plus apte à vivre dans son environnement. Une fois ce tri effectué, un croisement est effectué afin d'obtenir la génération suivante. Les meilleurs individus sont gardés pour engendrer la génération suivante à l'image de la sélection naturelle. Les individus résultants possèdent des gènes à la fois du père et de la mère. Des mutations de gènes peuvent également arriver de manière aléatoire selon les générations, ce qui constitue l'étape qui suit. Les étapes de tri, croisement, et mutation sont répétées pour chaque génération jusqu'à obtenir

la population finale. Le nombre d'itérations détermine le nombre de générations choisies pour un environnement déterminé.

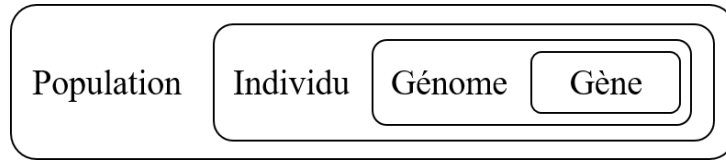


FIGURE 2.5 – Description des termes et ensembles utilisés dans l'algorithme génétique.

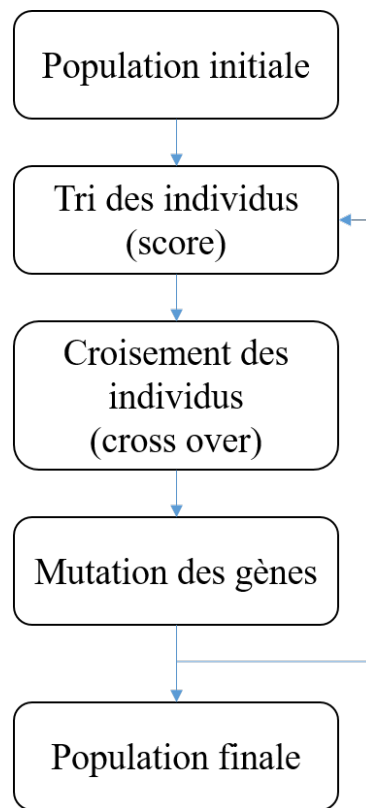


FIGURE 2.6 – Synopsis des étapes de l'algorithme génétique.

Le problème d'optimisation consiste ici à trouver une antenne qui favorise un certain résultat sur la localisation d'une source. Il y a plusieurs optimisations possibles [58] : l'optimisation liée à la largeur du lobe principal, l'optimisation liée à la différence d'énergie entre le lobe principal et le lobe secondaire, l'optimisation liée au compromis entre les deux précédentes optimisations. Ces optimisations se différencient à l'aide de la fonction de sélection. La première fonction de sélection est la largeur du lobe principal en azimut à -3 dB du maximum d'énergie. La deuxième fonction est la différence d'énergie entre

le lobe principal et le lobe secondaire le plus proche appelée MSL (Maximum Sidelobe Level). La troisième fonction est le rapport entre la largeur du lobe principal et le MSL. L'équation (2.4) reprend les différentes fonctions de sélection.

$$\begin{aligned} f_{sel1} &= larg\_lobe_{azi}, \\ f_{sel2} &= MSL, \\ f_{sel3} &= \frac{larg\_lobe_{azi}}{MSL}. \end{aligned} \tag{2.4}$$

La population étudiée est ici un groupe d'antennes de microphones. Un individu est représenté par une antenne et son génome est caractérisé par ses gènes qui sont les positions de ses microphones dans l'espace. Dans un premier temps, une contrainte est imposée sur la disposition et le nombre de microphones. Le nombre de capteurs ne doit pas dépasser 10 et il ne doit pas y en avoir plus de 3 sur chacun des axes du repère 3D. Les microphones doivent être positionnés uniquement sur les axes et ils doivent respecter une distance minimale entre microphones de 5 cm et une distance maximale de 120 cm pour respecter la bande passante de l'antenne de [220.5 Hz, 3430 Hz]. Un microphone est placé au centre du repère. La matrice  $\mathbf{M}$  de l'équation (2.5) reprend la disposition des microphones d'une antenne. Un individu est donc décrit avec son génome  $\mathbf{G}_i = [l_1, \dots, l_9], i = 1, \dots, N_{ind}$ ,  $N_{ind}$  étant le nombre d'individus dans une population,  $l_j$  étant la position du  $j^{ème}$  microphone. La population est décrite avec la matrice  $\mathbf{P}_g = [\mathbf{G}_1, \dots, \mathbf{G}_{N_{ind}}]^T, g = 1, \dots, N_g$ , avec  $N_g$  le nombre de générations considérées. Le nombre d'individus dans une population est ici de 10. Dans un premier temps, une première population  $\mathbf{P}_1$  est générée aléatoirement en respectant les conditions décrites précédemment  $0,05 \leq l_j \leq 1,2$ . Les individus seront ensuite classés du meilleur vers le plus mauvais suivant un tri basé sur la fonction de sélection. La fonction est calculée pour chaque antenne puis la matrice  $\mathbf{P}_1$  est donc réarrangée en fonction de la valeur du score de chaque antenne. Le croisement est effectué en prenant les 5 premiers microphones d'une antenne (5 gènes du père) et les 4 derniers d'une autre antenne (4 gènes de la mère). La matrice  $\mathbf{P}_2$  est déterminée avec les croisements des antennes décrites par la table 2.1. Pour chaque individu de la génération suivante (enfant), la table donne l'individu du père et celui de la mère dont les gènes seront transmis suivant la règle (5 premiers gènes du père et 4 derniers gènes de la mère). Par exemple, l'individu 4 de la génération 2 (l'enfant) est constitué par les 5 premiers microphones de l'antenne 1 de la génération 1 (le père) et des 4 derniers microphones de l'antenne 4 de la génération

1 (la mère). A noter qu'un individu d'une génération peut-être parfois père, parfois mère. Le premier individu de chaque génération est considéré, d'après le tri, comme le plus apte à vivre dans son environnement. Par conséquent la totalité de ses gènes se retrouvent dans la génération suivante.

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ l1 & 0 & 0 \\ l2 & 0 & 0 \\ l3 & 0 & 0 \\ 0 & l4 & 0 \\ 0 & l5 & 0 \\ 0 & l6 & 0 \\ 0 & 0 & l7 \\ 0 & 0 & l8 \\ 0 & 0 & l9 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Père ( $\mathbf{P}_g$ )	1	1	1	1	1	2	2	2	3	3
Mère ( $\mathbf{P}_g$ )		2	3	4	5	3	4	5	4	5
Enfant ( $\mathbf{P}_{g+1}$ )	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10

TABLE 2.1 – Tableau des croisements pour passer d'une génération à une autre.

Le croisement est suivi par des mutations qui se font en prenant un gène au hasard dans chaque individu et en le remplaçant par un gène aléatoire. Un nombre est tiré au hasard entre 1 et 9 puis la position du microphone correspondant est changée par une position aléatoire. Cette nouvelle génération est ensuite à son tour caractérisée et le processus est relancé. Au bout d'un nombre de générations choisi, on obtient une matrice de population optimisée. L'antenne optimale est donc celle qui possède le meilleur score dans la dernière génération.

### 2.3.2 Optimisations simulées de l'antenne pour une fréquence, une direction et deux critères d'optimisations

La fonction de sélection utilise un ou plusieurs paramètres caractérisant le facteur de directivité pour une fréquence et pour une direction. L'optimisation d'une antenne se fait

donc ici pour une fréquence et pour une direction. La fréquence correspondant au deuxième harmonique de la fréquence de passage des pales peut être choisie (350 Hz), sachant que la directivité s'améliore généralement lorsque la fréquence augmente. Le choix de la direction d'optimisation peut dépendre du problème auquel on est confronté. Une optimisation pourrait par exemple être réalisée avec une connaissance approximative a priori de la direction de la source. La direction que l'on considère pour toutes les optimisations est  $(45^\circ, 45^\circ)$ , ce qui correspond à une source en face de l'antenne. L'échantillonnage spatial est effectué avec une résolution de  $4^\circ$  en azimut et  $2^\circ$  en élévation.

La Figure 2.7 montre la comparaison entre le facteur de directivité pour l'antenne initiale et celui pour les antennes optimisées en utilisant la fonction de sélection  $f_{sel3}$ , avec 100 générations, 200 générations, et à une fréquence de 350 Hz. Le facteur de directivité pour 100 générations présente une cartographie avec moins de lobes secondaires et ceux-ci possèdent des niveaux beaucoup moins élevés que pour l'antenne initiale. Le niveau autour du lobe principal est plus faible globalement que pour l'antenne initiale. Le facteur de directivité pour 200 générations montre une largeur de lobe en azimut plus faible et un MSL similaire à l'antenne optimisée avec 100 générations.

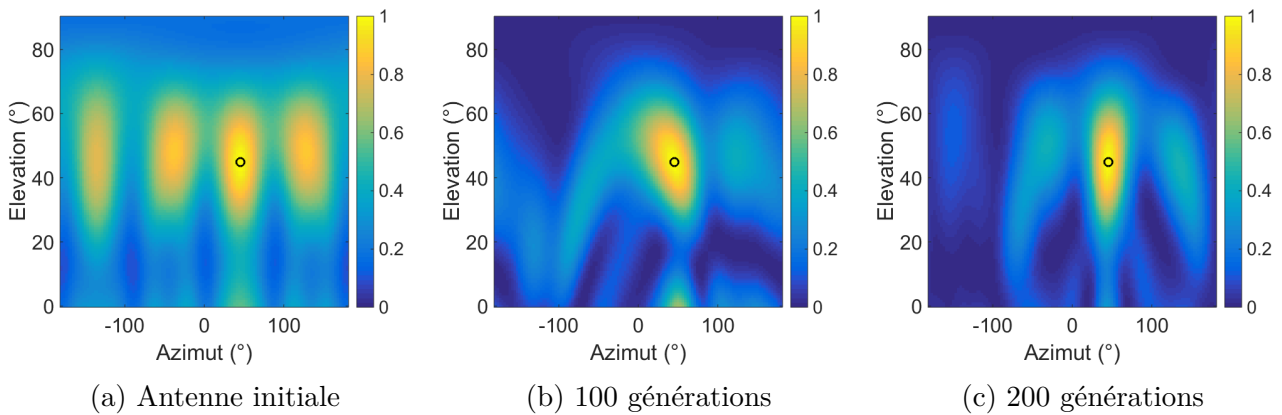


FIGURE 2.7 – Facteur de Directivité de (a) l'antenne initiale pour une fréquence de 350 Hz, (b) l'antenne optimisée avec  $f_{sel3}$  et 100 générations, (c) avec 200 générations.

La Figure 2.8 montre la position des microphones pour l'antenne initiale et pour chaque antenne optimisée. L'antenne optimisée avec 100 générations possède des microphones plus resserrés sur l'axe  $y$  et l'antenne optimisée avec 200 générations montre des microphones plus espacés, un peu comme l'antenne initiale. Pour les deux antennes optimisées, il y a moins de microphones proches du microphone central par rapport à l'antenne initiale. La Figure 2.9 présente l'occurrence de la position des microphones des meilleures

antennes sur les différentes générations. Le graphe des occurrences permet de visualiser la fréquence d'apparition d'une position de microphone sur les générations. Les microphones se retrouvent le plus souvent proches de 0.5 m et proches de 1 m pour les deux optimisations. Ces deux optimisations montrent bien une amélioration de la directivité pour une fréquence de 350 Hz et une direction de  $(45^\circ, 45^\circ)$ .

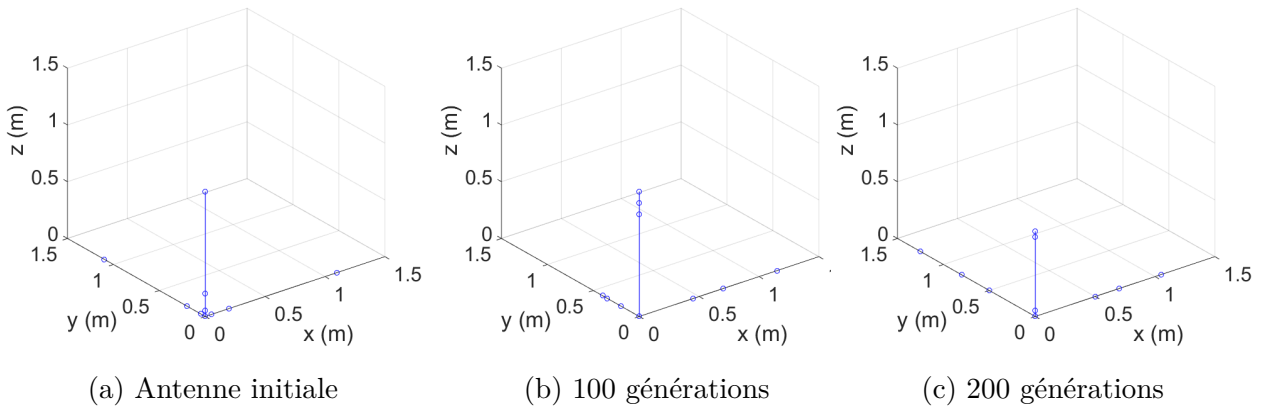


FIGURE 2.8 – (a) Disposition des microphones de l'antenne initiale, des antennes optimisées avec  $f_{sel3}$  et (b) 100 générations, et (c) 200 générations.

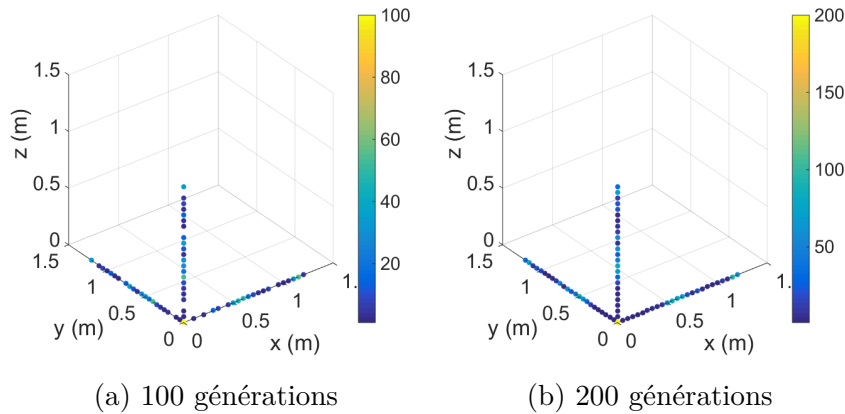


FIGURE 2.9 – (a) Occurrences des positions des microphones sur 100 générations, (b) 200 générations.

La Figure 2.10 montre les cartographies des paramètres pour toutes les directions de l'espace, pour l'antenne initiale et les deux antennes optimisées. L'antenne optimisée avec 100 générations montre une largeur de lobe en azimut un peu différente avec une zone

où la largeur augmente de  $65^\circ$  à  $140^\circ$  pour des élévations allant de  $0^\circ$  à  $70^\circ$  et pour des azimuts centrés sur 0. En dehors de cette zone, la largeur de lobe en azimut est plus faible, allant de  $30^\circ$  à  $92^\circ$  pour des élévations de  $0^\circ$  à  $70^\circ$  et pour des azimuts centrés sur  $-100^\circ$  et  $100^\circ$ . La largeur de lobe en élévation est légèrement plus faible sauf pour des azimuts proches de  $-100^\circ$  et  $100^\circ$  et des élévations au-dessus de  $45^\circ$ . Le MSL montre plus de valeurs nulles aux extrémités en azimut et en élévation mais est plus important dans les autres directions avec tout de même quelques zones montrant une différence de niveau faible. L'antenne optimisée avec 200 générations montre une performance assez proche de l'antenne initiale mais avec plus de directions ayant un meilleur MSL.

Une deuxième optimisation peut se faire en enlevant quelques contraintes par rapport aux placements possibles des microphones. Cette optimisation se fait en ne gardant que la contrainte de distance inter-microphonique minimale et maximale, autrement dit un microphone peut se placer n'importe où dans l'espace 3D pourvu qu'il respecte les contraintes de distances inter-microphones. La figure 2.11 montre la comparaison entre le facteur de directivité pour l'antenne initiale et les antennes optimisées avec la fonction de sélection  $f_{sel3}$ , 100 générations et 200 générations, et en cherchant l'emplacement des microphones dans tout l'espace. Le facteur de directivité de l'antenne avec 100 générations montre un lobe principal plus fin que l'antenne initiale en azimut ainsi que des lobes secondaires très faibles et peu nombreux. Le facteur de directivité de l'antenne avec 200 générations présente une performance presque similaire avec un lobe principal de la même largeur en azimut mais plus large en élévation. La Figure 2.12 montre la position des microphones pour l'antenne initiale et pour chaque antenne optimisée.

La dernière optimisation permet d'avoir une largeur en azimut assez faible mais la largeur du lobe en élévation n'est pas prise en compte dans l'optimisation. Pour réduire cette largeur en élévation, il est possible de changer la fonction de sélection. La fonction prise pour les optimisations suivantes est donc le produit de la largeur du lobe principal en azimut avec la largeur du lobe principal en élévation, le tout divisé par le MSL. L'équation (2.6) reprend la formulation de cette fonction de sélection.

$$f_{sel4} = \frac{larg\_lobe_{azi} \cdot larg\_lobe_{elev}}{MSL}. \quad (2.6)$$

La Figure 2.13 reprend les facteurs de directivité des antennes optimisées dans tout l'espace avec la fonction de sélection 3 et présente les facteurs de directivité obtenus avec la fonction de sélection 4. Les valeurs des paramètres des facteurs de directivité avec les

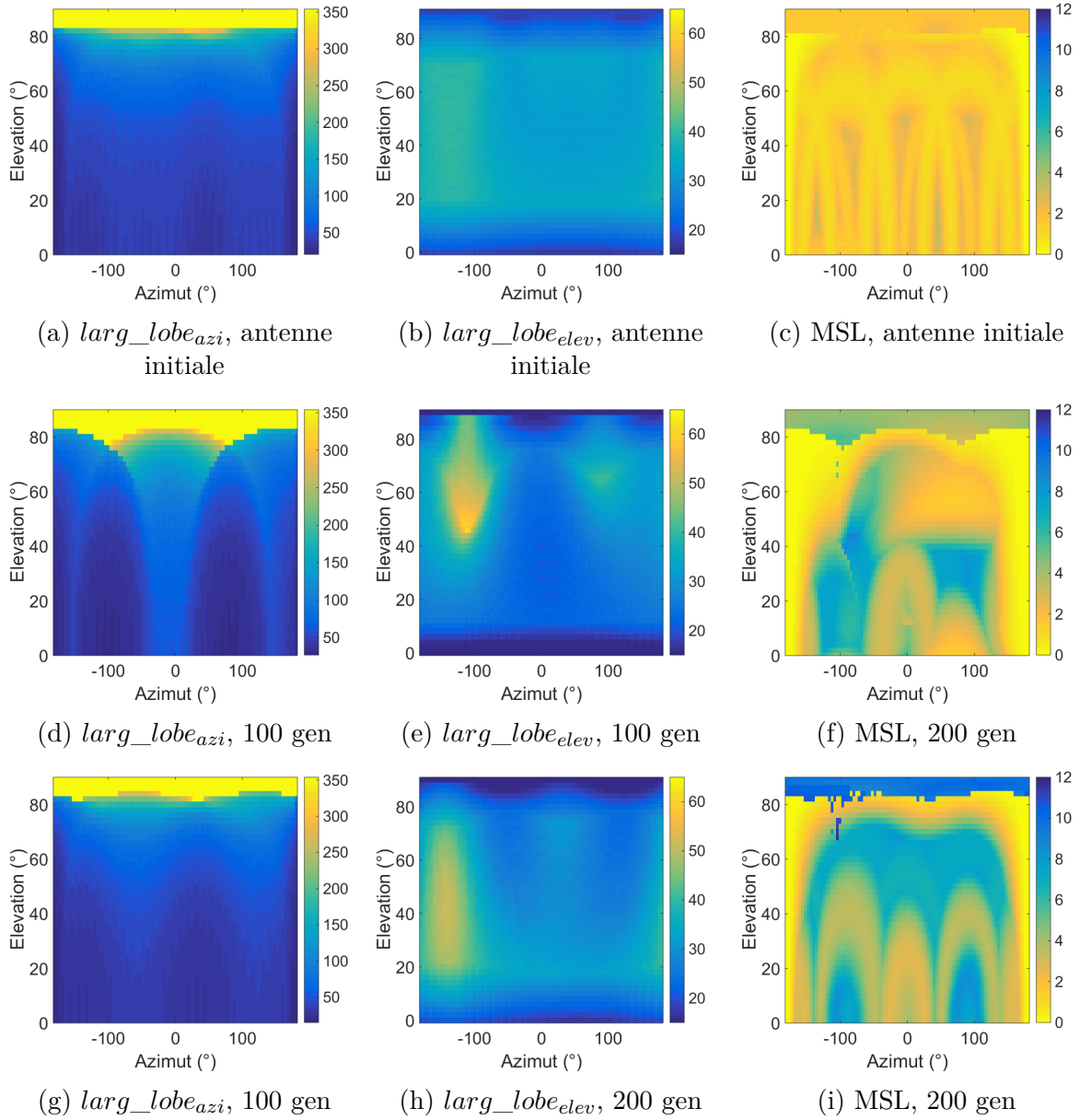


FIGURE 2.10 – Cartographies des paramètres du facteur de directivité pour l'antenne initiale et les antennes optimisées avec  $f_{sel3}$ , 100 et 200 générations.

fonctions de sélection 3 et 4 sont données à la table 2.2. Le facteur de directivité pour la fonction de sélection 4 avec 100 générations montre un MSL moins élevé mais la largeur de lobe en élévation est plus petite que pour la fonction de sélection 3 avec 100 générations. Avec 200 générations, la largeur en élévation du lobe principal est légèrement plus grande, la largeur de lobe en azimut est quasiment la même et le MSL plus important. La Figure

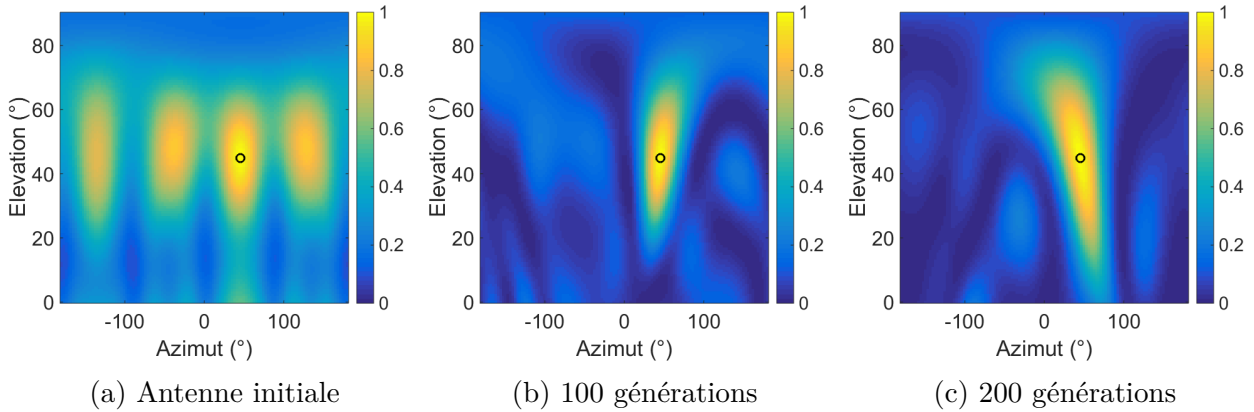


FIGURE 2.11 – Facteur de Directivité pour une fréquence de 350 Hz, (a) pour l'antenne initiale, pour l'antenne optimisée avec  $f_{sel3}$ , avec des microphones dans tout l'espace, (b) avec 100 générations, (c) avec 200 générations.

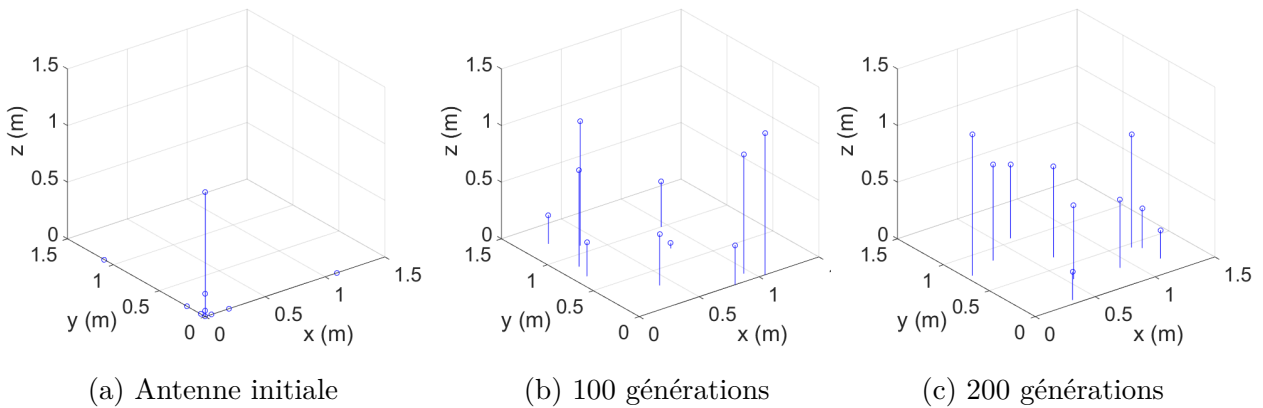


FIGURE 2.12 – (a) Disposition des microphones de l'antenne initiale, de l'antenne optimisée avec  $f_{sel3}$ , (b) 100 générations, et (c) 200 générations.

2.14 montre la disposition des microphones pour les antennes optimisées avec la fonction de sélection 4, dans tout l'espace, avec 100 et 200 générations.

La Figure 2.15 présente l'évolution de la valeur des fonctions de sélection 3 et 4 pour la meilleure antenne de chaque génération, pour des optimisations réalisées avec 100 et 200 générations. On peut voir qu'il y a beaucoup de fluctuations d'une génération à l'autre. On peut remarquer que la valeur finale de la fonction de sélection n'est pas toujours la plus faible sur l'ensemble des générations. En effet, pour la fonction de sélection 3 et 100 générations, le minimum est atteint à la 25<sup>ème</sup> génération. Pour la fonction de sélection

3 et 200 générations, le minimum est atteint à la 147<sup>ème</sup> génération. Pour la fonction de sélection 4 et 100 générations, le minimum est atteint à la 29<sup>ème</sup> génération. Pour la fonction de sélection 4 et 200 générations, le minimum est atteint à la 44<sup>ème</sup> génération. Ces antennes ayant une fonction de sélection plus faible par rapports aux autres générations seront comparées aux antennes des générations finales dans la partie 2.3.4.

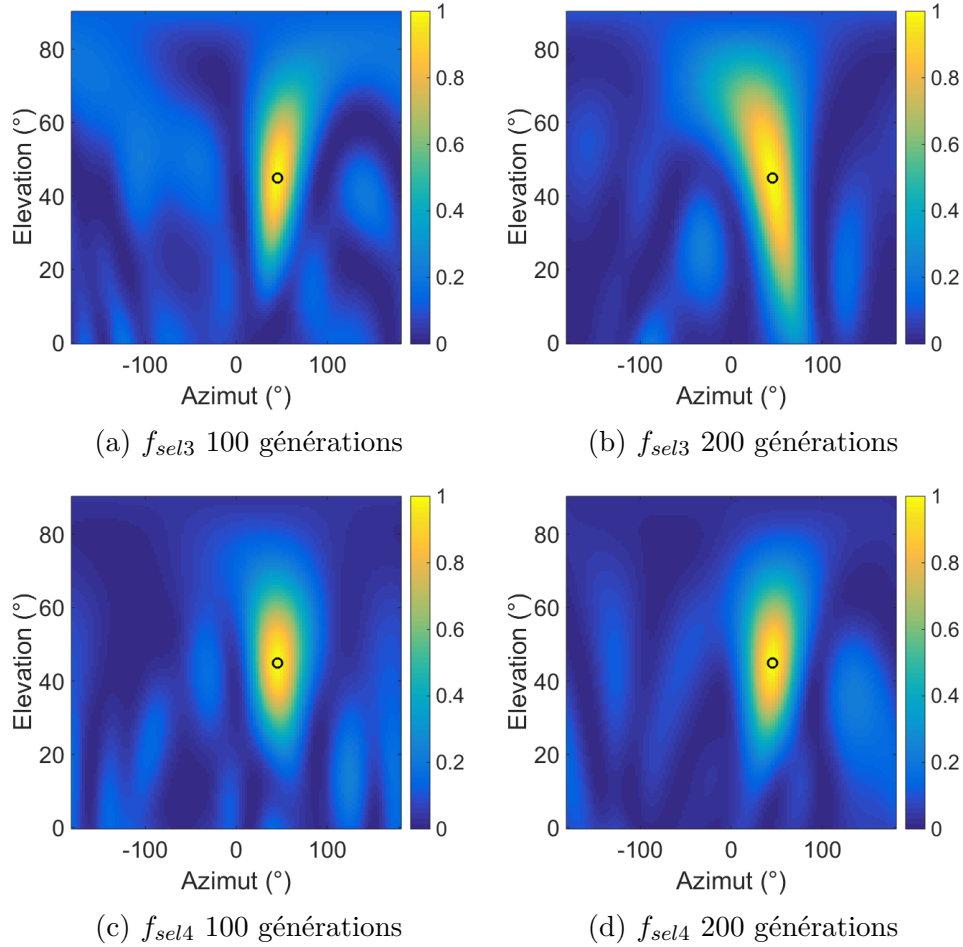


FIGURE 2.13 – Facteur de directivité pour une source à  $(45^\circ, 45^\circ)$ , pour l'antenne optimisée dans tout l'espace avec la fonction de sélection 3 (a) avec 100 générations, (b) avec 200 générations, avec la fonction de sélection 4 (c) avec 100 générations, (d) avec 200 générations.

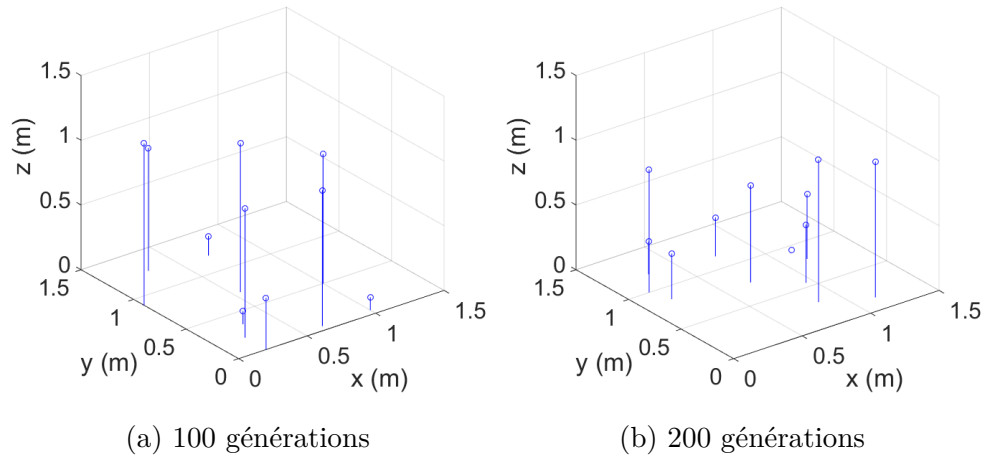


FIGURE 2.14 – Disposition des microphones pour l'antenne optimisée avec la fonction de sélection 4 (a) avec 100 générations, (b) avec 200 générations.

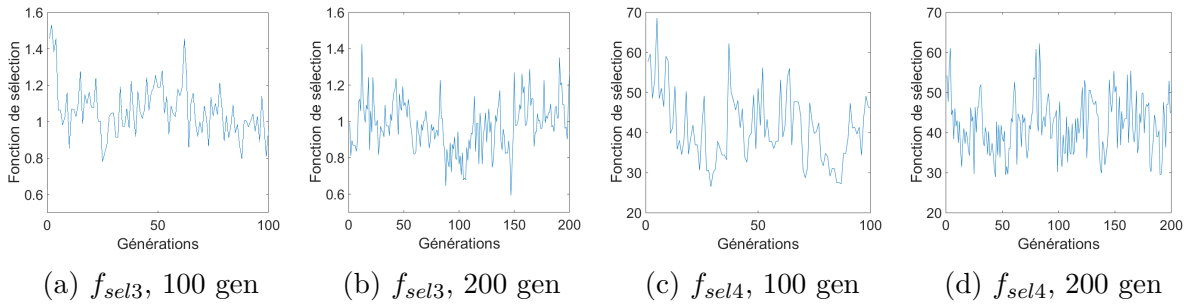


FIGURE 2.15 – Évolution de la fonction de sélection en fonction de la génération pour les antennes optimisées dans tout l'espace, (a) avec la fonction de sélection 3 et 100 générations, (b) avec la fonction de sélection 3 et 200 générations, (c) avec la fonction de sélection 4 et 100 générations, (d) avec la fonction de sélection 4 et 100 générations.

### 2.3.3 Recherche des paramètres du facteur de directivité pour l'optimisation

Le lobe principal possède en général une forme d'ellipse. La Figure 2.16 présente un repère pour illustrer la recherche des caractéristiques de la directivité d'une antenne à une position de la source donnée. On utilise les 4 points cardinaux pour se repérer, ainsi que les deux axes azimut/élévation. Le centre de l'ellipse correspond au maximum d'énergie dans l'ensemble de la carte de directivité. Les largeurs de lobe se déterminent en recherchant les valeurs qui dépassent un seuil dans les deux sens de l'axe azimutal (Ouest et Est) et dans les deux sens de l'axe en élévation (Nord et Sud). Le seuil est déterminé comme

étant 70% ou -3 dB de la valeur maximale. Connaissant ces valeurs, on peut déterminer la largeur de lobe en azimut (Ouest+Est) et en élévation (Nord+Sud).

La recherche de l'amplitude du lobe secondaire s'effectue en recherchant la valeur maximale dans un nouveau plan azimut/élévation. On définit un rectangle avec ses 4 points (A, B, C, D), que l'on retrouve avec les limites : `lim_nord`, `lim_sud`, `lim_ouest`, `lim_est` (voir Figure 2.16). Toutes les valeurs à l'intérieur de cette zone supérieures à un seuil défini sont assignées à 0. Les limites sont variables en fonction de l'emplacement du deuxième maximum trouvé. En effet, si le deuxième maximum trouvé est sur l'une des bordures du rectangle (quelques indices juste après la zone du rectangle), la limite correspondante est décalée d'un indice et le maximum est à nouveau cherché. La Figure 2.17 montre les résultats de recherche des largeurs de lobe principal et de lobe secondaire pour l'antenne initiale. On peut voir que le lobe secondaire est bien trouvé ainsi que la zone du lobe principal assignée à 0. La Figure 2.18 montre les caractéristiques des antennes de la Figure 2.13. On peut remarquer que certains lobes principaux sont légèrement inclinés [exemple : Fig. 2.18 (b)], ce qui rend la détection des lobes secondaires plus complexe si l'on utilise uniquement une ellipse pour cacher le lobe principal. En effet, il faudrait paramétrer une ellipse qui possède la même inclinaison que celle du lobe principal.

La table 2.2 présente les valeurs des largeurs de lobe en azimut et en élévation ainsi que les MSL pour les antennes de la Figure 2.13 et pour l'antenne initiale avec une source placée à  $(45^\circ, 45^\circ)$ . On peut voir que l'optimisation permet une amélioration de la largeur de lobe en azimut par rapport à l'antenne initiale. La largeur de lobe en élévation est plus faible que pour l'antenne initiale sauf pour l'antenne optimisée avec la fonction de sélection 3. Le MSL est lui plus élevé pour toutes les antennes optimisées. En considérant uniquement la direction  $(45^\circ, 45^\circ)$ , l'antenne la plus optimale serait l'antenne optimisée avec la fonction de sélection 3 et 100 générations ou l'antenne optimisée avec la fonction de sélection 4 et 200 générations.

### 2.3.4 Comparaison et choix de l'antenne

Pour pouvoir trouver une antenne qui possède une bonne directivité dans la plupart des positions dans l'espace, on utilise les mêmes cartographies qu'à la figure 2.4. Elles donnent la valeur d'un des paramètres en fonction de la direction de la source.

Les Figures 2.19 et 2.20 montrent les résultats obtenus pour les antennes optimisées

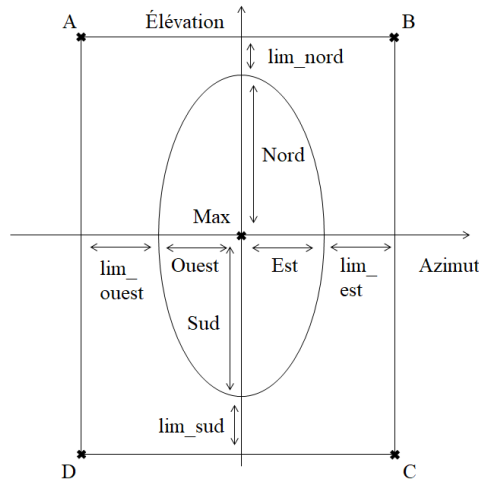


FIGURE 2.16 – Illustration de la recherche des caractéristiques de la directivité d'une antenne.

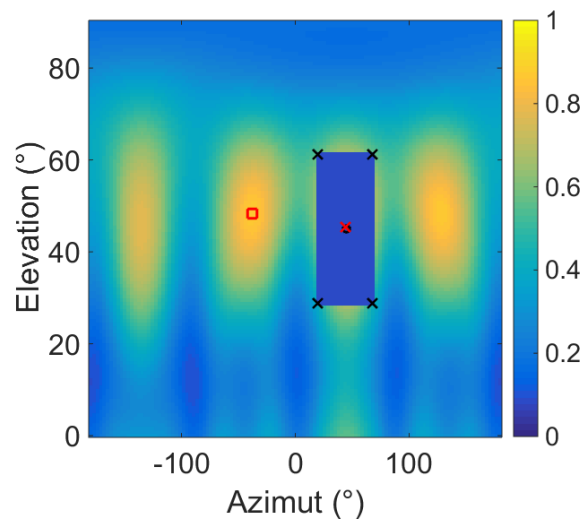


FIGURE 2.17 – Illustration de la recherche des caractéristiques de la directivité de l'antenne initiale pour une source placée à  $(45^\circ, 45^\circ)$ . Le rond noir représente la position réelle de la source, la croix rouge représente la position du maximum, le carré rouge représente la position du deuxième maximum recherché.

avec des microphones dans tout l'espace, avec les fonctions de sélection 3 et 4. Ces résultats montrent dans un premier temps que la largeur de lobe en azimut possède un comportement similaire pour les différentes antennes optimisées. Pour les directions avec des élévations supérieures à  $80^\circ$ , le lobe principal prend toute la largeur en azimut, ce qui montre que l'antenne est très peu sensible lorsque les sources sont au dessus de l'an-

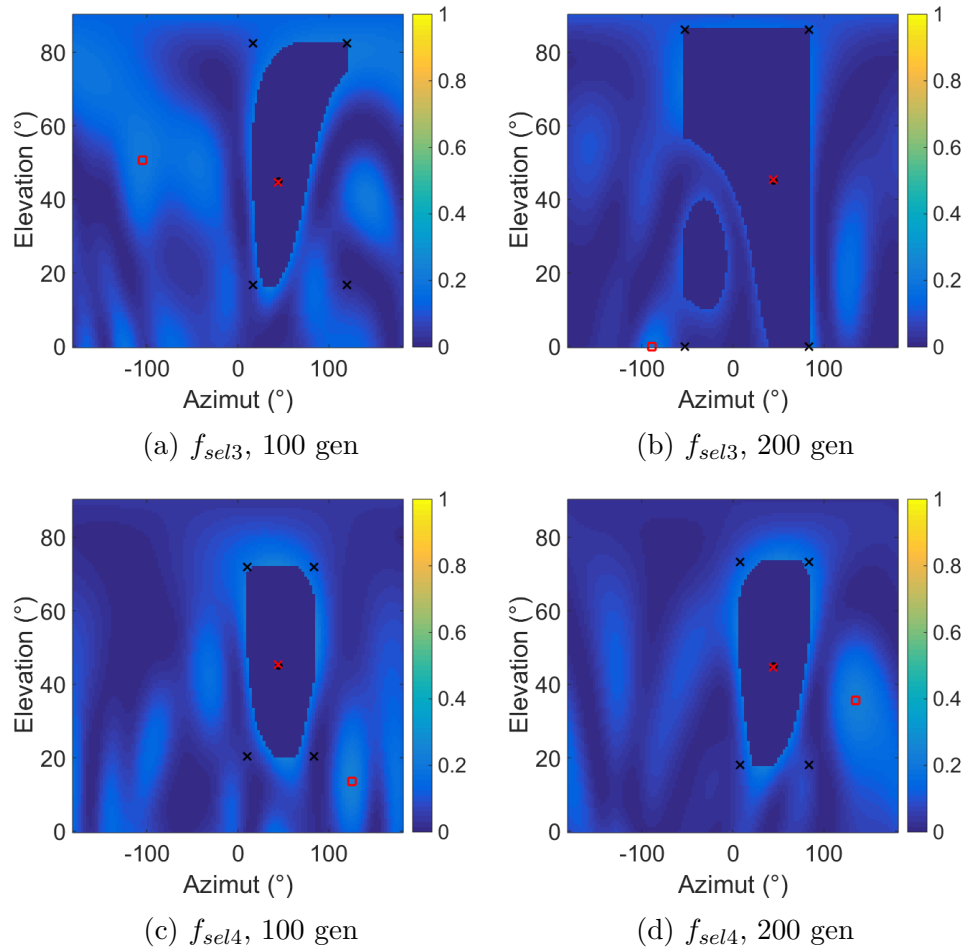


FIGURE 2.18 – Illustration de la recherche de lobe secondaire pour les antennes optimisées (a) avec la fonction de sélection 3 et 100 générations, (b) avec la fonction de sélection 3 et 200 générations, (c) avec la fonction de sélection 4 et 100 générations, (d) avec la fonction de sélection 4 et 200 générations. Les croix rouges représentent la position des maxima, les carrés représentent les positions des deuxièmes maxima recherchés.

	$larg\_lobe_{azi}$ ( $^{\circ}$ )	$larg\_lobe_{elev}$ ( $^{\circ}$ )	$MSL$ (dB)
antenne initiale	47.6	32.2	1.2
$f_{sel3}$ , 100 gen	32.7	30	13.1
$f_{sel3}$ , 200 gen	41.6	36.7	14
$f_{sel4}$ , 100 gen	38.7	27	12.2
$f_{sel4}$ , 200 gen	35.7	27.7	12.6

TABLE 2.2 – Tableau des paramètres pour les différentes antennes optimisées avec la source placée à  $(45^{\circ}, 45^{\circ})$ .

tenne. Contrairement à l'antenne initiale (Figure 2.4) où la largeur en azimut augmente légèrement et globalement avec l'élévation, la largeur en azimut augmente de manière locale avec l'élévation de la source sur deux zones. La largeur de ces zones ainsi que leurs azimuts varient selon les antennes. La largeur de lobe en élévation possède un comportement moins typique avec une ou deux zones où la largeur est plus élevée que le reste du plan. Ces zones sont situées le plus souvent aux extrémités de la carte, aux alentours de  $-100^{\circ}$  ou  $100^{\circ}$  en azimut. Le MSL montre une valeur proche de 0 pour les directions aux extrémités en azimut et en élévation, ce qui montre que les antennes ont une mauvaise sensibilité à l'opposé de l'axe x de l'antenne ainsi qu'en haut de l'antenne. Les directions au-dessus de  $80^{\circ}$  en élévation ayant des lobes très larges en azimut, le lobe secondaire est difficile à détecter et est souvent inexistant, ce qui explique la discontinuité des valeurs. Avec la fonction de sélection 3 (fig. 2.19), le fait de prendre l'antenne ayant le meilleur score parmi les générations permet d'améliorer le MSL mais amène une augmentation de la largeur de lobe en élévation. Cette augmentation est plus visible avec 200 générations. Le même phénomène se produit avec la fonction de sélection 4 (fig. 2.20), avec en plus une largeur de lobe en azimut plus élevée qui se répartit dans toutes les directions de l'espace au lieu d'être sur deux zones. On peut remarquer que cette fonction de sélection donne une zone près de  $-100^{\circ}$  où la largeur de lobe en élévation est proche de  $70^{\circ}$ , pour toutes les configurations sauf celle avec 100 générations. Il y a un compromis à réaliser entre la largeur de lobe en élévation et le MSL. Deux antennes peuvent être choisies possédant un bon compromis, une par fonction de sélection. Pour la fonction de sélection 3, l'antenne optimisée à la 25<sup>ème</sup> génération parmi les 100 montre un meilleur compromis parmi les 4 antennes optimisées. Pour la fonction de sélection 4, l'antenne optimisée avec 100 générations montre un meilleur compromis parmi les 4 antennes optimisées.

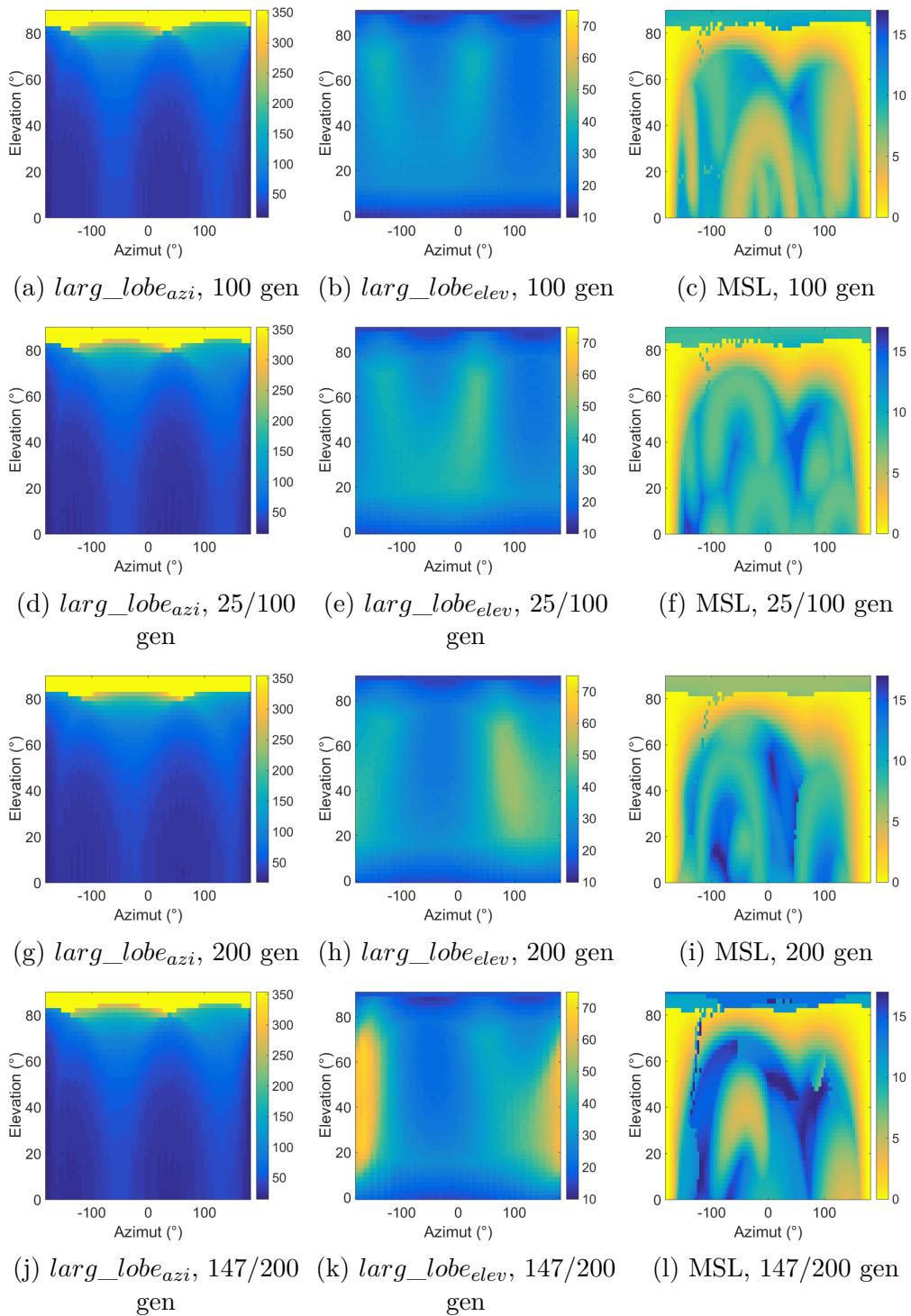


FIGURE 2.19 – Évolution de la largeur de lobe en azimut ((a), (d), (g), (j)), de la largeur de lobe en élévation ((b), (e), (h), (k)), et du MSL ((c), (f), (i), (l)), en fonction de la position dans le plan azimut/élévation, pour les antennes optimisées avec 100 et 200 générations, et pour celles correspondant au minimum de la fonction de sélection, avec la fonction de sélection 3.

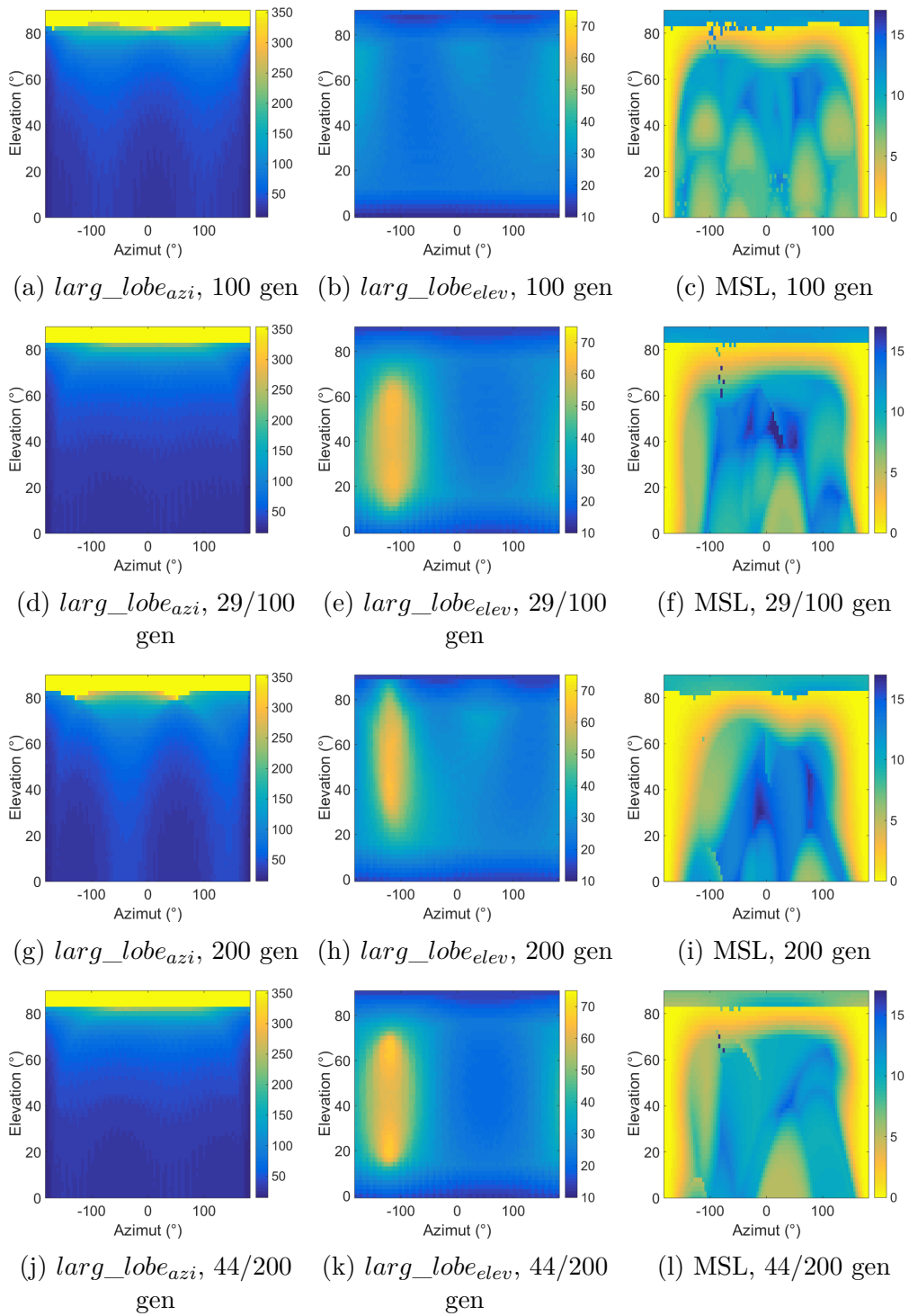


FIGURE 2.20 – Évolution de la largeur de lobe en azimut ((a), (d), (g), (j)), de la largeur de lobe en élévation ((b), (e), (h), (k)), et du MSL ((c), (f), (i), (l)), en fonction de la position dans le plan azimut/élévation, pour les antennes optimisées avec 100 et 200 générations, et pour celles correspondant au minimum de la fonction de sélection, avec la fonction de sélection 4.

## 2.4 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter les outils d'analyse de directivité d'une antenne de microphones. Le facteur de directivité est l'élément qui permet de déterminer la sensibilité d'une antenne aux différentes directions de l'espace. Plusieurs paramètres du facteur de directivité ont été introduits pour décrire celui-ci, les largeurs de lobe en azimut et en élévation et le MSL. La directivité d'une antenne étant liée à la disposition géométrique de ses microphones, une optimisation par algorithme génétique a été réalisée. La position des microphones est contrainte par la bande passante de l'antenne et également par le type d'antenne voulu. Une première série d'optimisations a été réalisée avec des microphones placés sur les 3 branches du repère cartésien puis une deuxième série, avec des microphones dans tout l'espace. Plusieurs critères d'optimisation ont été choisis, basés sur les paramètres du facteur de directivité. Finalement, une comparaison des différentes antennes a été effectuée pour en dégager deux antennes potentielles.



# VALIDATION PAR SIMULATION DE LA MÉTHODE DE LOCALISATION PROPOSÉE À PARTIR DU PLAN TEMPS-FRÉQUENCE

---

Ce chapitre introduit l'approche de localisation permettant de prendre en compte la signature acoustique du drone. L'approche est éprouvée dans un premier temps avec des simulations numériques. Les paramètres de simulation sont décrits dans plusieurs configurations : les cas d'une source statique, de deux et d'une source en mouvement. Finalement, plusieurs approches de localisation sont comparées par simulation.

## 3.1 Formation de voies adaptée à la signature du drone

La localisation du drone peut être effectuée en appliquant la méthode Delay and Sum Beamforming (DSB) à des signaux dont le contenu fréquentiel aura préalablement été sélectionné. Cette approche a fait l'objet d'une thèse réalisée par Torea Blanchard [39]. Ses travaux consistent à pré-filtrer les signaux temporels en prenant en compte la signature acoustique du drone à localiser. La signature acoustique de ces engins présentant le plus souvent une structure harmonique, il suffit de détecter la fréquence fondamentale du drone pour ensuite filtrer le signal avec des filtres passe-bande. Dans la suite, cette méthode sera appelée le Beamforming avec des Signaux Pré-Filtrés dans le domaine Temporel (BSPFT). Cette méthode donne de bons résultats mais demande beaucoup de ressources et peut ne pas être appropriée pour du traitement en temps réel. Une approche complémentaire est donc présentée ici, qui consiste à représenter la sortie du beamforming dans le domaine temps-fréquence. Le processus de cette approche complémentaire est décrit dans la Figure 3.1. Premièrement, le beamforming temporel (DSB) est réalisé dans une direction  $\Omega=(\varphi,\theta)$

(respectivement azimut et élévation), puis le signal focalisé est transformé dans le plan temps-fréquence avec la Transformée de Fourier à court terme (TFCT). Les échantillons temps-fréquence associés aux harmoniques du drone sont ensuite sélectionnés pour calculer l'énergie  $E(\varphi, \theta)$ . Les étapes sont répétées pour les directions  $(\varphi, \theta)$  déterminées par un échantillonnage de l'espace 3D. Une détection de la fréquence fondamentale est effectuée pour pouvoir choisir le contenu fréquentiel pour le calcul de l'énergie. Il est donc important d'avoir un algorithme de détection de la fréquence fondamentale performant pour pouvoir choisir le contenu fréquentiel associé au signal du drone. Il est également important de déterminer le nombre d'harmoniques optimal pour obtenir une bonne estimation de la direction d'arrivée. Cette approche permet d'améliorer le rapport signal à bruit (RSB) sans passer par des filtres traditionnels mais en calculant une énergie sur un contenu fréquentiel déterminé. Elle pourrait également être implémentée en temps réel avec la réalisation de calculs en parallèle.

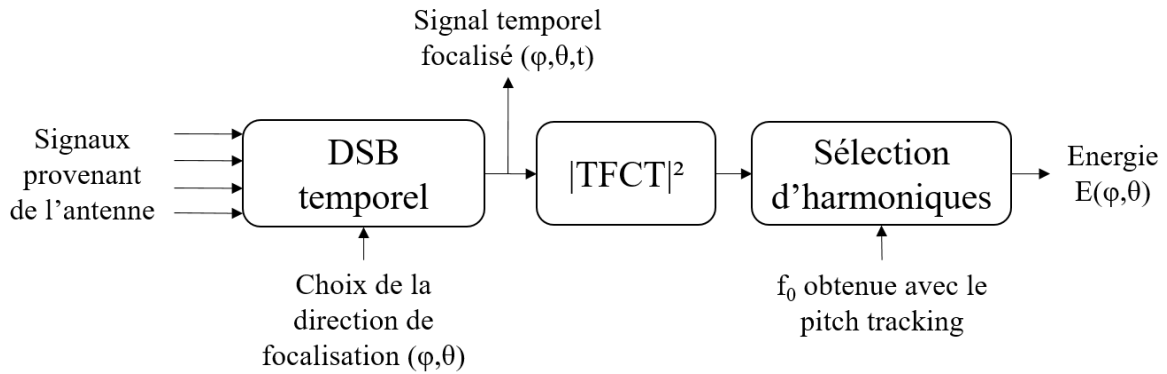


FIGURE 3.1 – Synopsis de la méthode de localisation avec représentation temps-fréquence.

### 3.1.1 Modèle et signal focalisé

Plusieurs simulations permettent de voir le comportement et la robustesse de cette approche. Pour pouvoir réaliser ces simulations, il faut définir plusieurs paramètres ainsi que définir des modèles. Tout d'abord, le signal qui permet de simuler le drone est basé sur le modèle développé dans [39] inspiré par [59]. Ce modèle est basé sur l'observation du signal d'un DJI Phantom IV qui possède 4 moteurs à 2 pales chacun. Le spectre du signal généré par ce drone possède donc un comportement harmonique avec des harmoniques pairs de forte amplitude et des harmoniques impairs de faible amplitude (Section 1.3).

Une autre caractéristique de ce spectre est la décroissance des amplitudes des harmoniques pairs suivant une fonction logarithmique. L'équation (3.1) donne le signal temporel reçu au  $i^{\text{ème}}$  microphone, modélisé pour correspondre aux observations faites sur le drone étudié.  $N_h$  est le nombre d'harmoniques pris en compte,  $f_0$  est la fréquence fondamentale du drone qui correspond à la fréquence de rotation d'un rotor,  $\beta$  est le gain des harmoniques faibles,  $\alpha_{f_0}$  est le gain des harmoniques forts avec une décroissance logarithmique. Pour ce drone,  $\beta = 10^{1.5}$  et  $\alpha_{f_0}(n) = 10^{\frac{1}{20}(-11.6\log_{10}(2nf_0)+65.4)}$ .  $\|\mathbf{M}_i\mathbf{M}\|(t)$  est la distance entre le  $i^{\text{ème}}$  microphone et la position du drone dans l'espace,  $c$  est la vitesse de propagation du son dans l'air.

$$p_i(t) = \sum_{n=1}^{N_h} \underbrace{\beta \frac{\cos(2\pi[2n-1]f_0(t - \|\mathbf{M}_i\mathbf{M}\|(t)/c))}{4\pi\|\mathbf{M}_i\mathbf{M}\|(t)}}_{\text{harmoniques faibles}} + \underbrace{\alpha_{f_0}(n) \frac{\cos(2\pi[2n]f_0(t - \|\mathbf{M}_i\mathbf{M}\|(t)/c))}{4\pi\|\mathbf{M}_i\mathbf{M}\|(t)}}_{\text{harmoniques forts}}, \quad (3.1)$$

Une autre technique consiste à propager numériquement un signal focalisé issu de signaux mesurés en chambre anéchoïque. Ce signal est focalisé en réalisant le beamforming dans la direction connue de la source. Il est ensuite propagé vers les microphones de l'antenne en lui choisissant une direction. La figure 3.2 montre la Densité Spectrale de Puissance (DSP) d'un signal de drone simulé à une distance de 1 mètre, une direction de  $(0^\circ, 45^\circ)$ , une fréquence fondamentale  $f_0=80.6$  Hz ( $f_{pp}=161.2$  Hz) et un RSB de 80 dB. Cette figure montre en comparaison la DSP en utilisant le signal focalisé à partir de signaux mesurés. Pour la mesure, le drone effectue une trajectoire verticale et uniquement 8192 points ( $\approx 0.4$  s) du début de la trajectoire sont sélectionnés pour obtenir le signal focalisé. En effet, le signal est supposé être stationnaire sur le tronçon puisque la vitesse du drone n'est pas très élevée. Les harmoniques faibles et forts sont bien visibles avec le modèle mais moins avec le signal focalisé. Les harmoniques forts sont également moins nombreux et décroissent plus vite en amplitude avec le signal focalisé.

### 3.1.2 Présence d'une source statique

Les simulations présentées dans cette section permettent de tester l'approche avec l'utilisation de la représentation dans le plan temps-fréquence (RTF) et de la comparer avec l'approche classique, c'est-à-dire le beamforming sans aucun filtrage des signaux captés. Une première position du drone est simulée à  $(0^\circ, 45^\circ)$  et à une distance de 10

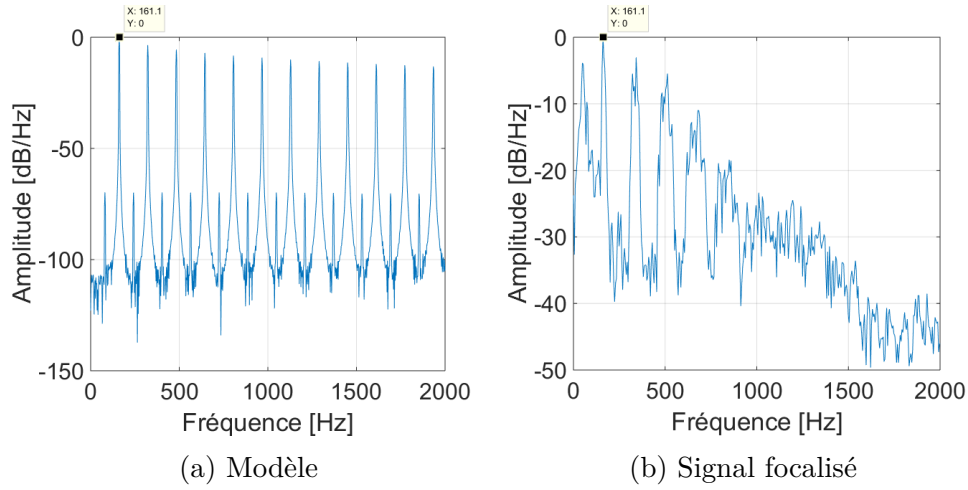


FIGURE 3.2 – Densités spectrales de puissance du signal de drone simulé et du signal de drone focalisé.

mètres de l'antenne initiale. La résolution angulaire choisie est de  $4^\circ$  en azimut et  $2^\circ$  en élévation. La fréquence fondamentale du drone est de 80.6 Hz. Une deuxième position est simulée à  $(100^\circ, 70^\circ)$  avec les mêmes autres paramètres. La Figure 3.3 montre l'énergie obtenue en effectuant le beamforming classique dans le plan azimut/élévation pour les deux positions considérées en utilisant le modèle et le signal focalisé ainsi que l'énergie obtenue avec la RTF en utilisant le modèle et 5 harmoniques. La carte d'énergie résultant de la RTF étant la même avec le modèle et le signal focalisé, une seule carte est montrée. Ces figures montrent des cartes d'énergie similaires entre les différentes configurations. Il y a tout de même légèrement plus d'énergie avec le beamforming utilisant le signal focalisé et le beamforming avec la RTF. Il est également intéressant de voir les cartes d'énergie en sélectionnant uniquement un harmonique. Les Figures 3.4 et 3.5 présentent l'énergie du beamforming avec la RTF en prenant à chaque fois un harmonique pour les deux positions vues précédemment. On peut voir qu'en augmentant la fréquence des harmoniques pris en compte, la largeur du lobe principal est de plus en plus petite et qu'il y a de plus en plus de lobes secondaires. Le choix de l'harmonique considéré est donc important pour la localisation. Avec un harmonique de haute fréquence, la largeur de lobe est très petite avec beaucoup de lobes secondaires assez proches. Il y a donc plus de chances de localiser le mauvais lobe.

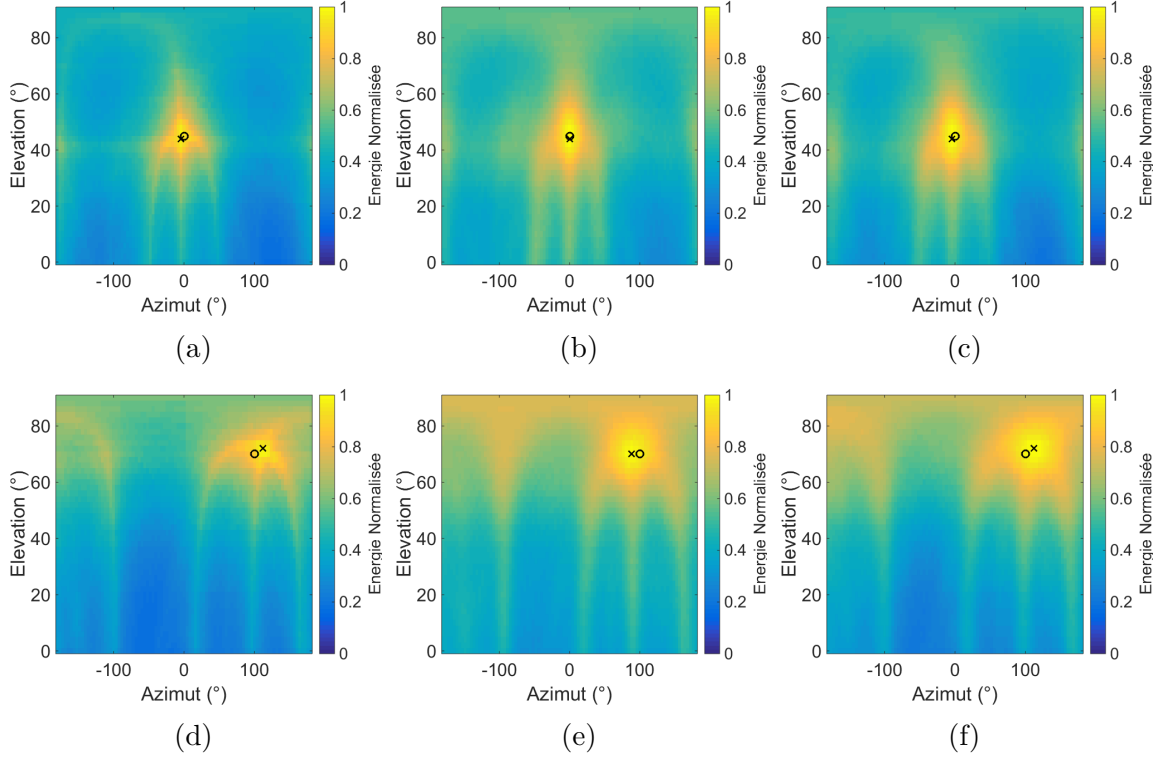


FIGURE 3.3 – Énergies dans le plan azimut/élévation avec deux configurations : une source placée à  $(0^\circ, 45^\circ)$  (première ligne), et une source placée à  $(100^\circ, 70^\circ)$  (deuxième ligne). La première colonne correspond au beamforming classique avec le modèle, la deuxième colonne au beamforming classique avec le signal focalisé, et la dernière colonne au beamforming avec la RTF. Les ronds correspondent aux positions réelles des sources et les croix correspondent aux maxima d'énergie.

### 3.1.3 Courbes de performances

Afin d'éprouver la robustesse de l'approche proposée, des simulations ont été effectuées avec une source simulée avec le signal focalisé, placée à  $(0^\circ, 45^\circ)$  et en faisant varier le RSB. Plusieurs simulations sont réalisées avec deux situations, premièrement en prenant uniquement 1 harmonique ( $2 * f_0$ ) dans la RTF, puis en prenant 5 harmoniques ( $2 * f_0, 4 * f_0, 6 * f_0, 8 * f_0, 10 * f_0$ ). Ces deux séries de simulations sont comparées à la méthode du BSPFT. La Figure 3.6 montre les résultats obtenus, 50 sources sont simulées et le résultat affiché est la moyenne de toutes ces réalisations. On peut voir en azimut une erreur nulle jusqu'à environ 10 dB en ne prenant qu'un harmonique dans la RTF, jusqu'à -6 dB pour le DSB classique et le BSPFT avec une augmentation de l'erreur plus rapide. L'erreur de l'approche RTF commence à s'élever à partir de -14 dB de RSB. En élévation,

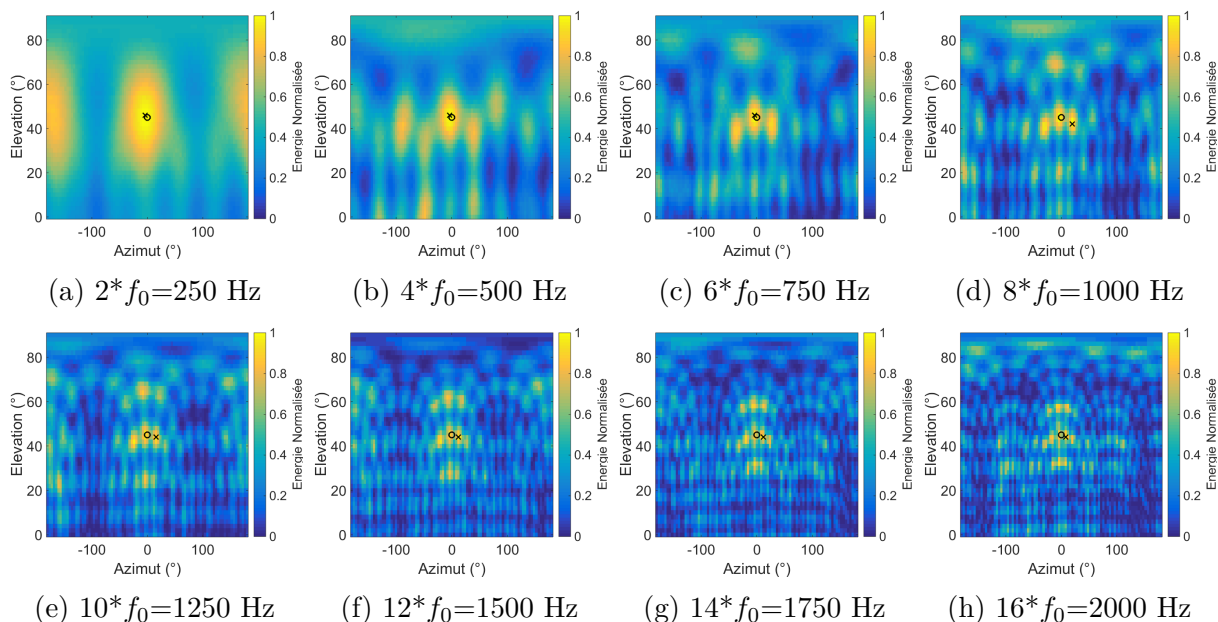


FIGURE 3.4 – Énergie du beamforming avec la représentation temps-fréquence dans le plan azimut/élévation pour une source placée à  $(0^\circ, 45^\circ)$  en prenant en compte les harmoniques pairs de 2 à 16.

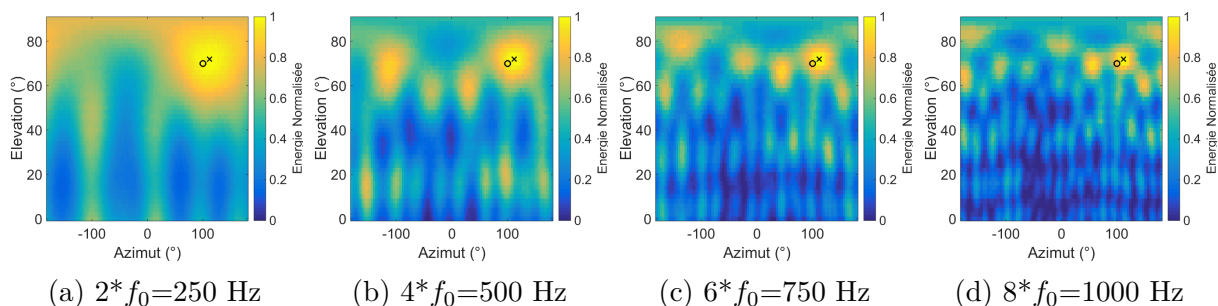


FIGURE 3.5 – Énergie du beamforming avec la représentation temps-fréquence dans le plan azimut/élévation pour une source placée à  $(100^\circ, 70^\circ)$  en prenant en compte les harmoniques 2 (a), 4 (b), 6 (c), et 8 (d).

l'erreur est de  $1^\circ$  jusqu'à 10 dB pour l'approche RTF avec 1 harmonique, jusqu'à -2 dB pour le BSPFT, -6 dB pour le DSB classique, et -14 dB pour l'approche RTF avec 5 harmoniques. Ces résultats montrent donc que la sélection de plus d'harmoniques permet d'avoir une meilleure robustesse face au bruit. La sélection d'harmoniques en sortie de beamforming permet également une meilleure robustesse face au bruit par rapport au pré-filtrage harmonique des signaux, celui-ci ayant une performance assez proche du beamforming classique. Des simulations ont également été lancées pour voir l'influence

du nombre d'harmoniques choisi dans la RTF. Les mêmes conditions sont utilisées pour les simulations et les résultats sont montrés à la Figure 3.7. Ces simulations montrent des erreurs très proches entre 5 harmoniques et 10 harmoniques. En prenant 20 harmoniques, les performances se dégradent et se rapprochent du beamforming classique. La configuration qui permet une meilleure performance en azimuth et en élévation est en prenant 5 harmoniques dans la RTF.

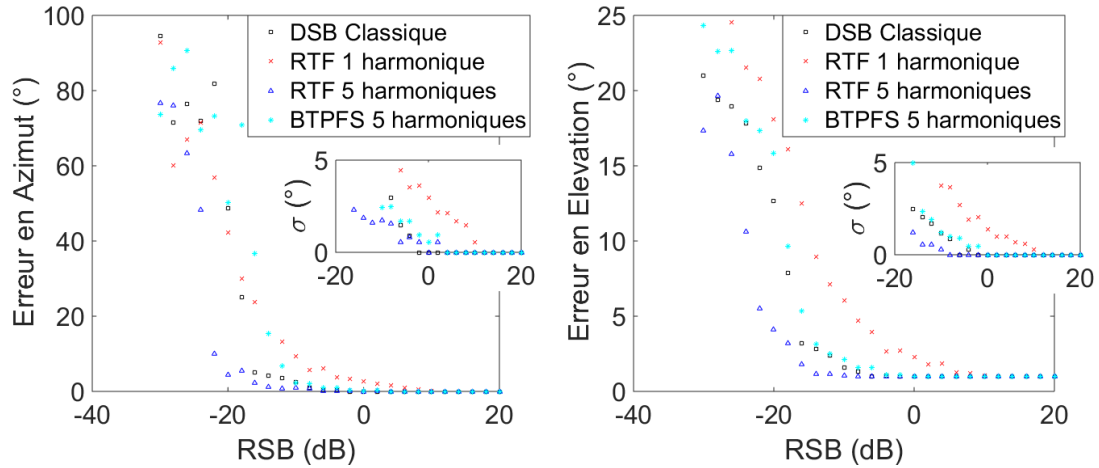


FIGURE 3.6 – Évolution de l'erreur en azimuth et de l'erreur en élévation en fonction du RSB pour une source à  $(0^\circ, 45^\circ)$  pour la méthode classique, l'approche RTF en prenant 1 harmonique ( $2 * f_0$ ), 5 harmoniques ( $2 * f_0, 4 * f_0, 6 * f_0, 8 * f_0, 10 * f_0$ ) et avec le BSPFT. Ecart-type  $\sigma$  correspondant aux trois méthodes utilisées.

### 3.1.4 Présence de deux sources statiques

Les simulations qui suivent montrent le comportement de l'approche avec la RTF en présence de deux sources en simultanée. Les deux sources sont distantes de 10 mètres par rapport à l'antenne, la première source est placée à  $(0^\circ, 45^\circ)$  et l'autre à  $(100^\circ, 70^\circ)$ . Les deux sources possèdent des contenus spectraux différents. La première source possède une fréquence fondamentale de 150 Hz et la deuxième de 175 Hz. La Figure 3.8 montre l'énergie du beamforming en prenant en compte différents contenus spectraux. La première carte d'énergie avec l'approche classique montre deux lobes correspondant aux deux sources présentes avec une assez bonne précision. La deuxième carte montre l'énergie en prenant 5 harmoniques de chaque source. Les deux lobes sont toujours présents mais la précision est meilleure pour la source placée à  $(0^\circ, 45^\circ)$ . Les troisième et quatrième cartes

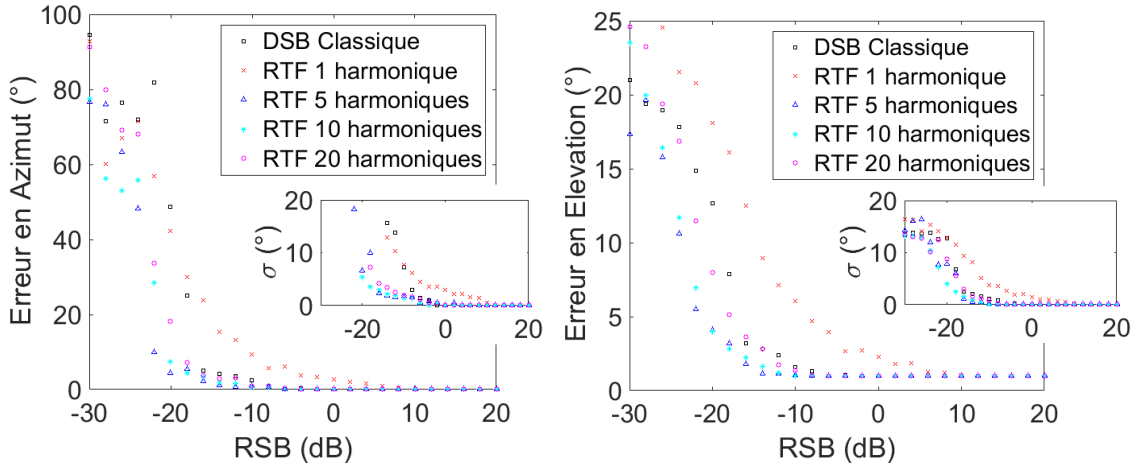


FIGURE 3.7 – Évolution de l’erreur en azimuth et de l’erreur en élévation en fonction du RSB pour une source à  $(0^\circ, 45^\circ)$  pour la méthode classique, l’approche RTF en prenant 1 harmonique ( $2 * f_0$ ), 5 harmoniques ( $2 * f_0, 4 * f_0, 6 * f_0, 8 * f_0, 10 * f_0$ ), 10 harmoniques et 20 harmoniques. Ecarts-typ  $\sigma$  correspondant aux cinq configurations utilisées.

montrent l’énergie en prenant cette fois 5 harmoniques d’une seule source. Il y a toujours une meilleure précision pour la première source. La dernière carte montre une précision similaire mais avec plus d’énergie au niveau du lobe principal. Ces cartes montrent qu’il est possible de séparer deux sources en connaissant leurs contenus spectraux.

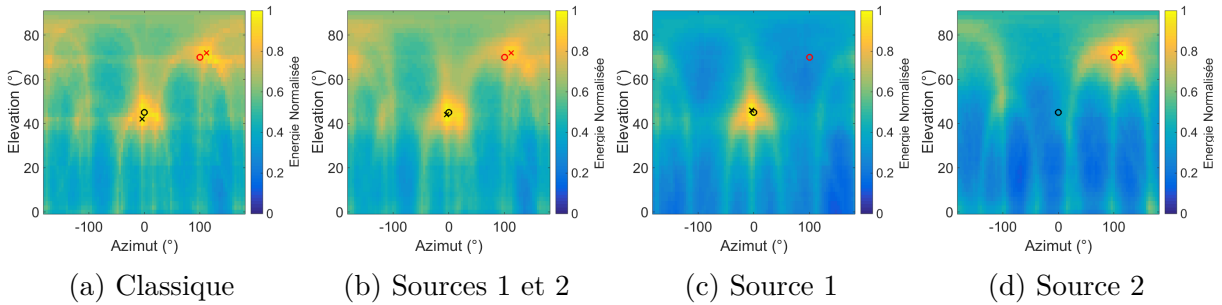


FIGURE 3.8 – Énergie du beamforming dans le plan azimuth/élévation pour deux sources  $(0^\circ, 45^\circ)$   $(100^\circ, 70^\circ)$  (a) avec l’approche classique, (b) avec la RTF en prenant en compte 5 harmoniques des deux sources, (c) en prenant en compte 5 harmoniques de la source 1, (d) en prenant en compte 5 harmoniques de la source 2.

### 3.1.5 Présence d'une source mobile

Il est maintenant intéressant de voir le comportement de la méthode avec une source en mouvement. Pour cela, une trajectoire a été choisie où le drone commence au sol, s'élève puis redescend, tout cela avec une modulation en azimut décroissante (voir Figures 3.9 et 3.10). Le but de la modulation en azimut est de voir si la méthode permet de suivre ces variations. Un contenu spectral est également choisi et est visible à la Figure 3.9. Il possède aussi une modulation en fréquence pour voir la performance du suivi de fréquence fondamentale et pour se rapprocher d'un cas avec un moteur ayant une vitesse fluctuante. Les points rouges correspondent aux détections de fréquences fondamentales. Pour les cas précédents, la fréquence était supposée connue. Dans ce cas, la localisation est effectuée par tronçons et pour chaque tronçon, un algorithme de suivi de fréquence fondamentale est utilisé pour détecter cette fréquence. L'algorithme utilisé est la corrélation spectrale harmonique, il est détaillé dans le chapitre suivant. On peut voir que le suivi de la fréquence fondamentale est bien réalisé. La localisation est réalisée sur des tronçons de 5000 points, le beamforming et la corrélation spectrale harmonique avec 4096 points.

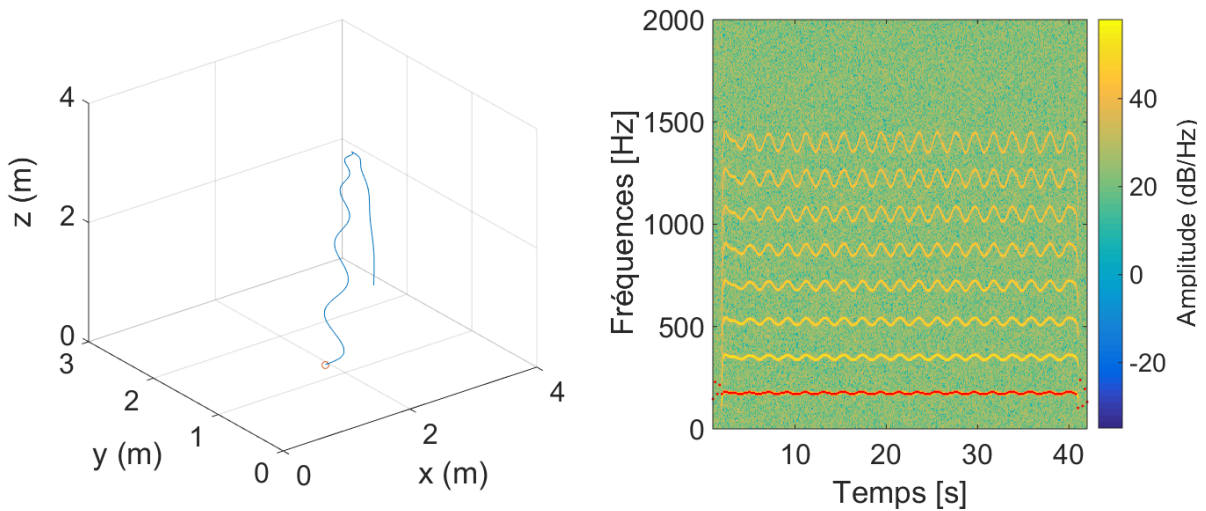


FIGURE 3.9 – Trajectoire utilisée pour la simulation d'une source en mouvement (à gauche) et spectrogramme de la source (à droite). Les points rouges représentent les fréquences fondamentales détectées avec la corrélation spectrale harmonique.

Les résultats de localisation pour le beamforming classique et la RTF en prenant 5 harmoniques, sont montrés à la Figure 3.10. Un certain écart est visible en azimut par rapport à la position de la source simulée, mais les estimations suivent globalement les fluctuations de la source. En élévation, la localisation est plus précise pour les deux mé-

	Azimut $\varphi$ (°)		Elevation $\theta$ (°)	
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
DSB Classique	1.8	0.8	1.1	0.7
RTF avec 5 harmoniques	1.7	0.8	1.1	0.7

TABLE 3.1 – Moyenne ( $\mu$ ) et écart-type ( $\sigma$ ) des erreurs d'estimation en azimut ( $\varphi$ ) et en élévation ( $\theta$ )

thodes. La Table 3.1 montre les erreurs moyennes et écarts-types en azimut et en élévation. Il y a une légère amélioration de l'erreur moyenne en azimut pour la RTF par rapport au DSB classique mais les résultats sont très proches. Ces simulations montrent donc qu'il est possible de suivre une source en mouvement en utilisant uniquement quelques informations spectrales pertinentes de la source.

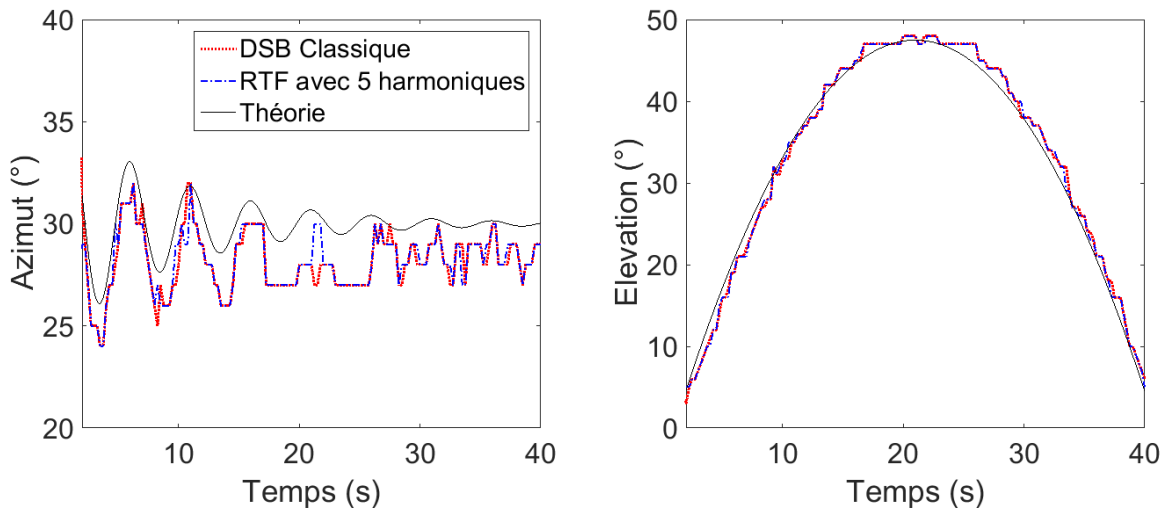


FIGURE 3.10 – Évolution de l'azimut et de l'élévation en fonction du temps pour le DSB et la RTF en prenant 5 harmoniques dans le cas d'une source en mouvement.

### 3.1.6 Comparaison avec différentes approches

Plusieurs approches d'estimation de la direction d'arrivée d'une source ont été présentées dans le chapitre 1. Parmi ces méthodes, trois ont été choisies pour les comparer avec l'approche RTF. Ces trois méthodes sont le BSPFT, l'approche SRP-PHAT, et la déconvolution avec DAMAS. Des signaux ont été simulés comme à la section précédente

	Azimut $\varphi$ (°)		Elevation $\theta$ (°)	
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
DSB Classique	1.8	<b>0.7</b>	1.2	0.8
RTF avec 5 harmoniques	<b>1.5</b>	<b>0.7</b>	1.1	0.8
BSPFT	1.9	0.8	<b>1</b>	<b>0.7</b>
SRP-PHAT	7.9	16.1	5.1	6
DAMAS	1.8	0.8	1.2	0.8

TABLE 3.2 – Moyenne ( $\mu$ ) et écart-type ( $\sigma$ ) des erreurs d'estimation en azimut ( $\varphi$ ) et en élévation ( $\theta$ )

avec la même trajectoire mais avec un contenu spectral différent. Dans les simulations précédentes, seulement une raie était présente, correspondant à une série harmonique et donc à un drone ayant ses quatre moteurs tournant à la même vitesse. Pour ces simulations, deux raies sont présentes, correspondant à un drone qui va dans une direction avec deux moteurs ayant une même vitesse et les deux autres une vitesse différente. Les variations fréquentielles sont également plus faibles, se rapprochant plus de mouvements progressifs. Le spectrogramme d'un signal simulé est montré à la Figure 3.11. Des tronçons de 5000 points sont également utilisés pour toutes les méthodes. Les approches RTF et BSPFT sont utilisées avec 5 harmoniques et une résolution de  $(1^\circ, 1^\circ)$ . La déconvolution est réalisée avec 500 itérations, une résolution de  $(4^\circ, 2^\circ)$ , et en utilisant une seule fréquence :  $f_{pp}$  pour le calcul de la matrice  $\mathbf{A}$  à inverser. La déconvolution est réalisée sur la cartographie donnée par la RTF en prenant 5 harmoniques. L'approche SRP-PHAT est utilisée avec 4096 points et une résolution de  $(4^\circ, 2^\circ)$ . Les résultats de localisation pour les différentes méthodes comparées sont présentés à la Figure 3.12. Toutes les méthodes donnent des estimations en azimut et élévation proches de la position théorique avec beaucoup de fluctuations pour l'approche SRP-PHAT. Les résultats en azimut sont assez similaires entre le DSB classique, le BSPFT, et la déconvolution. L'approche RTF montre tout de même un suivi plus précis de la trajectoire en azimut. En élévation, les résultats sont quasiment similaires. La table 3.2 montre les erreurs moyennes et écarts-types en azimut et élévation pour les méthodes testées. Les méthodes montrent des résultats très proches sauf pour la méthode SRP-PHAT.

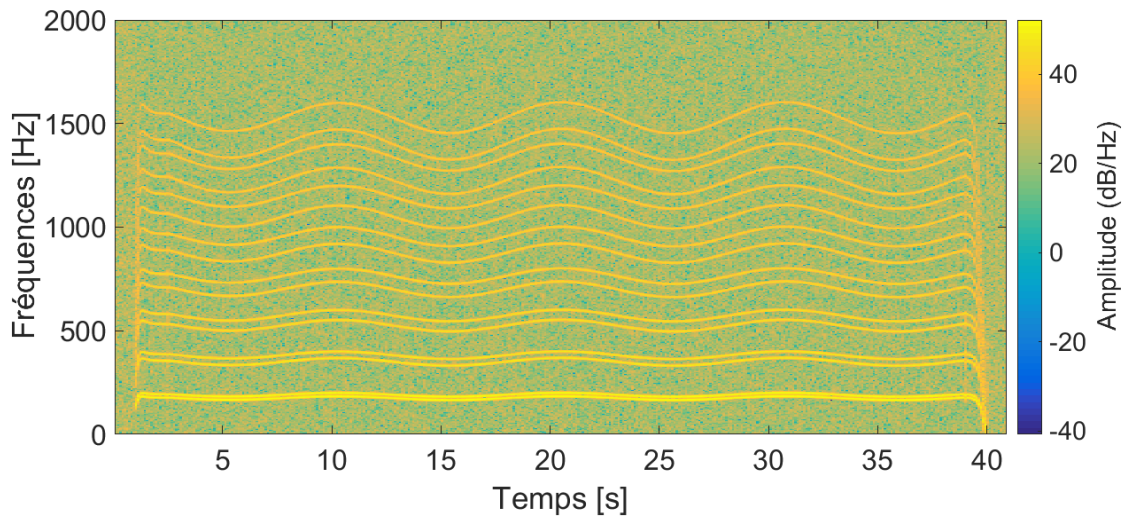


FIGURE 3.11 – Spectrogramme d'un signal simulé avec 2 raies moteurs utilisé pour comparer différentes méthodes.

## 3.2 Conclusion

Dans ce chapitre, une approche de localisation basée sur le beamforming temporel a été présentée. Cette approche permet de prendre en compte la signature acoustique du drone grâce à une représentation du signal focalisé dans le domaine temps-fréquence. Cette représentation temps-fréquence permet de sélectionner le contenu fréquentiel pour calculer une énergie et ainsi obtenir une carte d'énergie des différentes directions de l'espace. Cette approche a été testée sur des signaux simulés ainsi qu'un signal de mesure focalisé. Plusieurs cas de sources ont été traités, des sources statiques et des sources en mouvement. Le cas de la présence de deux sources a également été abordé et a montré qu'il est possible de séparer deux sources ayant des contenus spectraux différents. La robustesse de l'approche a été évaluée avec des signaux simulés avec différents RSB et montre une amélioration par rapport au beamforming classique. Enfin, l'approche a été comparée avec d'autres méthodes sur des signaux simulés.

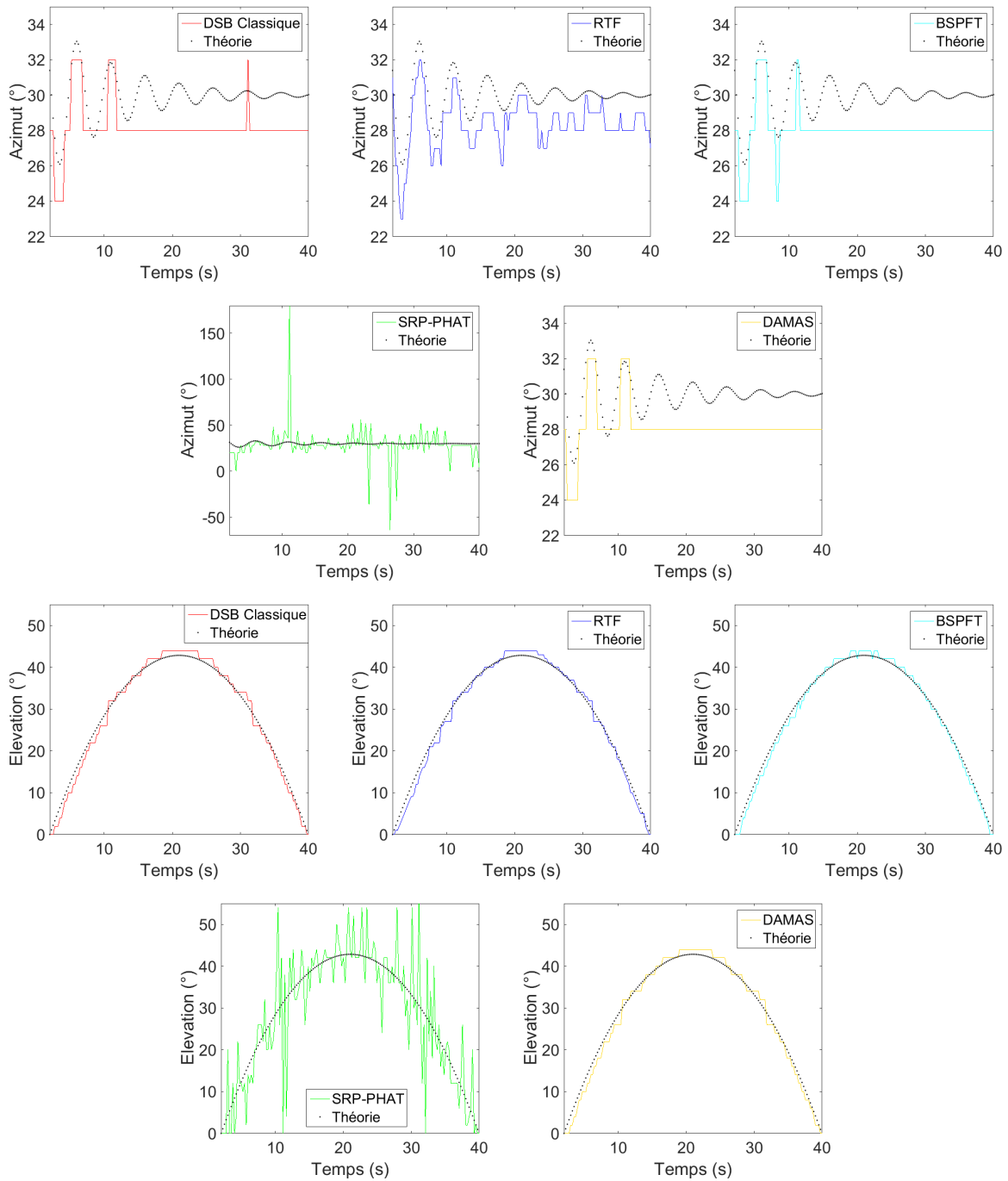


FIGURE 3.12 – Évolution de l'azimut et de l'élévation en fonction du temps pour différentes méthodes : DSB, RTF et BTPFS avec 5 harmoniques, et SRP-PHAT, dans le cas d'une source simulée en mouvement.



# EXPÉRIMENTATIONS AVEC DIFFÉRENTES MÉTHODES DE LOCALISATION

---

Ce chapitre présente les résultats de l'approche RTF (Représentation temps-fréquence) sur des mesures expérimentales. Deux algorithmes de détection de fréquence fondamentale sont d'abord comparés afin d'obtenir l'information de cette fréquence particulière associée à la série harmonique du drone. La sélection du contenu dans la représentation temps-fréquence est ensuite abordée. Plusieurs trajectoires sont présentées et utilisées pour trouver les bons paramètres d'utilisation de la RTF. Le cas de trajectoires plus complexes est ensuite abordé avec des sources perturbatrices. Des mesures avec une antenne optimisée dans le chapitre 2 sont également comparés avec l'antenne initialement utilisée. Pour finir, la limite de distance pour laquelle l'estimation de la direction d'arrivée est toujours possible est évaluée ainsi que le temps de calcul de l'approche RTF. Les mesures présentées dans ce chapitre sont issues de plusieurs campagnes de mesures. La première série de mesures a été effectuée par T. Blanchard et concerne les trajectoires jusqu'à la section 4.3.2.1. Le reste des résultats présentés proviennent de deux campagnes de mesures effectuées dans le cadre de cette thèse. La Table A.1 reprend l'ensemble des mesures présentées ainsi que plusieurs détails les concernant.

## 4.1 Détection de la fréquence fondamentale

Dans l'approche présentée dans le chapitre précédent, l'information de la fréquence de passage de pales du drone était nécessaire pour choisir le contenu fréquentiel pour le calcul d'énergie. Dans cette partie, deux algorithmes pour trouver la fréquence de passage des pales seront étudiés et comparés. Ces méthodes ont été décrites et expliquées dans la partie 1.4.

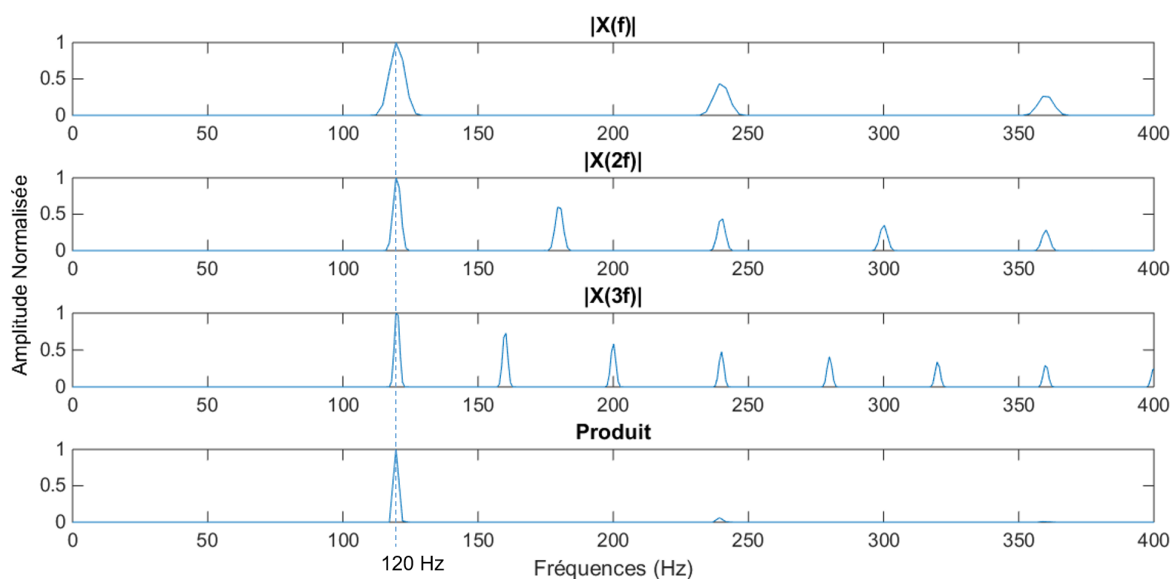


FIGURE 4.1 – Spectres compressés d’une portion d’un signal de drone simulé pour le calcul du HPS avec une fréquence fondamentale de 120 Hz.

#### 4.1.1 Produit Spectral Harmonique (Harmonic Product Spectrum)

Afin d’illustrer le fonctionnement de la méthode, un signal de drone a été simulé à une fréquence de passage des pales de 120 Hz. La Figure 4.1 illustre les spectres compressés ainsi que le produit HPS obtenu pour ce signal de drone. On peut voir la décroissance des harmoniques ainsi que le phénomène de compression qui rapproche les raies à chaque compression. Le produit de ces spectres donne bien un candidat de  $f_0$  près de 120 Hz.

Deux signaux d’un drone DJI enregistrés en extérieur sont utilisés pour tester l’algorithme. Pendant le premier enregistrement, le drone parcourt une trajectoire verticale où il monte jusqu’à environ 3 m puis redescend. La deuxième mesure est réalisée de la même manière avec cette fois une hauteur d’environ 4 m. La Figure 4.2 montre les spectrogrammes des deux signaux expérimentaux avec les estimations de la fréquence fondamentale. L’algorithme HPS est lancé toutes les 250 ms en utilisant 4 compressions et 4096 points pour le calcul du spectre. Il permet un bon suivi de la fréquence fondamentale pour ces signaux même s’il y a quelques perturbations du signal comme pour le deuxième signal vers 29 s.

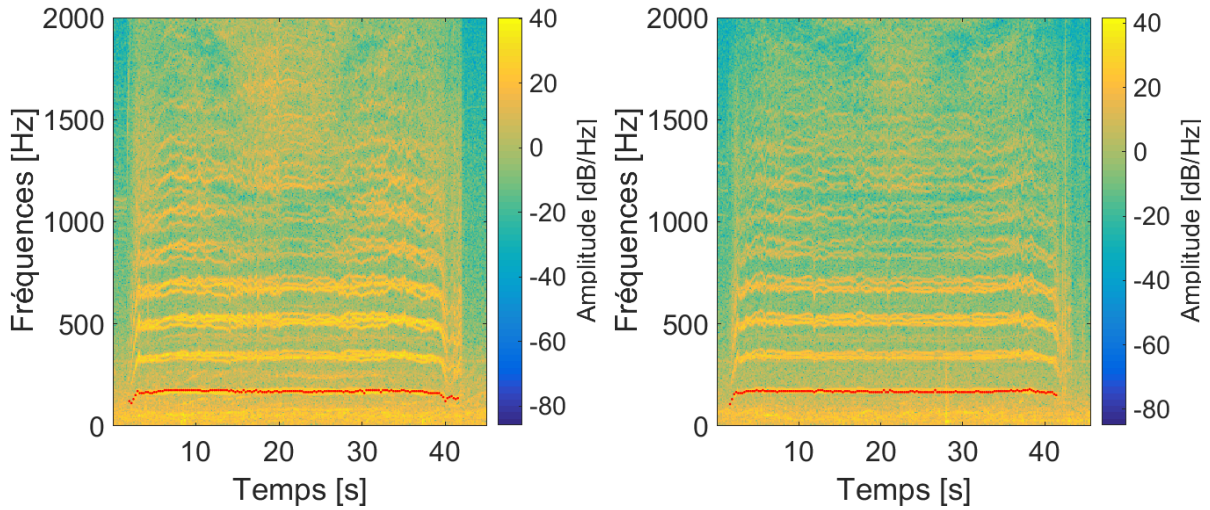


FIGURE 4.2 – Spectrogrammes des deux signaux de drone mesurés en extérieur avec les estimations de la fréquence fondamentale en utilisant l’algorithme HPS (points rouges). Les fréquences fondamentales sont autour de 175 Hz.

#### 4.1.2 Corrélation Spectrale Harmonique (Spectral Harmonic Correlation)

Un signal de drone a également été simulé pour illustrer cet algorithme avec une fréquence de passage des pales de 120 Hz. La sélection de la fréquence fondamentale candidate se fait ici en prenant le maximum de la corrélation spectrale harmonique calculée directement sur le signal de drone. Comme dans [48], les paramètres  $L_w = 40$  Hz et  $N_H = 3$  permettent une bonne estimation de la fréquence fondamentale. La figure 4.3 illustre la densité spectrale de puissance (DSP) d’un tronçon d’un signal de drone simulé ainsi que la corrélation spectrale harmonique calculée. L’estimation obtenue correspond bien à la fréquence fondamentale visible sur la DSP. La figure 4.4 montre les spectrogrammes des deux signaux de drone mesurés avec les estimations de la fréquence fondamentale obtenue avec la corrélation spectrale harmonique. L’algorithme est calculé toutes les 250 ms en utilisant 4 harmoniques et 4096 points pour le calcul du spectre. Cet algorithme permet une très bonne précision des estimations même si les deux signaux mesurés sont bruités.

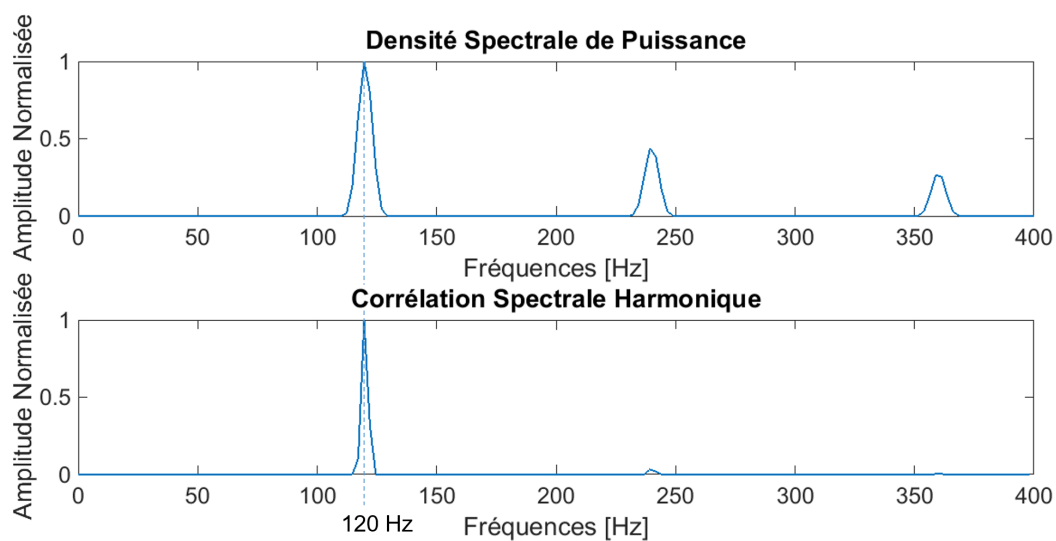


FIGURE 4.3 – Densité Spectrale de Puissance d’une portion de signal simulé (en haut) et la corrélation spectrale harmonique associée (en bas).

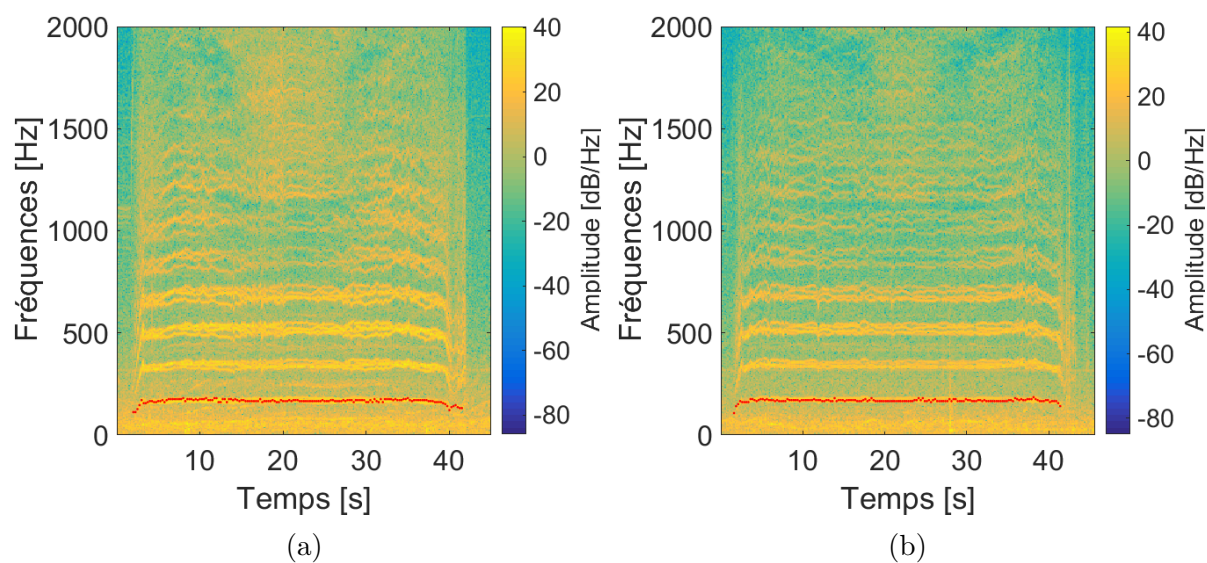


FIGURE 4.4 – (a) Spectrogrammes des premier (a) et deuxième (b) signaux de drone mesuré en extérieur avec les estimations de la fréquence fondamentale en utilisant la corrélation spectrale harmonique (points rouges).

### 4.1.3 Comparaison des deux outils pour le suivi de la fréquence fondamentale

Afin de comparer ces deux méthodes de suivi de la fréquence fondamentale, plusieurs simulations ont été réalisées. Les paramètres pouvant faire varier les performances du suivi sont le rapport signal sur bruit ainsi que le nombre d'échantillons temporels utilisés pour calculer les spectres. Pour ces simulations, on utilise un signal de drone obtenu avec l'équation (3.1). Le drone est à un azimut de  $0^\circ$  et une élévation de  $45^\circ$ , à une distance de 10 m de l'antenne. La fréquence de passage des pales utilisée est  $f_{pp}=175$  Hz. Un bruit blanc Gaussien est ajouté au signal de manière à faire varier le rapport signal sur bruit entre -20 dB et 20 dB. Le premier groupe de simulations est réalisé avec 2048 points ( $\sim 1$  estimation toutes les 102 ms), le deuxième avec 4096 points ( $\sim 1$  estimation toutes les 205 ms) et le troisième avec 8192 points ( $\sim 1$  estimation toutes les 410 ms). La Figure 4.5 présente les résultats obtenus pour les simulations avec les différents nombres de points utilisés pour les spectres. Pour chaque point des graphes, 100 signaux sont simulés et pour chaque signal simulé une estimation de la fréquence fondamentale est réalisée, la moyenne de ces estimations donne la valeur affichée sur les graphes. On peut voir que pour le premier graphe, la fréquence fondamentale est bien estimée jusqu'à -14 dB de RSB pour toutes les configurations. Pour un RSB plus faible, la méthode SHC donne de meilleurs résultats. Lorsque le nombre de points est augmenté, on peut remarquer un gain de 3 dB de RSB à chaque fois. Ces simulations permettent de voir la robustesse de ces méthodes face au bruit et également de voir le nombre d'harmoniques qu'il faut prendre selon les situations. Pour un RSB supérieur à -14 dB, il n'y a pas de différence de performances si l'on prend 3 ou 4 harmoniques pour les deux méthodes. Pour la suite, la méthode de corrélation spectrale sera utilisée car elle possède une meilleure performance dans le cas de signaux assez bruités.

## 4.2 Sélection du contenu fréquentiel pour le calcul d'énergie

### 4.2.1 Choix de la largeur de bande autour d'un harmonique

La détection de la fréquence fondamentale permet de sélectionner un contenu fréquentiel pour calculer l'énergie associée à chaque angle comme indiqué dans le synopsis de

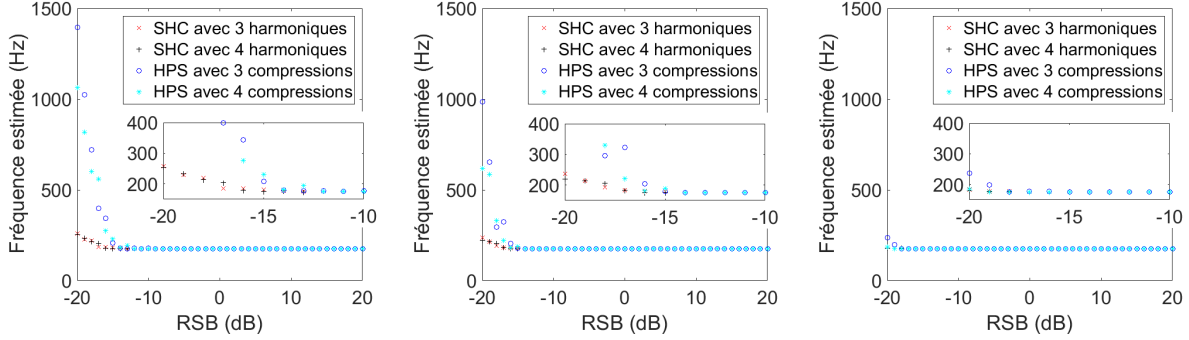


FIGURE 4.5 – Évolution de l'estimation de la fréquence fondamentale en fonction du RSB pour les deux méthodes avec 2048 points (a) 4096 points (b) et 8192 points (c).

la Figure 3.1. L'algorithme de suivi de la fréquence fondamentale choisi est celui de la corrélation spectrale harmonique. On peut remarquer à la Figure 4.4 que plusieurs raies sont présentes correspondant aux différents moteurs tournant à des vitesses légèrement différentes. La fréquence fondamentale estimée correspond donc à la fréquence du moteur qui est le plus présent. Les estimations passent d'un moteur à l'autre et donc d'une raie à l'autre suivant les conditions de vol du drone.

Pour sélectionner le contenu fréquentiel dans la RTF, une largeur de bande fréquentielle autour de chaque harmonique est utilisée. Cette largeur peut être définie comme étant indépendante de l'harmonique à sélectionner ou dépendante de la fréquence de l'harmonique comme dans le cas des filtres passe-bande avec un facteur de qualité. Le facteur de qualité est défini avec l'équation (4.1). La table 4.1 montre la valeur des facteurs de qualité maximum que l'on peut avoir en fonction de la résolution fréquentielle et donc du nombre de points utilisés pour la FFT dans la RTF.

$$Q = \frac{f_{pp}}{\Delta f}. \quad (4.1)$$

La Figure 4.6 montre le spectrogramme du premier signal de drone mesuré en extérieur avec les largeurs de bandes sélectionnées en fonction de différents facteurs de qualité. De la même manière, la Figure 4.7 montre les largeurs de bandes constantes équivalentes sélectionnées. On peut ainsi choisir de prendre toutes les raies moteur ou uniquement une raie suivant le facteur de qualité et le type de largeur de bande choisi.

La Figure 4.8 montre l'évolution de l'azimut et de l'élévation au cours du temps pour le beamforming classique et pour le premier signal de mesure. Les estimations sont réalisées sur des tronçons de 5000 points avec 4096 points pour le beamforming et une résolution de

Nfft	16384	8192	4096	2048	1024
Durée (s)	0.82	0.4	0.2	0.1	0.05
Résolution (Hz)	1.22	2.44	4.88	9.76	19.53
$\Delta f_{min}$ (Hz)	3	5	10	20	40
$Q_{max}$ (f=100 Hz)	33	20	10	5	2.5
$Q_{max}$ (f=150 Hz)	50	30	15	7.5	3.75
$Q_{max}$ (f=200 Hz)	66	40	20	10	5

TABLE 4.1 – Valeurs des facteurs de qualité maximum en fonction de la fréquence et de la résolution fréquentielle.

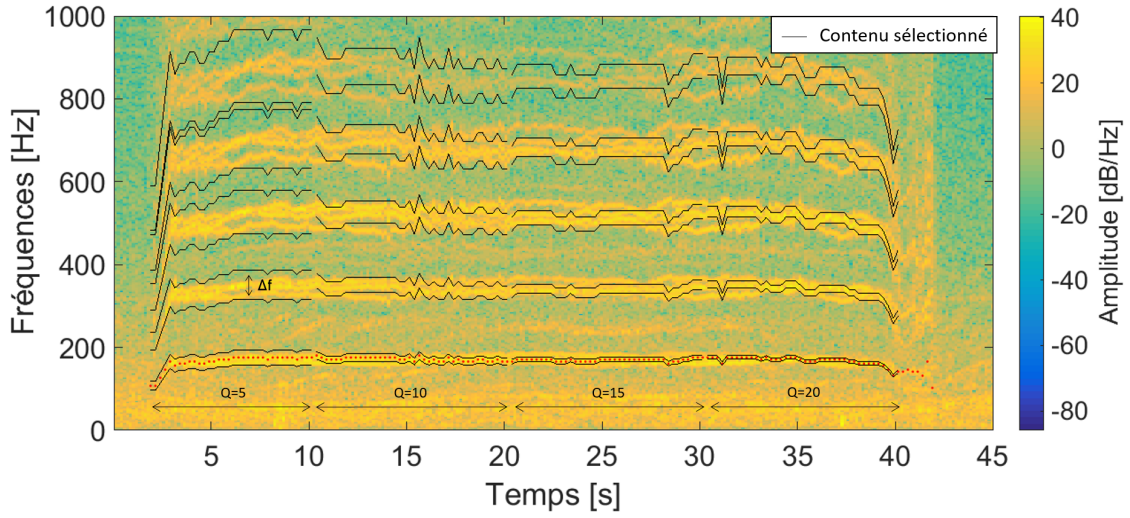


FIGURE 4.6 – Spectrogramme du premier signal de drone mesuré en extérieur avec les différents contenus sélectionnés en fonction du facteur de qualité.

(1°, 1°). Les estimations suivent globalement les données du GPS embarqué sur le drone avec des biais plus importants en azimuth, particulièrement vers la fin de la trajectoire.

Les figures 4.9 et 4.10 montrent la comparaison des résultats de localisation en azimuth et en élévation pour la largeur de bande fréquentielle constante ( $\Delta f = 35$  Hz et  $\Delta f = 17.5$  Hz) et celle dépendant de la fréquence centrale ( $Q=5$  et  $Q=10$ ). Ces résultats sont comparés avec l'approche BSPFT dans [60]. La table 4.2 donne les erreurs moyennes et écarts-types des différentes configurations correspondant aux figures 4.8, 4.9 et 4.10, ainsi que les configurations de la RTF avec  $Q=20$  et  $\Delta f = 8.75$  Hz. Les résultats montrent avec la RTF une amélioration de l'azimut et une légère augmentation de l'erreur d'élévation pour toutes les configurations. Les meilleurs compromis sont obtenus avec la RTF et  $\Delta f = 35$  Hz ou  $Q = 5$  Hz. Les différentes configurations présentées montrent des résultats assez

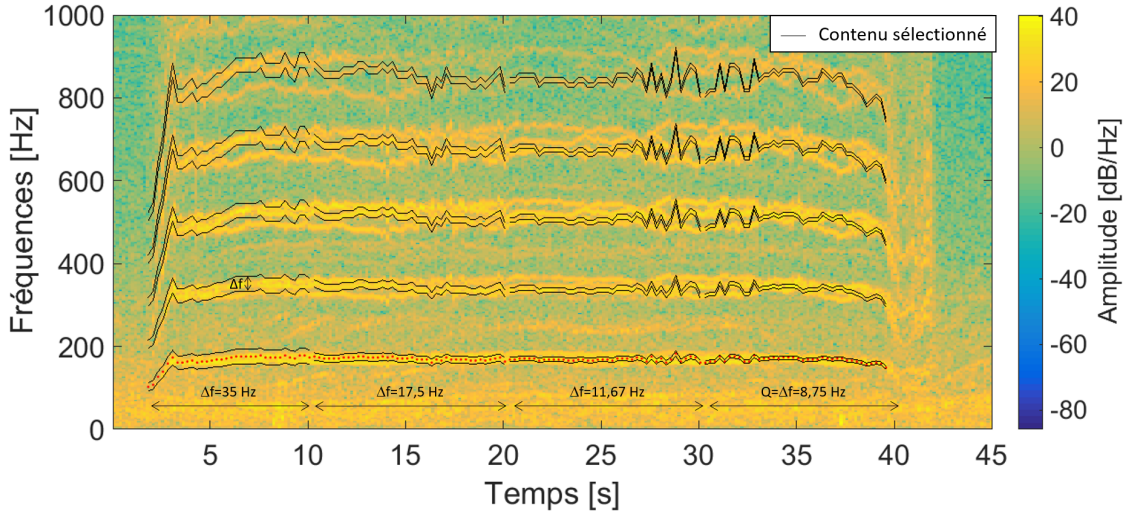


FIGURE 4.7 – Spectrogramme du premier signal de drone mesuré en extérieur avec les différents contenus sélectionnés avec les largeurs de bande constantes.

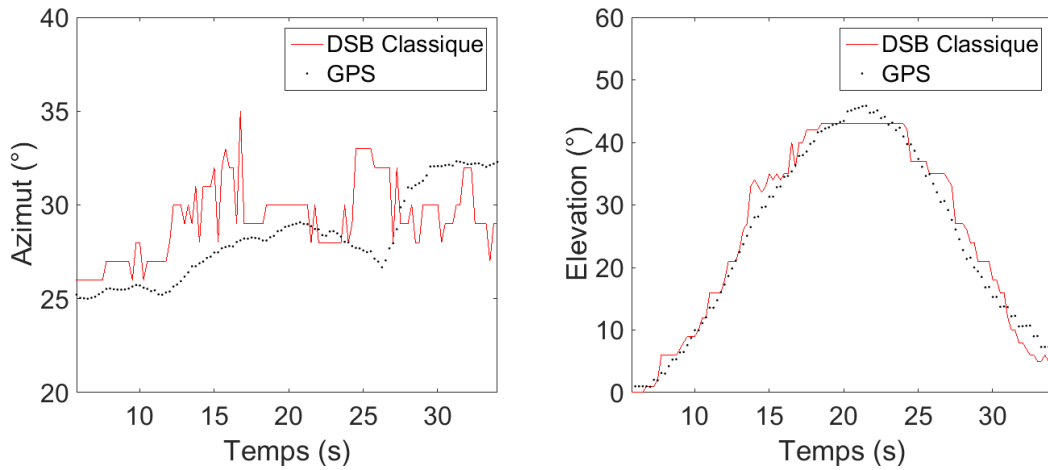


FIGURE 4.8 – Évolution de l'azimut et de l'élévation au cours du temps pour le DSB classique et pour le premier signal mesuré en extérieur.

proches.

Afin de valider ces observations, une autre trajectoire a été considérée. Il s'agit d'une trajectoire où le drone commence au sol, s'élève à environ 2 mètres du sol, puis effectue un vol horizontal pour finir par descendre de manière verticale. La Figure 4.11 montre le spectrogramme du microphone de référence avec les fréquences  $f_{pp}$  détectées avec le SHC. La Figure 4.12 présente les estimations des azimuts et élévations au cours du temps pour le beamforming classique et plusieurs configurations de l'approche RTF. On peut

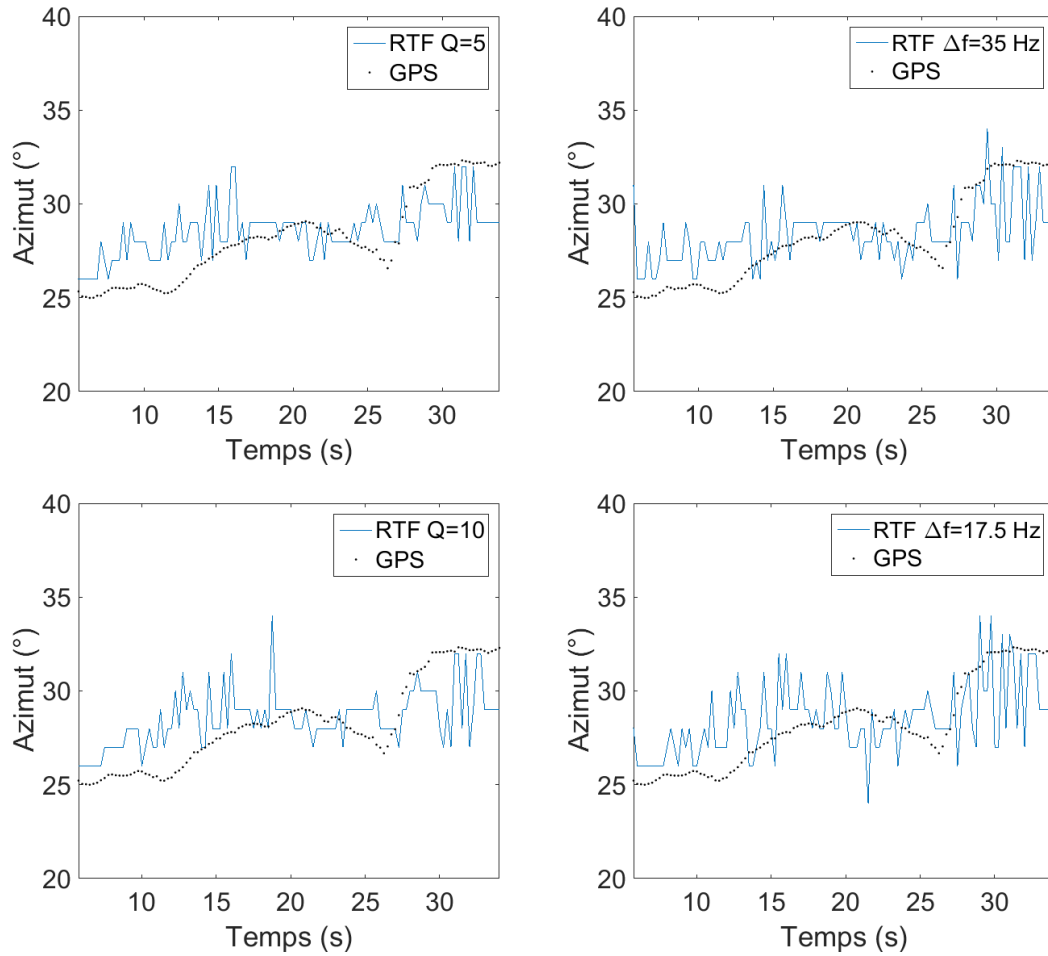


FIGURE 4.9 – Comparaison de l'évolution de l'azimut en fonction du type de largeur fréquentielle choisie pour le premier signal mesuré en extérieur.

remarquer un certain écart constant en azimut entre les données du GPS et les estimations quelles que soient les méthodes utilisées. Cet écart est dû à l'orientation de l'antenne qui n'est pas prise en compte dans le calcul des positions du drone par rapport au repère de l'antenne. En effet, les coordonnées GPS du drone sont collectées avec les coordonnées géographiques (latitude et longitude) et la position de l'antenne est également mesurée avec les coordonnées géographiques. Cependant, l'orientation de l'antenne n'a pas été mesurée. Dans le changement de repère vers celui centré sur l'antenne, l'axe  $\vec{x}$  de l'antenne est censé coïncider avec le nord géographique. Afin de corriger cet écart, les données GPS sont translatées de sorte à minimiser l'erreur par rapport aux méthodes. La Figure 4.12 montre les données GPS sans correction et avec la correction. Les résultats en azimut suivent bien la trajectoire avec tout de même un écart assez important au début jusqu'à

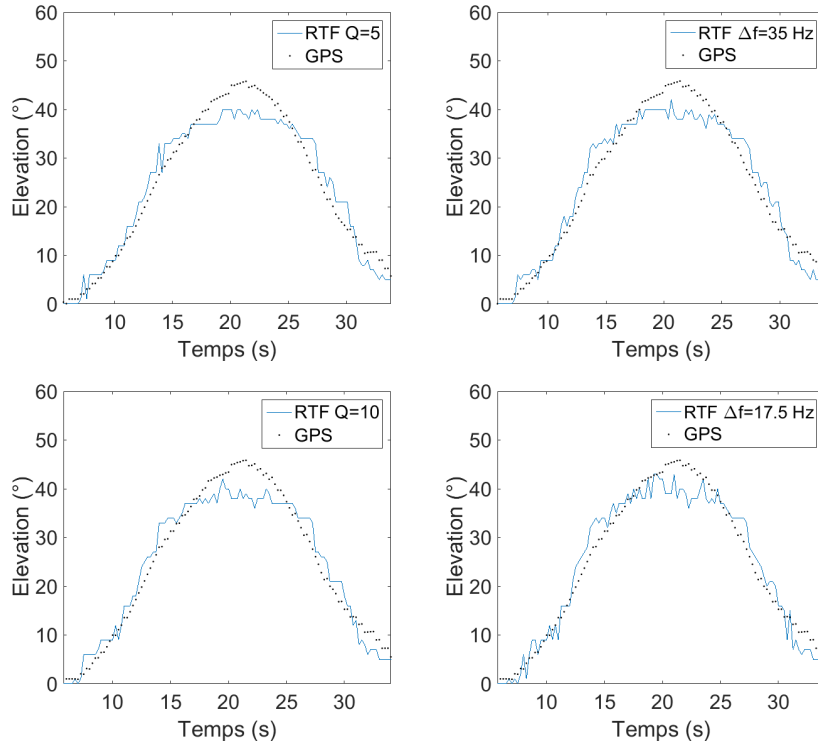


FIGURE 4.10 – Comparaison de l'évolution de l'élévation en fonction du type de largeur fréquentielle choisie pour le premier signal mesuré en extérieur.

	Azimut $\varphi$ (°)		Elevation $\theta$ (°)	
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
DSB classique	2.2	1.6	<b>1.9</b>	<b>1.5</b>
RTF : Q=5	1.6	<b>1.2</b>	2.8	1.8
RTF : $\Delta f=35$ Hz	<b>1.5</b>	1.3	2.7	1.9
RTF : Q=10	1.6	1.3	2.8	1.9
RTF : $\Delta f=17.5$ Hz	1.7	1.3	2.6	1.9
RTF : Q=20	1.8	1.5	2.7	1.9
RTF : $\Delta f=8.75$ Hz	1.9	1.8	2.6	1.9

TABLE 4.2 – Moyenne ( $\mu$ ) et écart-type ( $\sigma$ ) des erreurs d'estimation en azimut ( $\varphi$ ) et en élévation ( $\theta$ ) pour la première mesure verticale.

20 s. En élévation, le suivi est globalement bien effectué pour toutes les configurations. La table 4.3 donne les erreurs moyennes et écarts-types des configurations présentées ainsi que quelques configurations supplémentaires en prenant les données GPS corrigées. Les erreurs moyennes et écarts-types en prenant les données GPS sans correction sont données

en annexe A.2.

L'utilisation de la RTF ne permet pas d'améliorer les estimations de la direction d'arrivée mais donne des résultats proches du DSB Classique. La meilleure configuration de RTF est ici celle avec une largeur de bande variable avec  $Q=5$ . La largeur de bande des harmoniques choisis pour le calcul de l'énergie ne semble pas influencer significativement sur la précision de la direction d'arrivée. Pour la suite, une largeur de bande variable avec  $Q=5$  est choisie correspondant à la configuration donnant les meilleurs résultats.

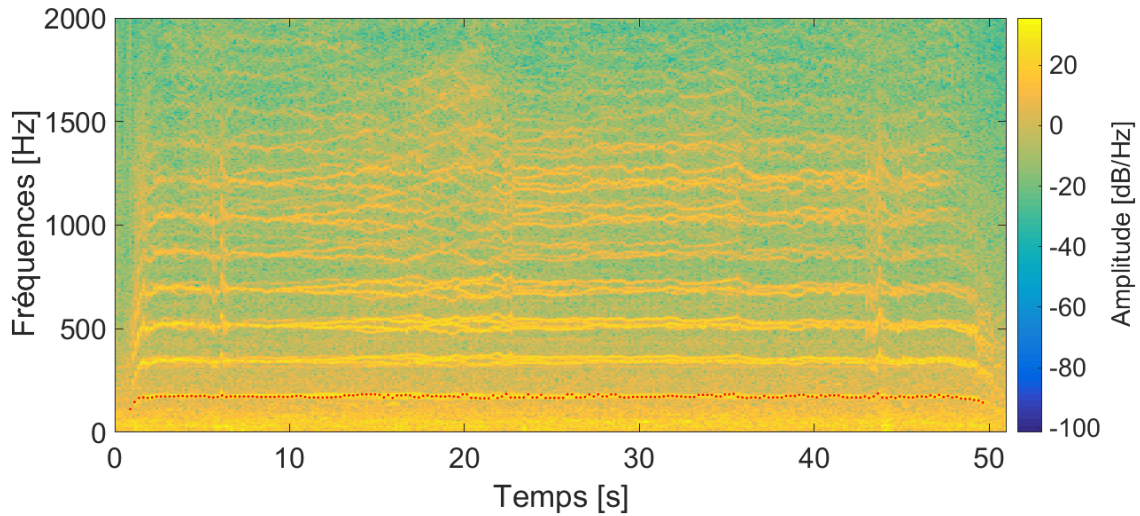


FIGURE 4.11 – Spectrogramme du microphone de référence pour la trajectoire horizontale. Les points rouges sont les fréquences  $f_{pp}$  détectées avec le SHC.

	Azimut $\varphi$ ( $^{\circ}$ )		Elevation $\theta$ ( $^{\circ}$ )	
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
DSB classique	<b>8.3</b>	8.5	<b>1.7</b>	1.8
RTF : $Q=5$	8.7	8.5	2.2	<b>1.4</b>
RTF : $\Delta f=35$ Hz	8.9	8.5	2.2	<b>1.4</b>
RTF : $Q=10$	9	<b>8.4</b>	2.2	<b>1.4</b>
RTF : $\Delta f=17.5$ Hz	9.5	11.2	2.3	<b>1.4</b>

TABLE 4.3 – Moyenne ( $\mu$ ) et écart-type ( $\sigma$ ) des erreurs d'estimation en azimut ( $\varphi$ ) et en élévation ( $\theta$ ) pour la trajectoire horizontale

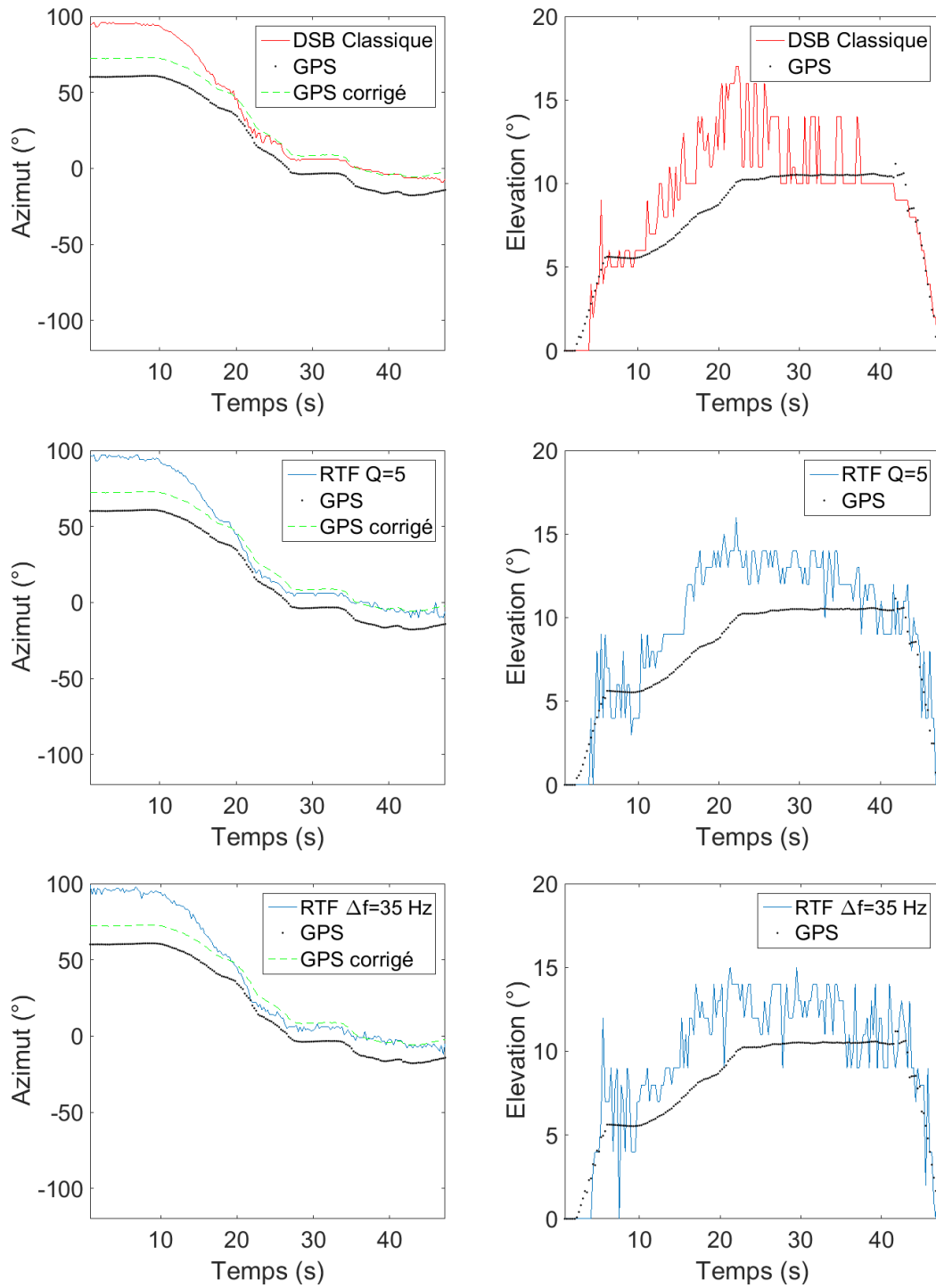


FIGURE 4.12 – Évolution de l'azimut et de l'élévation au cours du temps en fonction du type de bande fréquentielle choisie pour la trajectoire horizontale.

### 4.2.2 Influence du nombre d'harmoniques

Comme dans la section 3.1.3, il est intéressant de voir le comportement de la RTF lorsque l'on augmente le nombre d'harmoniques choisis pour le calcul d'énergie. La Figure 4.13 montre les estimations des azimuts et élévations de l'approche RTF en utilisant 10 puis 20 harmoniques pour la mesure verticale avec  $Q=5$ . La table 4.4 présente les erreurs moyennes et écarts-types pour cette mesure ainsi que pour celle lors de la trajectoire horizontale. Pour la première trajectoire et en azimut, les erreurs sont très proches avec 5 et 10 harmoniques mais en élévation, l'erreur est plus faible avec 10 harmoniques, ce qui confirme les résultats des courbes de performance (section 3.1.3). En prenant 20 harmoniques, les performances se dégradent en azimut mais sont meilleures en élévation. Pour la deuxième trajectoire, prendre 5, 10 ou 20 harmoniques donne des erreurs et dispersions très proches. Étant donné que les simulations de la section 3.1.3 avec des bruits plus élevés préconisent l'utilisation de 5 ou 10 harmoniques et que les deux trajectoires montrent de bonnes performances avec 10 harmoniques, l'approche RTF sera utilisée avec 10 harmoniques dans la suite. Une étude similaire a été réalisée dans [61] sur l'influence du nombre d'harmoniques choisi pour le pré-filtrage des signaux temporels avant d'effectuer un beamforming. Cette étude montre que l'estimation de la direction d'arrivée donne de bonnes performances lorsqu'au moins deux harmoniques sont sélectionnés. Les résultats sont montrés de 1 à 6 harmoniques ainsi qu'avec tous les harmoniques de la bande passante. Les performances augmentent lorsque le nombre d'harmoniques augmente mais se dégradent légèrement en prenant tous les harmoniques de la bande passante.

### 4.2.3 Influence de la résolution spatiale

Le beamforming s'effectue avec une première étape d'échantillonnage spatial. Un échantillonnage fin donnera plus de chances d'avoir une localisation précise mais augmente le temps de calcul. Il faut donc trouver un compromis entre le temps de calcul et la finesse de la résolution spatiale. Pour voir l'influence de la résolution spatiale sur la localisation, une résolution plus faible de ( $4^\circ$ ,  $2^\circ$ ) a été testée avec les deux signaux de mesures vus dans les parties précédentes. Les figures 4.14 et 4.15 présentent les résultats de localisation avec le DSB classique et la RTF en prenant 10 harmoniques et  $Q=5$ . Avec la résolution la plus faible, il y a moins de fluctuations à la fois pour le DSB classique et avec la RTF. Les estimations en azimut sont meilleures avec la RTF qu'avec le DSB classique pour la première trajectoire. La table 4.5 montre les erreurs moyennes et écarts-types des

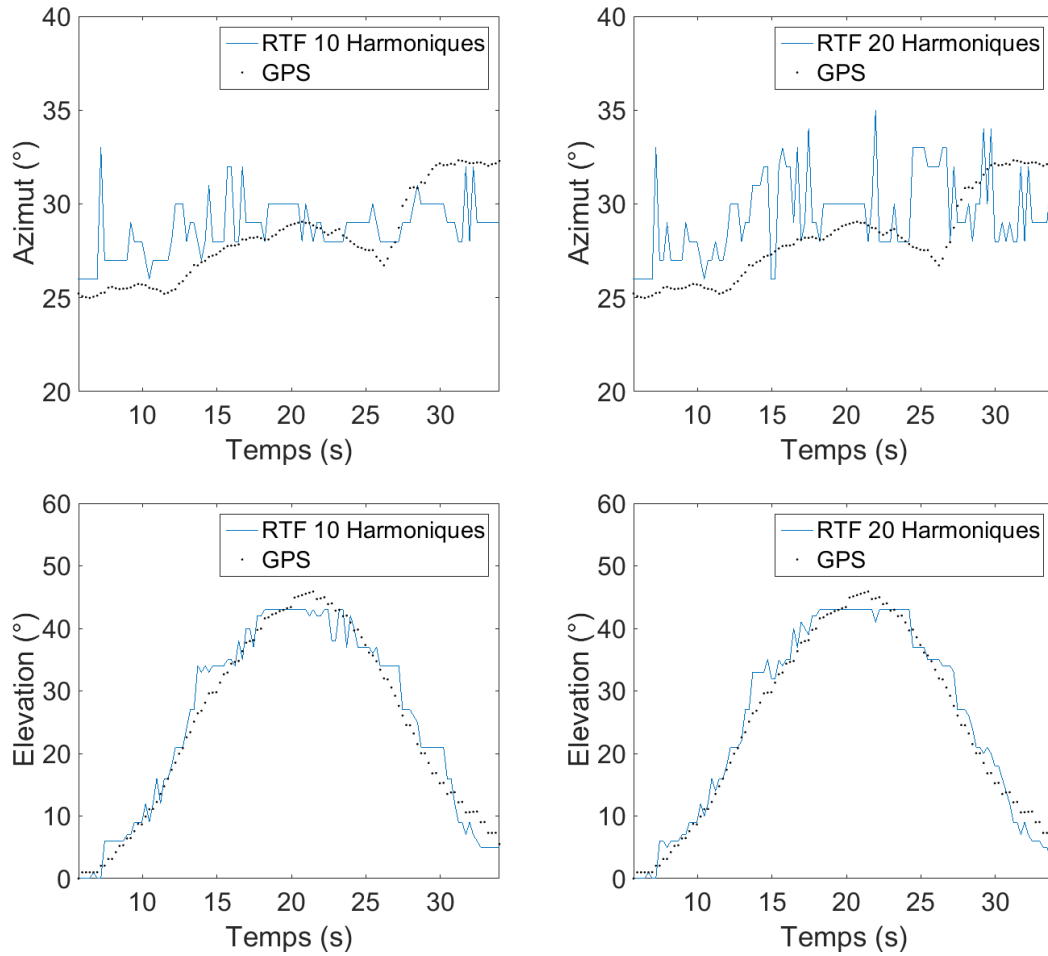


FIGURE 4.13 – Évolution de l'azimut et de l'élévation au cours du temps pour la RTF avec 10 et 20 harmoniques avec  $Q=5$  pour la trajectoire verticale.

méthodes en comparaison avec la résolution de  $(1^\circ, 1^\circ)$ . Les différences de performances évaluées par les erreurs moyennes pour les deux trajectoires entre le DSB classique avec  $(1^\circ, 1^\circ)$  et  $(4^\circ, 2^\circ)$  sont très faibles. Similairement, la résolution de  $(4^\circ, 2^\circ)$  avec la RTF donne des performances proches de la résolution plus fine pour les deux trajectoires. Malgré un échantillonnage plus grossier, le beamforming donne toujours de bons résultats et le comportement de la RTF ne change pas beaucoup.

	Azimut $\varphi$ (°)		Elevation $\theta$ (°)	
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
Mesure lors de la trajectoire verticale				
DSB classique	2.2	1.6	<b>1.9</b>	<b>1.5</b>
RTF : 5 harmoniques	<b>1.6</b>	<b>1.2</b>	2.8	1.8
RTF : 10 harmoniques	1.7	1.3	2.2	1.6
RTF : 20 harmoniques	2.4	1.7	<b>1.9</b>	<b>1.5</b>
Mesure lors de la trajectoire horizontale				
DSB classique	<b>8.3</b>	8.5	<b>1.7</b>	1.8
RTF : 5 harmoniques	8.7	8.5	2.2	1.4
RTF : 10 harmoniques	8.5	<b>8.4</b>	2	<b>1.3</b>
RTF : 20 harmoniques	<b>8.3</b>	<b>8.4</b>	2	1.7

TABLE 4.4 – Moyenne ( $\mu$ ) et écart-type ( $\sigma$ ) des erreurs d'estimation en azimut ( $\varphi$ ) et en élévation ( $\theta$ ) pour les trajectoires verticale et horizontale avec  $Q=10$

	Azimut $\varphi$ (°)		Elevation $\theta$ (°)	
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
Mesure lors de la trajectoire verticale				
DSB classique : (1°, 1°)	2.2	1.6	<b>1.9</b>	<b>1.5</b>
RTF : (1°, 1°)	<b>1.7</b>	<b>1.3</b>	2.2	1.6
DSB classique : (4°, 2°)	2.5	2.4	2.4	1.9
RTF : (4°, 2°)	<b>1.7</b>	1.4	2.3	1.9
Mesure lors de la trajectoire horizontale				
DSB classique : (1°, 1°)	<b>8.3</b>	8.5	<b>1.7</b>	1.8
RTF : (1°, 1°)	8.5	<b>8.4</b>	2	<b>1.3</b>
DSB classique : (4°, 2°)	8.4	9	1.8	1.8
RTF : (4°, 2°)	8.9	8.7	2	1.4

TABLE 4.5 – Moyenne ( $\mu$ ) et écart-type ( $\sigma$ ) des erreurs d'estimation en azimut ( $\varphi$ ) et en élévation ( $\theta$ ) pour les trajectoires verticale et horizontale et les résolutions (4°, 2°) et (1°, 1°)

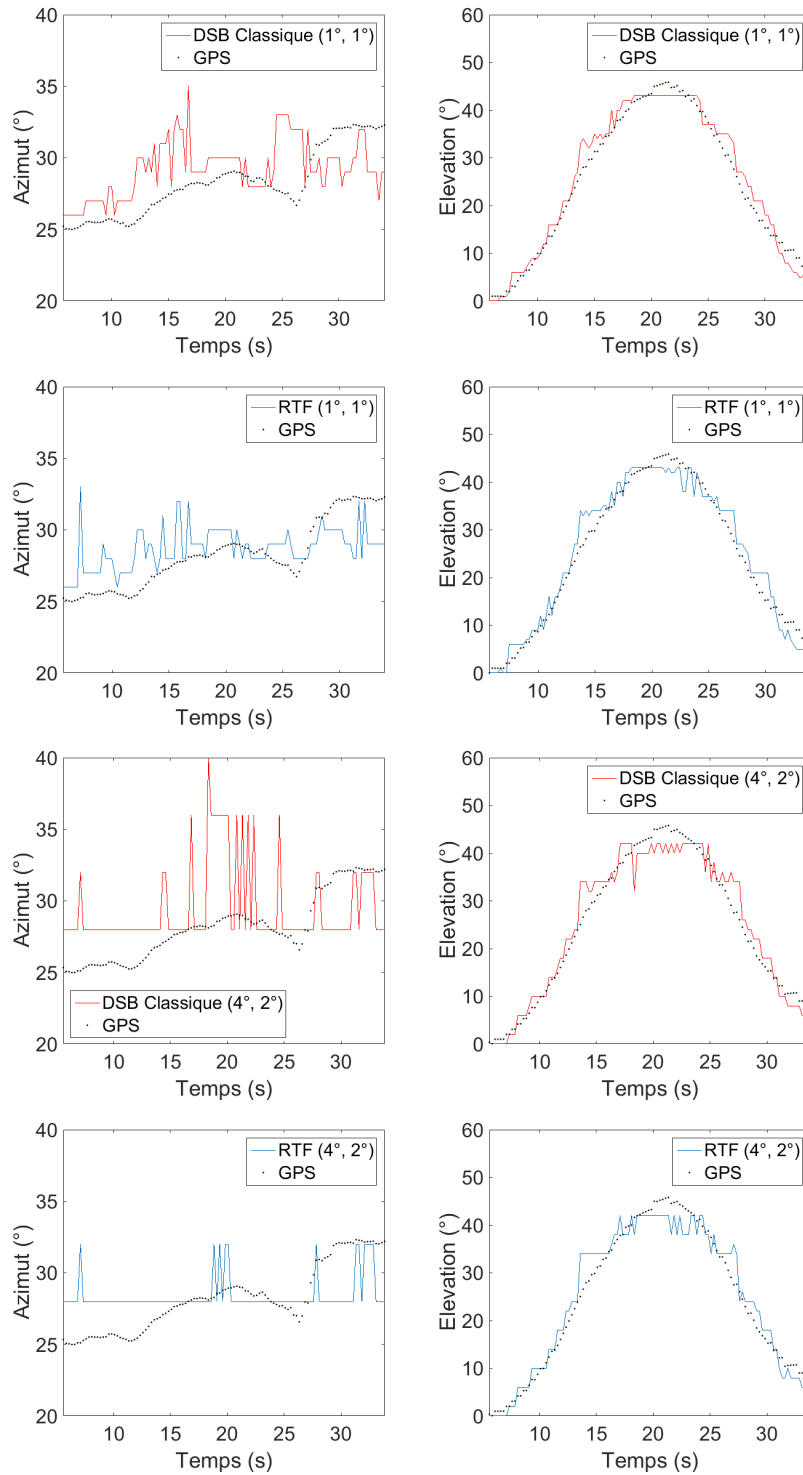


FIGURE 4.14 – Comparaison de l'évolution de l'azimut et de l'élévation en fonction du temps pour deux résolutions spatiales différentes pour la trajectoire verticale.

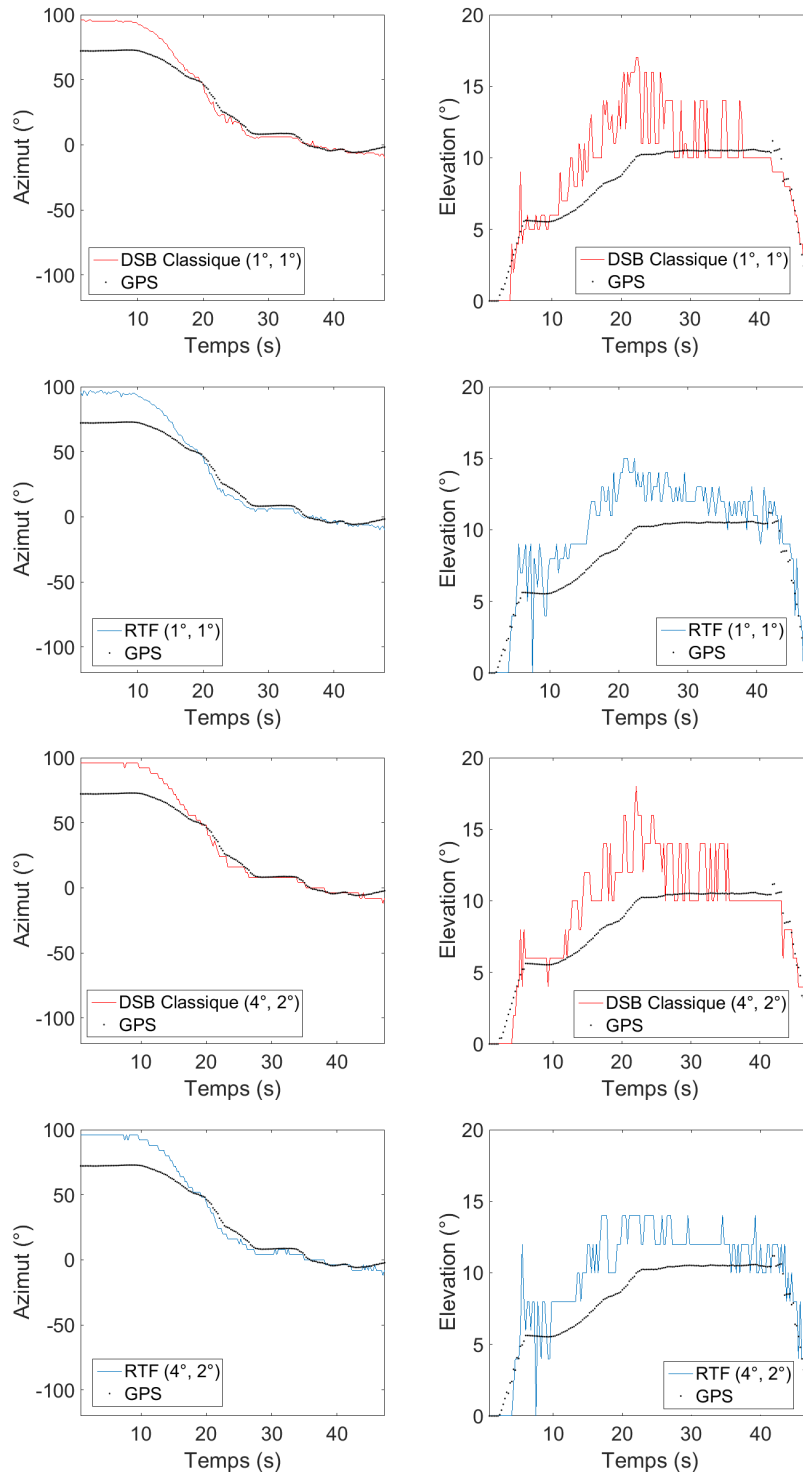


FIGURE 4.15 – Comparaison de l'évolution de l'azimut et de l'élévation en fonction du temps pour deux résolutions spatiales différentes pour la trajectoire horizontale.

## 4.3 Cas de conditions expérimentales plus complexes (trajectoires et bruits)

### 4.3.1 Critères de choix du candidat de $f_{bp}$ dans le SHC

L'algorithme SHC permet de voir s'il y a une série harmonique pour chaque fréquence dans un intervalle défini. Il y a donc plusieurs candidats possibles pour la fréquence de passage des pales. Le critère de choix le plus évident est de prendre la fréquence qui donne la corrélation maximale. Cependant ce critère ne permet pas toujours de donner une bonne estimation de la direction d'arrivée. Une mesure plus complexe a été réalisée où le drone effectue une trajectoire se rapprochant d'un cercle suivi d'une trajectoire avec un plus petit cercle. La figure 4.16 montre le spectrogramme du microphone de référence avec les estimations de la fréquence de passage des pales en prenant le maximum du SHC pour chaque tronçon. L'estimation de la direction d'arrivée ainsi que la fréquence de passage des pales est effectuée sur 5000 points tous les 2500 points en effectuant donc un recouvrement des fenêtres temporelles. Le spectrogramme montre des fréquences qui fluctuent autour de 175 Hz et de 100 Hz.

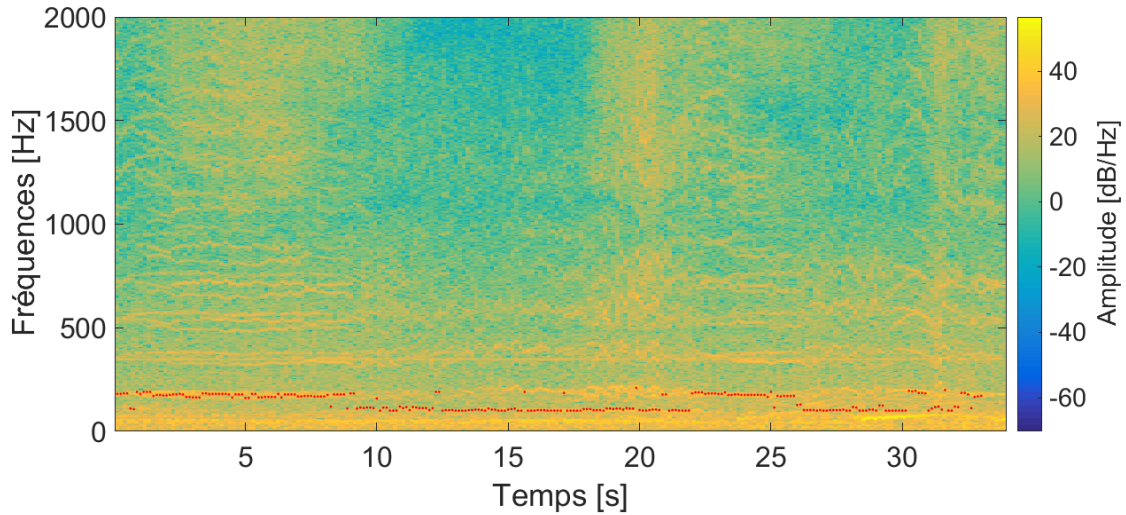


FIGURE 4.16 – Spectrogramme du microphone de référence pour la mesure circulaire avec le critère du maximum pour le choix des candidats du SHC. Les points rouges sont les fréquences candidates dont des harmoniques seront sélectionnés dans la RTF.

La Figure 4.17 présente les résultats d'estimation de la direction d'arrivée avec l'azimut et l'élévation pour chaque tronçon. La résolution de  $(4^\circ, 2^\circ)$  est utilisée ainsi qu'un

facteur de qualité de  $Q=5$ . Le beamforming est effectué avec 4096 points et le SHC calculé avec 8192 points. La RTF permet d'améliorer les performances du DSB classique puisque la tendance de la trajectoire est plus marquée mais des fluctuations sont visibles particulièrement dans les intervalles  $[9, 22]$  s et  $[26, 30]$  s. Pour le premier intervalle, le spectrogramme montre un contenu spectral assez pauvre par rapport aux autres instants entre 600 et 2000 Hz. Pour le second intervalle, une raie d'amplitude plus forte dont la fréquence augmente au cours du temps est visible (autour de 100 Hz), correspondant à l'accélération d'un moteur de voiture.

Le choix de la fréquence fondamentale pour la sélection des harmoniques dans la RTF, qui est le plus souvent la fréquence de passage des pales, est très important. En effet ce choix détermine le contenu fréquentiel choisi dans le calcul d'énergie. Ainsi en sélectionnant une série d'harmoniques différente, on peut obtenir une estimation différente de la direction d'arrivée. L'avantage de l'algorithme SHC est le fait d'obtenir plusieurs candidats pour la fréquence fondamentale. On peut donc établir un autre critère pour le choix de cette fréquence. Ce critère est choisi par rapport au comportement cinématique du drone. En effet, d'un instant à l'autre, le drone vole de manière continue et ne peut pas avoir de changement trop brusque de sa direction. Il est donc possible de délimiter un ensemble d'angles d'azimut et d'élévation susceptibles d'être atteints par le drone à un instant donné à partir de la localisation obtenue à l'instant précédent. Si l'estimation donnée par un candidat de fréquence fondamentale ne respecte pas ce critère de continuité de la trajectoire, alors un autre candidat du SHC est sélectionné. Le critère de continuité peut être défini tel qu'une direction  $\Omega_t = (\varphi_t, \theta_t)$  à l'instant  $t$  respecte la condition  $|\varphi_t - \varphi_{t-1}| \leq 20^\circ$  et  $|\theta_t - \theta_{t-1}| \leq 10^\circ$ . Ce critère est illustré à deux instants choisis de la trajectoire où il y a une discontinuité. Les cartes d'énergies du DSB classique et de la RTF sont montrés à la Figure 4.18 pour ces deux instants. Les croix et ronds correspondent respectivement aux estimations obtenues avec la RTF et le DSB classique. Les cartes d'énergie avec le DSB classique montrent une énergie forte pour la plupart des directions de l'espace et la direction de l'énergie maximale est à  $(-32^\circ, 10^\circ)$  pour les deux instants. Avec la RTF, la carte d'énergie du premier instant montre une bonne estimation de la direction du drone avec un lobe d'énergie localisé autour de cette direction et un lobe secondaire symétrique par rapport à 0. La RTF permet donc de clarifier la carte d'énergie. Pour l'instant suivant, la carte est aussi clarifiée mais l'estimation de la direction d'arrivée est à  $(-76^\circ, 0^\circ)$ , ce qui ne respecte pas le critère de continuité.

La Figure 4.19 montre les cartes d'énergies avec la RTF pour les deux instants ainsi

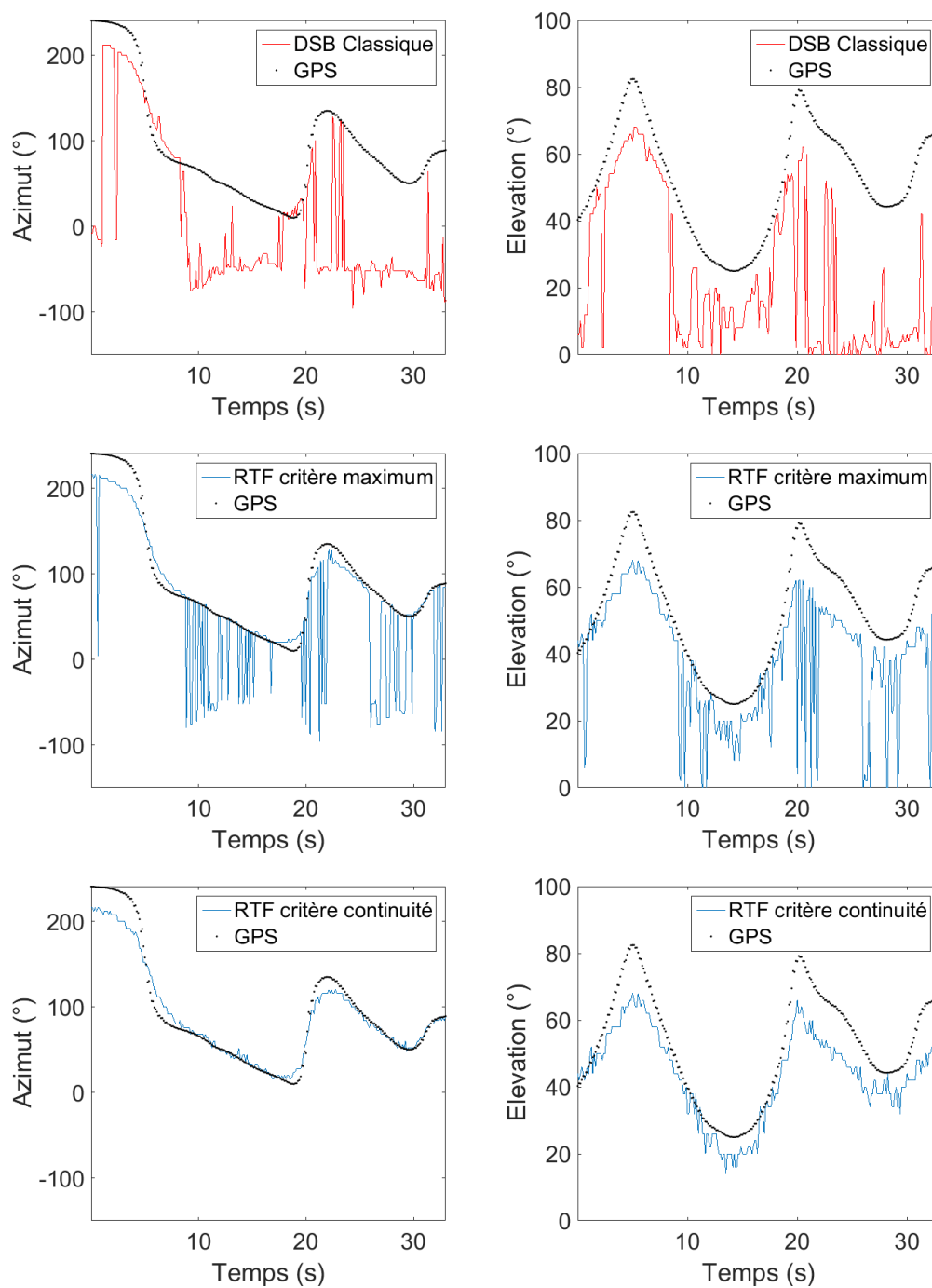


FIGURE 4.17 – Évolution de l’azimut et de l’élévation en fonction du temps pour la trajectoire circulaire pour le DSB classique et la RTF avec deux critères de choix des candidats du SHC : le critère du maximum (2<sup>ème</sup> ligne) et le critère de continuité (dernière ligne).

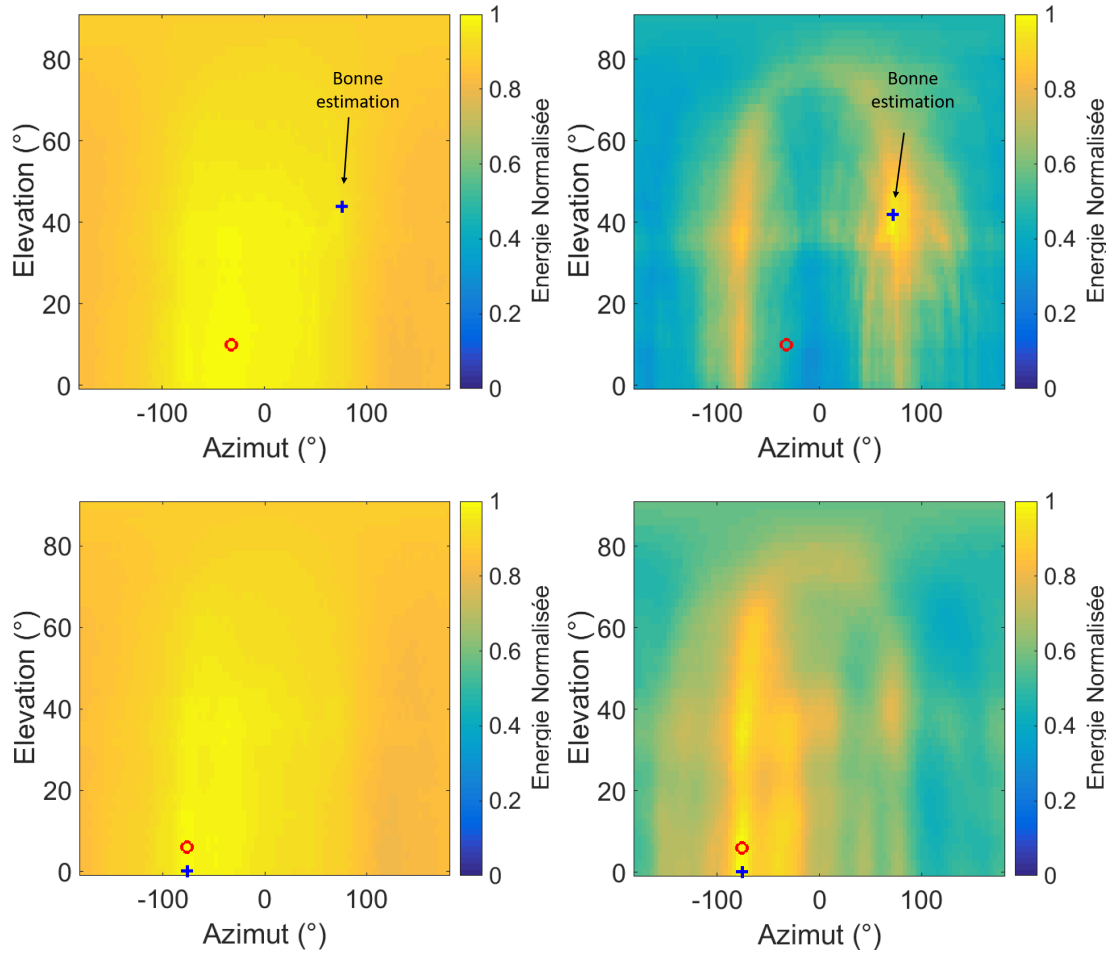


FIGURE 4.18 – Cartes d’énergie pour le DSB classique (à gauche) et la RTF (à droite) à l’instant  $t=9.125$  s (première ligne) et à l’instant suivant  $t=9.25$  s (deuxième ligne). Les croix et ronds correspondent respectivement aux estimations obtenues avec la RTF et le DSB classique.

que le SHC calculé sur ces tronçons. La fréquence fondamentale détectée est à 183.1 Hz pour le premier instant alors que la fréquence maximale pour le deuxième instant est à 109.9 Hz. La dernière colonne de cette figure montre la carte d’énergie, toujours pour le deuxième instant mais en prenant le second maximum qui est à 180.7 Hz pour la fréquence fondamentale. La carte d’énergie en prenant cette série harmonique permet de retrouver une carte similaire à celle de l’instant précédent avec une bonne estimation de la direction d’arrivée. Il peut arriver des cas pour lesquels aucune fréquence ne donne une bonne estimation. Dans ces exemples, l’intervalle de recherche des fréquences est translaté en fréquence (ex :  $[100\ 250]$  Hz  $\rightarrow$   $[250\ 450]$  Hz). En répétant ce processus pour chaque

tronçon, on obtient les estimations en azimuth et élévation de la Figure 4.17 avec le critère de continuité. Ces résultats montrent une amélioration du suivi de la direction d'arrivée avec la disparition des grandes fluctuations du précédent critère. La Figure 4.20 montre le spectrogramme du microphone de référence avec le critère de continuité. Cette figure est à comparer avec la Figure 4.16. Pour ces deux figures, les fréquences fondamentales sont détectées autour de 100 Hz ou de 175 Hz. En utilisant le critère de continuité, il y a plus de fréquences choisies autour de 175 Hz dans les intervalles [9, 22] s et [26, 30] s. Les fréquences proches de 100 Hz peuvent être liées à la fréquence de rotation du moteur du drone mais peuvent être altérées par le vent présent pendant les mesures qui possède un contenu plus important en basse fréquence. La table 4.6 présente les erreurs moyennes et écarts-types du DSB classique et de la RTF avec les critères de maximum et de continuité. La RTF avec le critère du maximum permet de diminuer l'erreur par rapport au DSB classique. Le critère de continuité permet d'obtenir de meilleures performances avec des erreurs autour de  $10^\circ$  en azimuth et  $9.2^\circ$  en élévation.

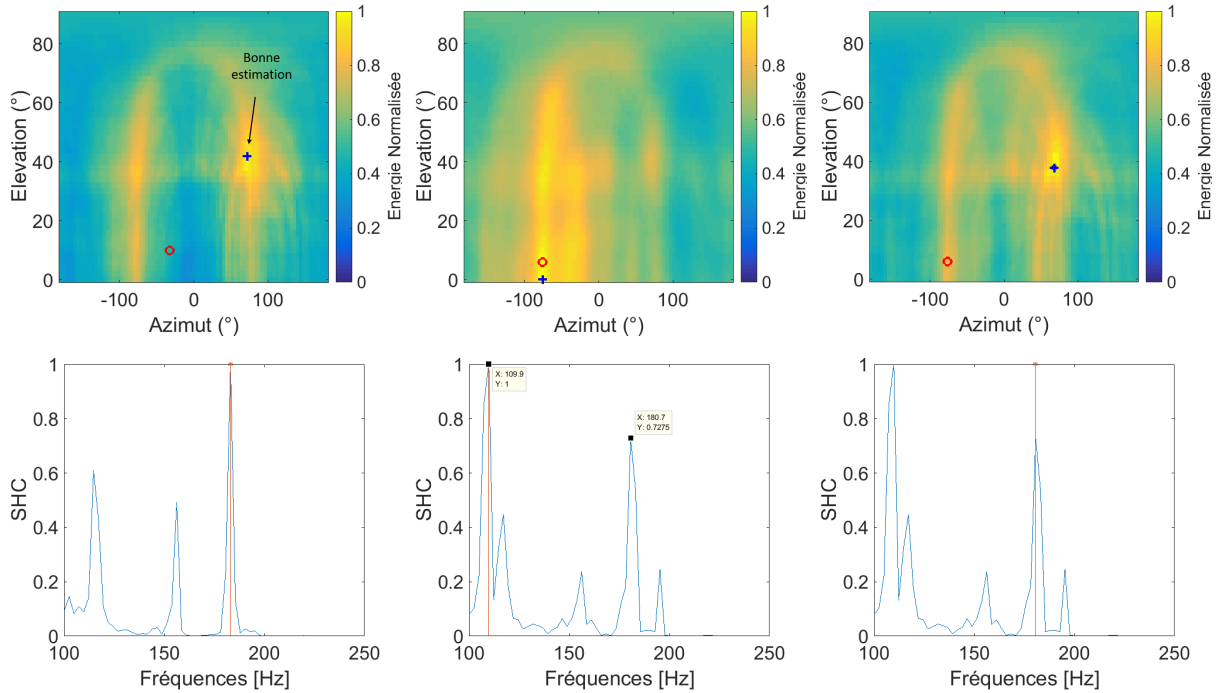


FIGURE 4.19 – Cartes d'énergie pour la RTF à l'instant  $t=9.125$  s avec le SHC calculé sur ce tronçon (première colonne), à l'instant suivant  $t=9.25$  s avec le SHC correspondant, suivant le critère de choix du maximum (deuxième colonne) ou le critère de continuité (troisième colonne). Les croix et ronds correspondent respectivement aux estimations obtenues avec la RTF et le DSB classique.

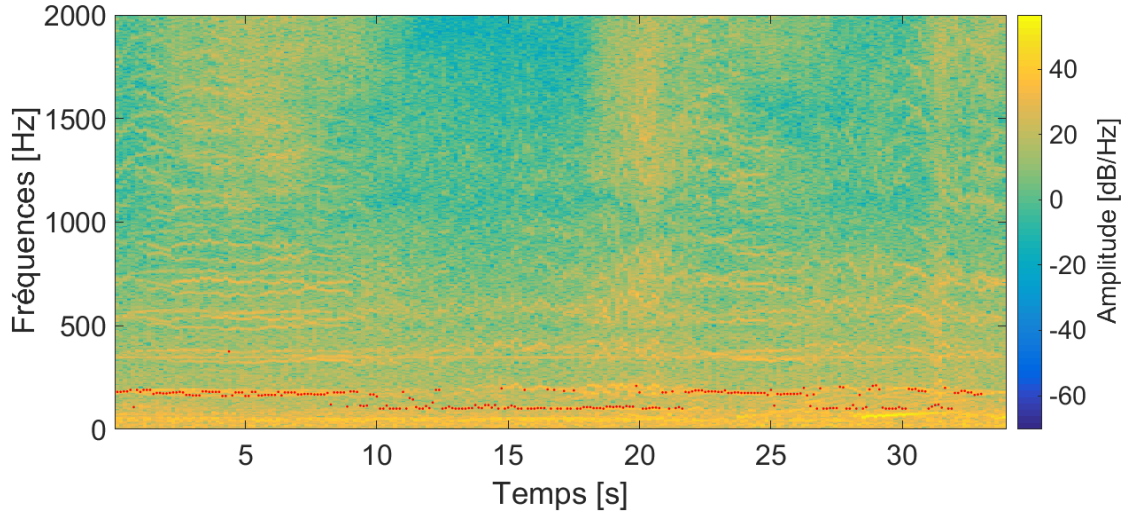


FIGURE 4.20 – Spectrogramme du microphone de référence pour la trajectoire circulaire selon le critère de continuité pour le choix des candidats du SHC. Les points rouges sont les fréquences candidates dont des harmoniques seront sélectionnés dans la RTF.

	Azimut $\varphi$ ( $^{\circ}$ )		Elevation $\theta$ ( $^{\circ}$ )	
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
DSB classique	90.5	64.6	29.4	20.7
RTF : critère max	35	51	14.6	14.5
RTF : critère continuité	<b>10</b>	<b>10.4</b>	<b>9.2</b>	<b>6.5</b>

TABLE 4.6 – Moyenne ( $\mu$ ) et écart-type ( $\sigma$ ) des erreurs d'estimation en azimut ( $\varphi$ ) et en élévation ( $\theta$ ) pour la trajectoire circulaire avec les deux critères présentés.

## 4.3.2 Cas de mesures avec des sources perturbatrices

### 4.3.2.1 Mesure avec des chants d'oiseaux

Afin d'évaluer la robustesse de l'approche avec ce nouveau critère de choix du contenu spectral, différentes mesures ont été réalisées avec des conditions plus complexes. Une première mesure a été effectuée en présence de chants d'oiseaux. Lors de cette mesure, le drone effectue des vols horizontaux successivement à des hauteurs de 6, 10 et 14 m. La Figure 4.21 montre le spectrogramme du microphone de référence associé à cette mesure, ainsi que les fréquences détectées par le SHC avec le critère de continuité. Les chants d'oiseaux sont bien visibles, particulièrement entre 2 kHz et 4 kHz. Dans la plage de sélection du contenu associé au drone, il n'y a pas de fréquences associées à ces chants.

En effet, la sélection du contenu se fait généralement à une fréquence de passage des pales maximale de 200 Hz, ce qui donne un dernier harmonique (pour 10 harmoniques) sélectionné autour de 2000 Hz. Par conséquent, l'approche RTF devrait pouvoir faire abstraction des chants d'oiseaux et donner de meilleurs résultats que le beamforming classique.

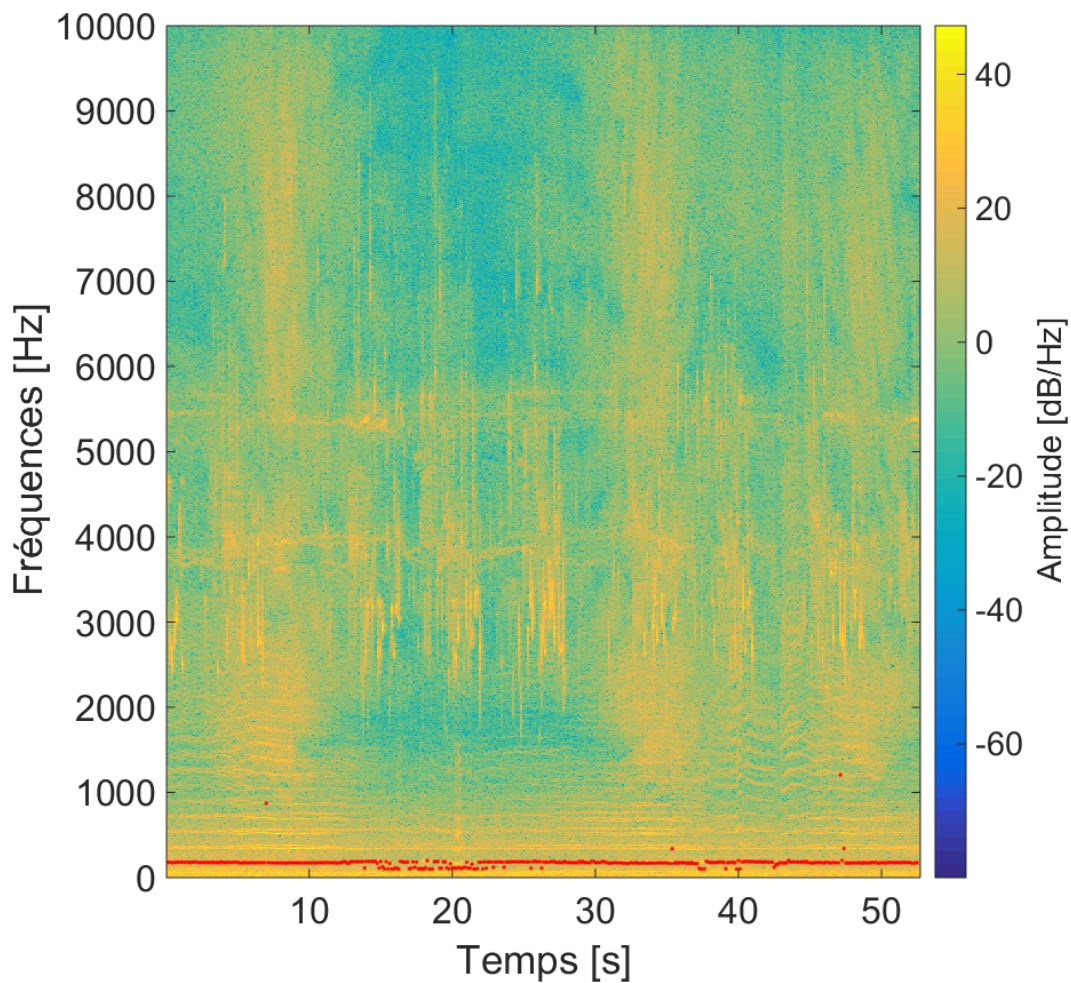


FIGURE 4.21 – Spectrogramme du microphone de référence pour la trajectoire rectiligne à plusieurs hauteurs avec choix des candidats du SHC selon le critère de continuité. Les points rouges sont les fréquences candidates dont des harmoniques seront sélectionnés dans la RTF.

La Figure 4.22 présente les estimations de la direction d'arrivée en azimuth et élévation pour le DSB classique et l'approche RTF selon le critère de continuité. Les mêmes para-

mètres que pour les trajectoires précédentes sont utilisés. La tendance de la trajectoire en azimut et en élévation est visible avec le DSB classique mais beaucoup d'erreurs apparaissent sur plusieurs portions de la trajectoire. Au début de la trajectoire, les deux angles sont mal estimés jusqu'à 5 s. Sur le spectrogramme (Figure 4.21), le signal de drone est moins intense avant 5 s, ce qui pourrait expliquer cette mauvaise performance. Entre 10 et 30 s, les estimations en azimut alternent entre les positions avérées et leur symétriques par rapport à  $0^\circ$ . Or la directivité de l'antenne présente deux lobes symétriques par rapport à  $0^\circ$  pour certaines directions. La Figure 4.23 montre un exemple de direction où le facteur de directivité montre des lobes symétriques. Ces lobes symétriques possèdent une différence de niveau assez faible, ce qui explique les sauts d'un lobe à l'autre.

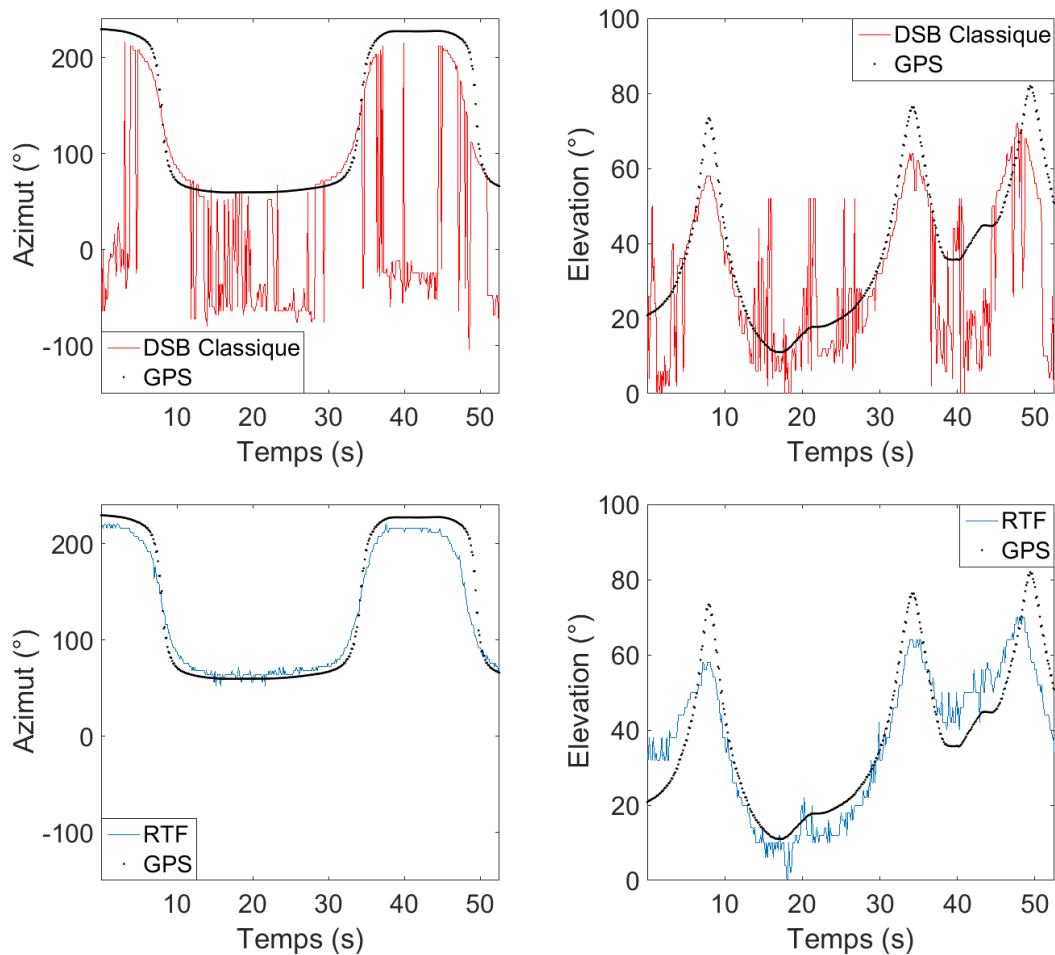


FIGURE 4.22 – Évolution de l'azimut et de l'élévation en fonction du temps pour la trajectoire horizontale à plusieurs hauteurs, pour le DSB classique et la RTF.

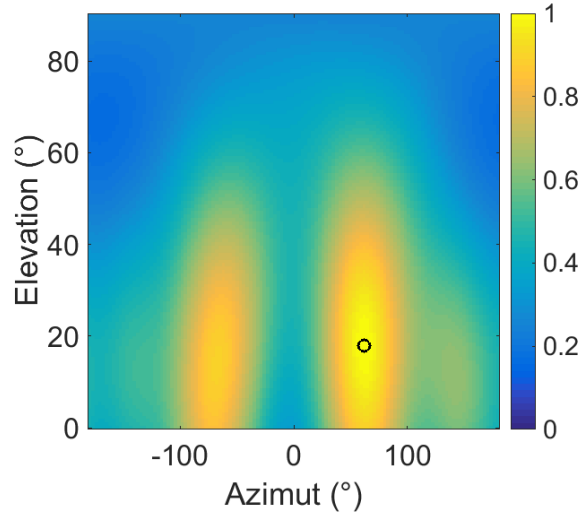


FIGURE 4.23 – Facteur de directivité de l’antenne à  $(62^\circ, 18^\circ)$  et 175 Hz.

La Figure 4.24 montre les cartes d’énergies pour le DSB classique et l’approche RTF à un instant où un lobe secondaire est plus haut que le lobe supposé principal. L’approche RTF donne également ces sauts de lobes et donc une condition supplémentaire a été ajoutée pour préserver la continuité des estimations. Lorsque l’estimation en azimut à un instant est proche de l’estimation à l’instant précédent en valeur absolue ( $\pm 20^\circ$ ), alors cette estimation est validée mais en prenant son opposé. Ainsi, avec cette condition et la condition de continuité dans le SHC, on obtient un bon suivi de la trajectoire en azimut et en élévation malgré les sources de bruits présentes. La Table 4.7 donne les erreurs moyennes et écarts-types des deux méthodes utilisées sur cette trajectoire. L’approche RTF permet de réduire les erreurs en azimut et en élévation par rapport à l’approche classique. Les erreurs sont proches des erreurs obtenues pour les trajectoires précédentes avec une erreur de  $13^\circ$  en azimut et  $7.4^\circ$  en élévation.

	<b>Azimut</b>		<b>Elevation</b>	
	$\varphi$ ( $^\circ$ )		$\theta$ ( $^\circ$ )	
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
DSB classique	100.5	97.2	12.8	11.6
RTF	13	13.1	7.4	4.6

TABLE 4.7 – Moyenne ( $\mu$ ) et écart-type ( $\sigma$ ) des erreurs d’estimation en azimut ( $\varphi$ ) et en élévation ( $\theta$ ) pour la trajectoire horizontale à plusieurs hauteurs.

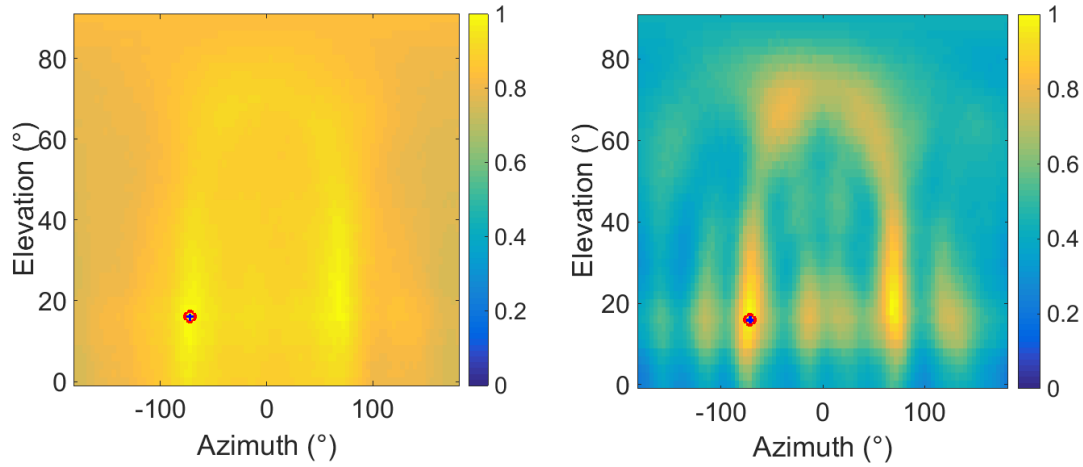


FIGURE 4.24 – Cartes d’énergie pour le DSB classique et l’approche RTF dans le cas d’une mauvaise estimation de la direction d’arrivée. Les croix et ronds correspondent respectivement aux estimations obtenues avec la RTF et le DSB classique.

#### 4.3.2.2 Mesure avec deux drones

Un autre cas de mesure réelle est abordé dans cette partie afin de continuer à évaluer la robustesse de l’approche RTF. Dans cette mesure, le drone effectue un vol horizontal mais en présence d’un autre drone qui est en vol stationnaire considéré comme une source perturbatrice (voir Figure 4.25). Le drone en mouvement est à une hauteur d’environ 30 mètres et le drone statique à environ 15 mètres. La Figure 4.26 présente le spectrogramme du microphone de référence de cette mesure. Le contenu spectral associé au drone stationnaire est visible par les raies droites. Les 3 premières raies sont visibles et la première est à une fréquence d’environ 95 Hz. L’autre drone possède des raies assez proches du drone stationnaire, notamment en début de trajectoire et entre 6 et 9 s.

La Figure 4.27 montre les estimations en azimuth et élévation avec le DSB classique et l’approche RTF en utilisant le critère de continuité. La recherche de fréquence fondamentale dans le SHC est effectuée entre 200 et 350 Hz afin de trouver le contenu associé au drone en mouvement. Le DSB classique montre un bon suivi à partir de 1 s mais à partir de 7 s les estimations semblent suivre le drone statique qui est estimé en moyenne à  $(-13^\circ, 15^\circ)$ . Avec l’approche RTF, 5 harmoniques sont sélectionnés avec  $Q=10$  afin d’utiliser un contenu plus restreint. En effet, comme le contenu des deux drones sont assez proches, il est préférable de choisir une largeur de bande plus étroite. La Figure 4.27 montre qu’en utilisant ces paramètres la précision est augmentée et le suivi est bien réalisé, particulièrement en azimuth. En élévation, quelques fluctuations sont présentes mais sont inférieures

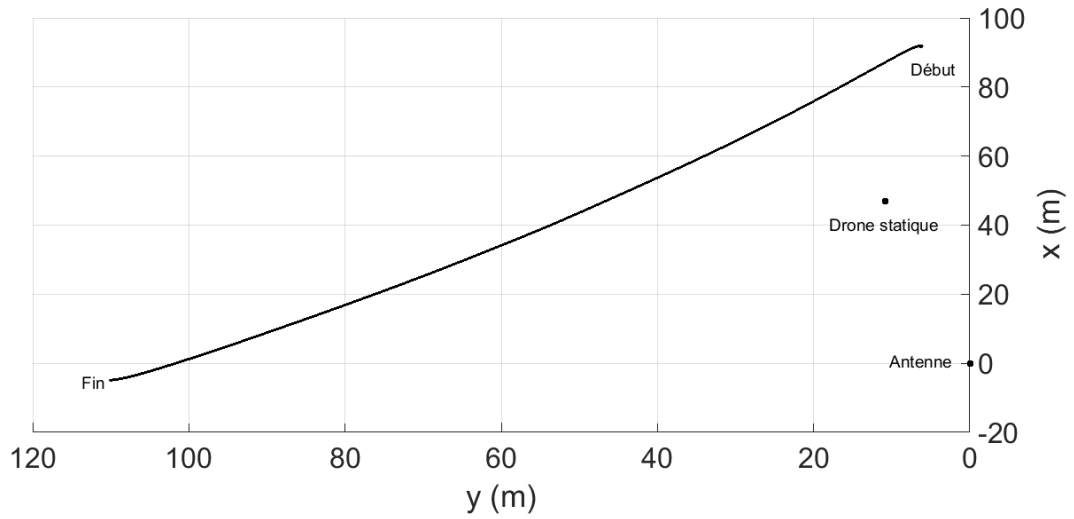


FIGURE 4.25 – Trajectoire horizontale réalisée par le drone en présence d’un drone statique.

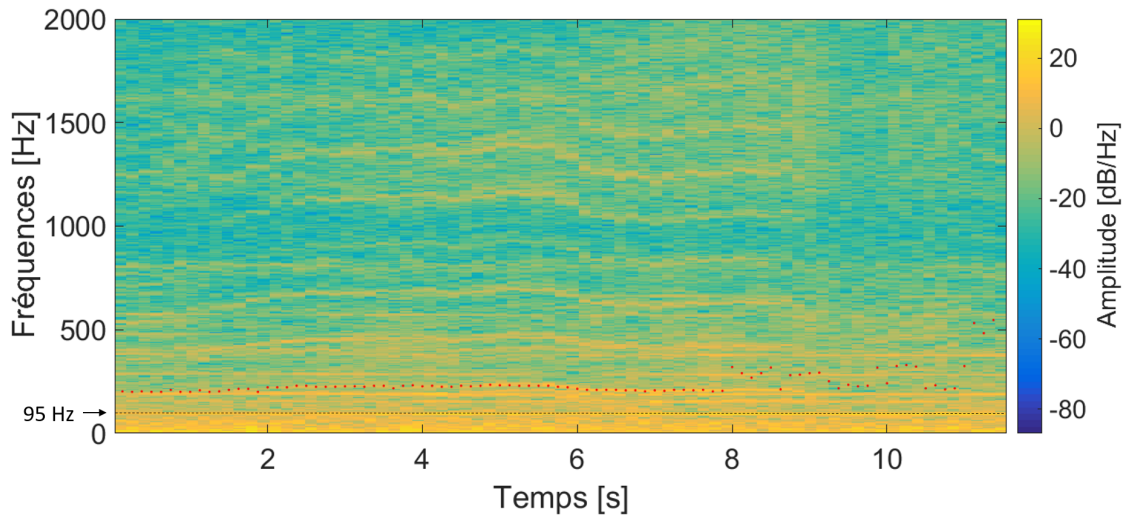


FIGURE 4.26 – Spectrogramme du microphone de référence pour la trajectoire horizontale en présence de deux drones. Les points rouges sont les fréquences candidates dont des harmoniques seront sélectionnés dans la RTF.

à  $10^\circ$ . La Table 4.8 montre les erreurs moyennes et écarts-types des deux approches pour cette trajectoire. L’utilisation de la RTF permet de réduire grandement les erreurs d’estimation en azimuth et également de diminuer quasiment de moitié les erreurs en élévation. La dernière ligne de la Figure 4.27 montre également les estimations de la localisation du drone statique en sélectionnant 5 harmoniques de la série ayant 95 Hz comme fréquence

fondamentale. L'azimut et l'élévation sont quasiment constants au cours du temps avec beaucoup de variations pour l'élévation. L'approche RTF avec 10 harmoniques et  $Q=5$  est montrée en Annexe A.3 à la Figure A.1. Le suivi du drone en mouvement est bien effectué mais l'élévation du drone statique suit le mouvement de l'autre drone. En prenant un contenu plus large, la séparation des trajectoires est moins évidente et la trajectoire associée au contenu le plus fort est prépondérante. La table A.3 montre également une erreur plus élevée en azimut pour le drone en mouvement. L'approche RTF, avec de bons paramètres, permet donc de séparer les sources avec le choix du contenu spectral dans le calcul d'énergie.

	<b>Azimut</b>		<b>Elevation</b>	
	$\varphi$ (°)		$\theta$ (°)	
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
DSB classique	44.7	48.7	3.2	2.2
RTF	5.3	4.6	1.2	1.7

TABLE 4.8 – Moyenne ( $\mu$ ) et écart-type ( $\sigma$ ) des erreurs d'estimation en azimut ( $\varphi$ ) et en élévation ( $\theta$ ) pour la trajectoire horizontale avec deux drones. La RTF est utilisée avec  $Q=10$  et 5 harmoniques.

## 4.4 Comparaisons de mesures avec l'antenne initiale et une antenne optimisée

Dans le chapitre 2, une étude a été menée sur l'optimisation d'antenne par algorithme génétique. Cette partie va donc traiter de la comparaison entre des expérimentations réalisées avec l'antenne initiale et avec l'antenne optimisée avec les microphones sur les trois branches et avec 200 générations dans l'algorithme génétique. Une trajectoire type a été choisie pour ces expérimentations. L'objectif est de voir l'effet de la géométrie de l'antenne ainsi que de son orientation sur la localisation. L'antenne initiale possède une disposition géométrique avec une symétrie, il est donc aussi intéressant de voir l'effet de la dissymétrie de l'antenne optimisée sur la localisation.

Afin de pouvoir comparer les résultats avec les deux antennes, une même trajectoire a été réalisée pour tous les vols. Pour chaque antenne, la mesure a été réalisée d'abord avec l'antenne dirigée vers le drone puis l'antenne a été tournée pour voir la performance lorsque le drone est derrière l'antenne (Figure 4.28). La trajectoire choisie est décrite à

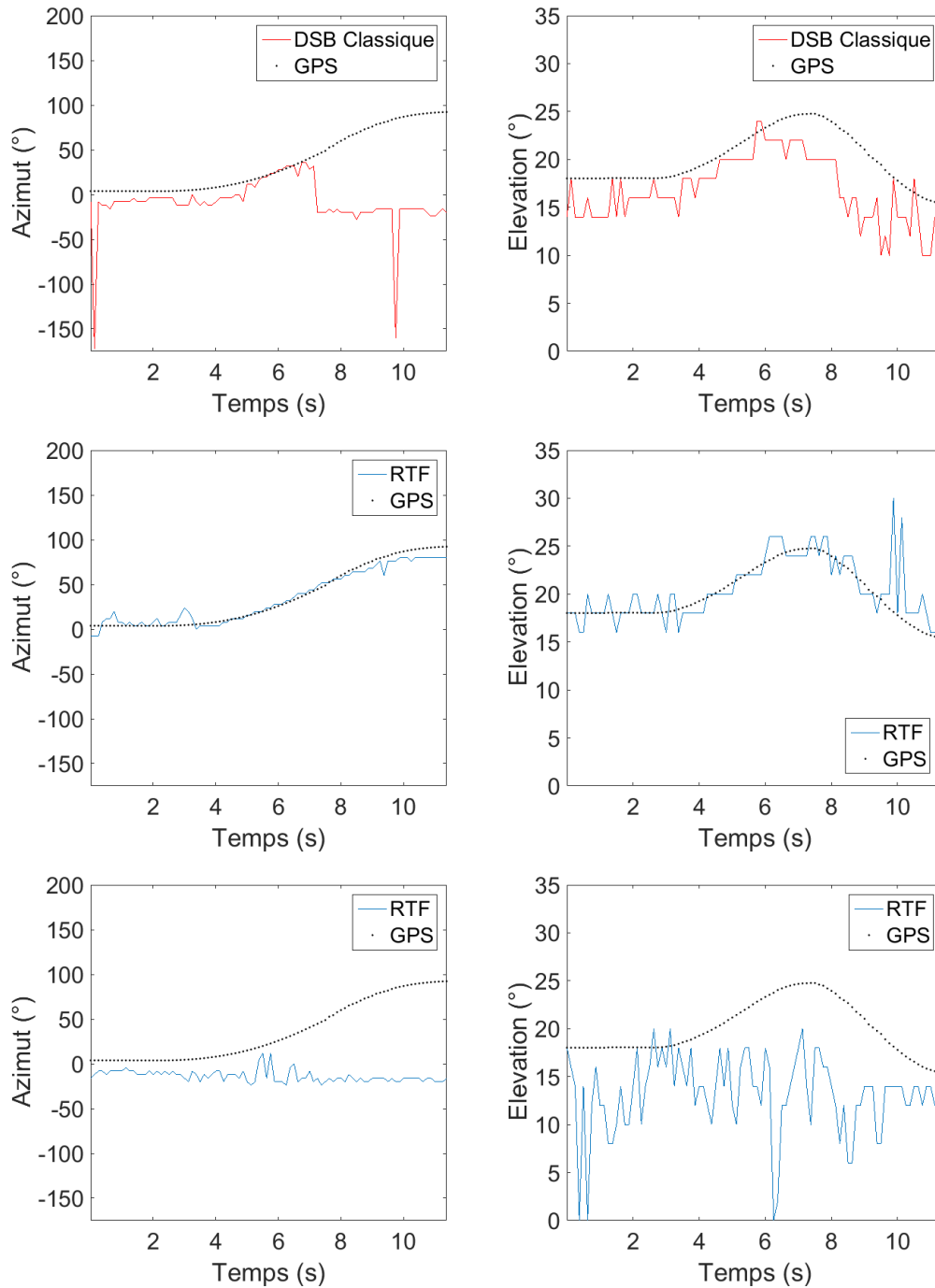


FIGURE 4.27 – Évolution de l'azimut et de l'élévation en fonction du temps pour la trajectoire horizontale en présence de deux drones, pour le DSB classique (première ligne), la RTF pour le premier drone (deuxième ligne), la RTF pour le deuxième drone (troisième ligne). La RTF est utilisée avec  $Q=10$  et 5 harmoniques.

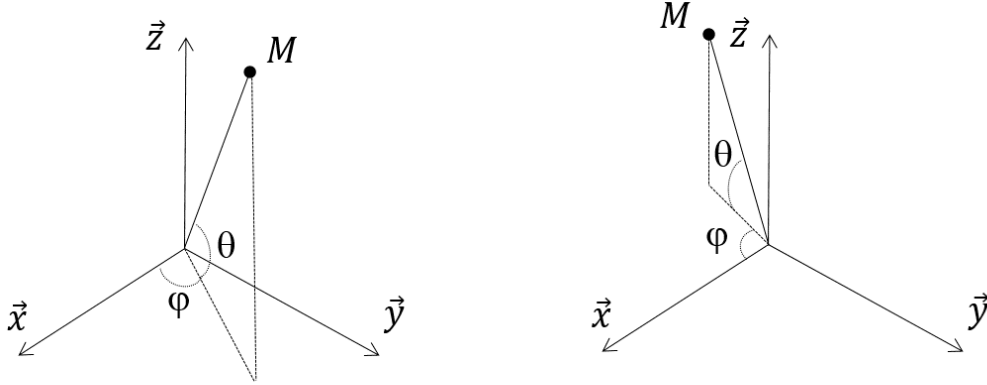


FIGURE 4.28 – Schéma montrant les deux cas de position de la source en M, à gauche la source est devant l'antenne et à droite la source est derrière l'antenne.

la Figure 4.29, le drone est à une distance d'environ 40 m, s'élève puis effectue un vol horizontal, redescend puis remonte en vol transversal pour finir en rejoignant le sol. La Figure 4.30 montre le spectrogramme du microphone de référence associé à la première mesure. La zone de mesure se trouve près d'une route et donc des accélérations de voitures sont présentes dans les mesures effectuées. Deux traces liées à ces accélérations sont particulièrement visibles sur ce spectrogramme entre 70 Hz et 150 Hz dans les intervalles [50-62] s et [66-73] s. D'autres traces plus faibles sont présentes à partir de 34 s jusqu'à la fin entre 200 Hz et 490 Hz. La Figure 4.31 présente les spectrogrammes des quatre mesures (antenne initiale devant et derrière, antenne optimisée devant et derrière). Les points rouges correspondent aux fréquences détectées avec le SHC en utilisant le critère de continuité. Les fréquences sont cherchées entre 150 Hz et 300 Hz afin de détecter des fréquences près de la fréquence de passage des pales : 175 Hz, tout en ne prenant pas trop de contenu en dessous de 150 Hz à cause des sources perturbatrices. Pour la mesure avec l'antenne optimisée et orientée devant le drone, les fréquences sont cherchées entre 300 Hz et 400 Hz à cause des sources perturbatrices trop présentes entre 150 et 300 Hz. Les spectrogrammes des quatre mesures sont détaillés en annexe B.1 entre 0 et 2000 Hz avec les estimations des fréquences fondamentales.

La Figure 4.32 présente les estimations de la direction du drone en azimut et élévation au cours du temps pour le DSB classique. Les estimations en azimut alternent entre 120°

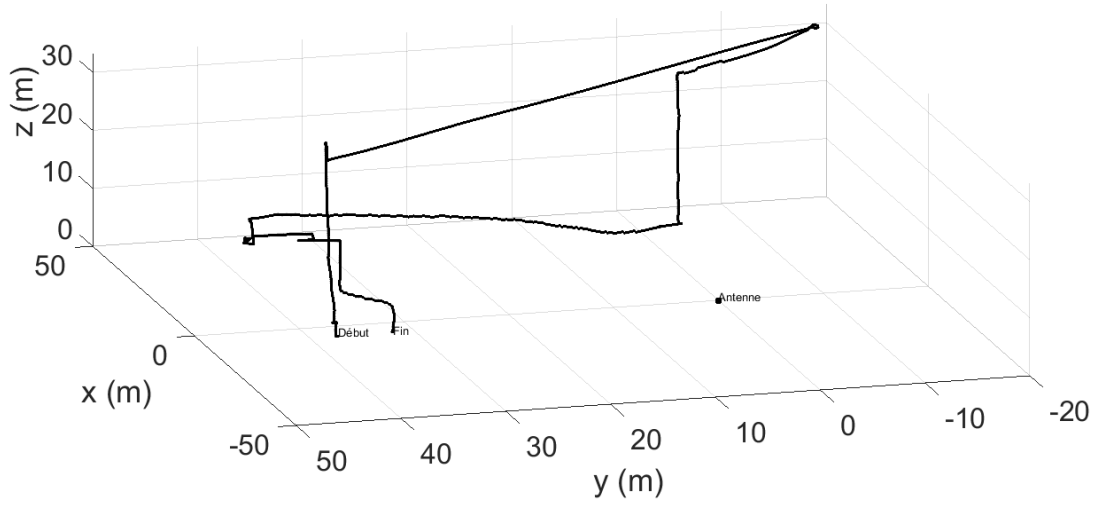


FIGURE 4.29 – Trajectoire réalisée par le drone pour les mesures de comparaison d'antennes.

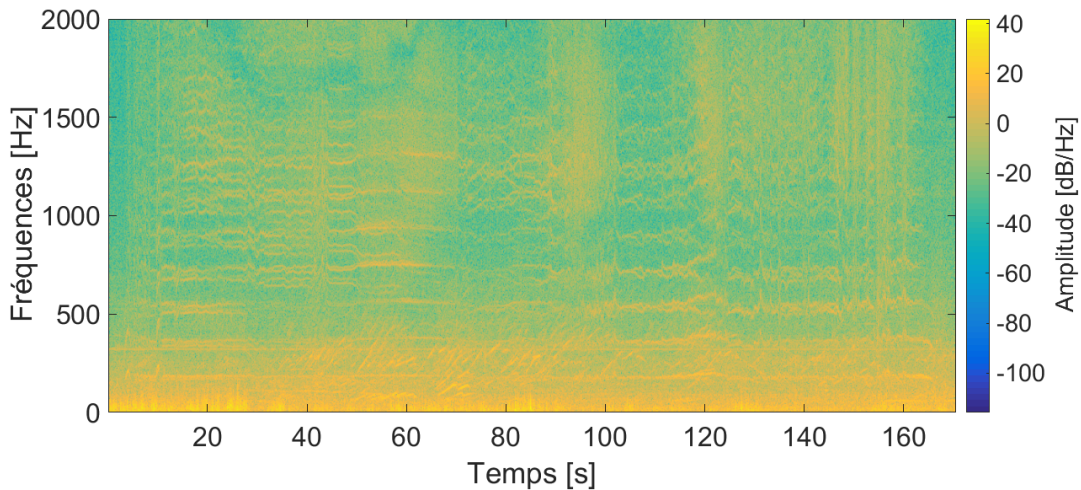


FIGURE 4.30 – Spectrogramme du microphone de référence pour la mesure avec l'antenne initiale placée face au drone.

et  $-120^\circ$  jusqu'à 35 s, puis restent à  $160^\circ$  jusqu'à 90 s pour finir par suivre la tendance donnée par le GPS avec beaucoup d'oscillations. En élévation, la tendance du GPS est suivie uniquement à partir de 90 s avec également des oscillations. Les autres résultats pour le DSB classique sont présentés en annexe C.1 et montrent également un comportement avec beaucoup d'oscillations. Les Figures 4.33 et 4.34 montrent les estimations de la direction du drone en azimut et en élévation pour les quatre mesures avec l'approche

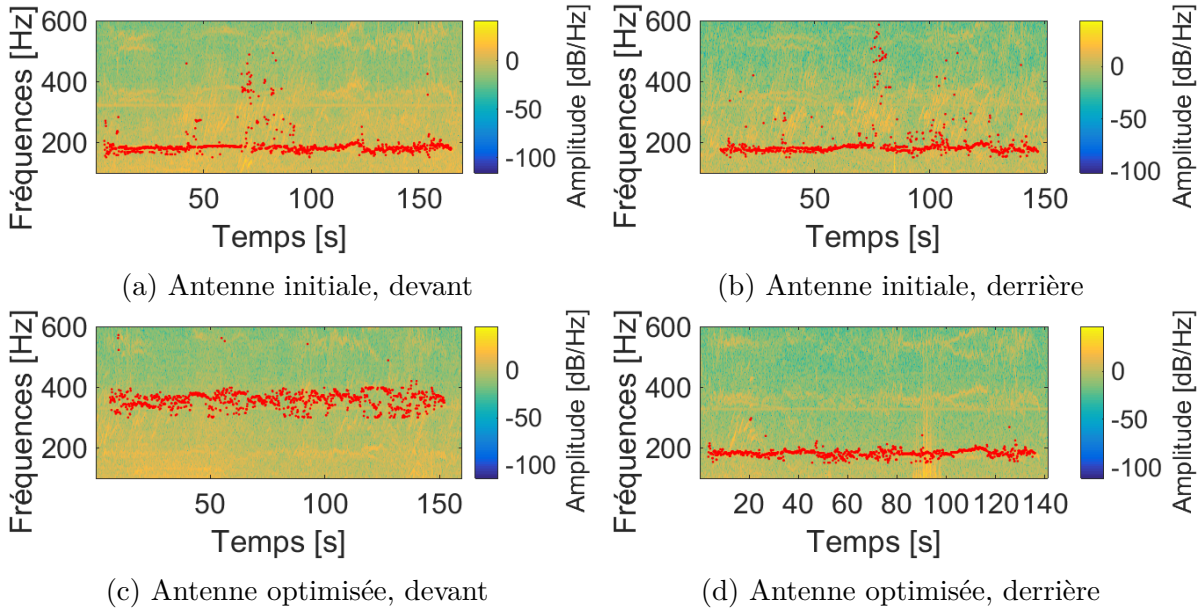


FIGURE 4.31 – Spectrogrammes du microphone de référence pour les quatre mesures. Les points rouges sont les fréquences candidates dont des harmoniques sont sélectionnés dans la RTF.

RTF. Les résultats montrent que globalement le suivi de la direction est bien assuré avec des fluctuations assez faibles malgré les sources perturbatrices présentes pour toutes les mesures. Avec l'antenne optimisée, un écart est visible au début et à la fin de la trajectoire pour les deux configurations. La configuration avec le drone derrière l'antenne montre moins de fluctuations en azimuth avec l'antenne optimisée par rapport à l'antenne initiale. La Figure C.3 montre également un comportement meilleur du DSB classique avec plus d'estimations proches du GPS pour l'antenne optimisée. Le début de la trajectoire suit le GPS avec beaucoup de fluctuations mais la fin de la trajectoire est très lisse.

La Figure 4.35 montre des exemples de cartes d'énergie à l'instant  $t=40$  s et  $t=135$  s avec l'antenne initiale et l'antenne optimisée pour le DSB classique et l'approche RTF. Les cartes sont très bruitées pour le DSB classique mais l'approche RTF permet de clarifier les cartes d'énergies. L'antenne optimisée montre une carte d'énergie plus claire que l'antenne initiale avec un lobe principal plus étroit dû aussi à la fréquence choisie plus élevée dans la recherche effectuée avec le SHC ( $[300; 400]$  Hz au lieu de  $[150; 300]$  Hz).

La Table 4.9 présente les erreurs moyennes et écarts-types des quatre mesures avec le DSB classique et l'approche RTF. Comme vu avec les estimations en azimuth et en élévation, l'approche RTF permet une réduction significative de l'erreur en azimuth et

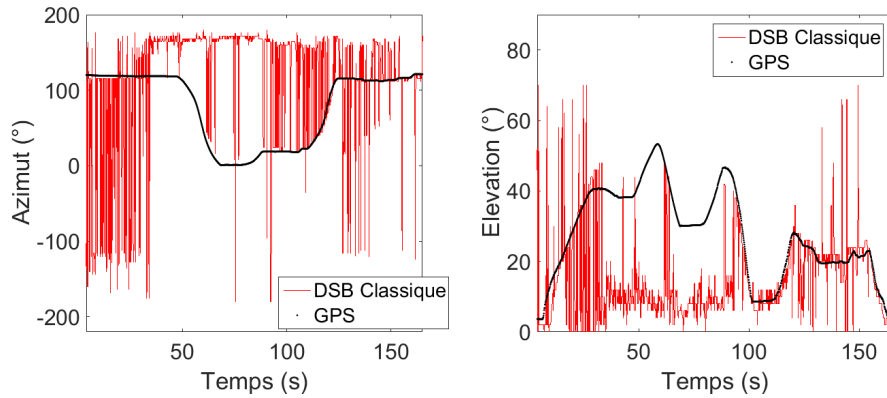


FIGURE 4.32 – Évolution de l'azimut et de l'élévation en fonction du temps pour la mesure avec l'antenne initiale placée face au drone et pour le DSB classique.

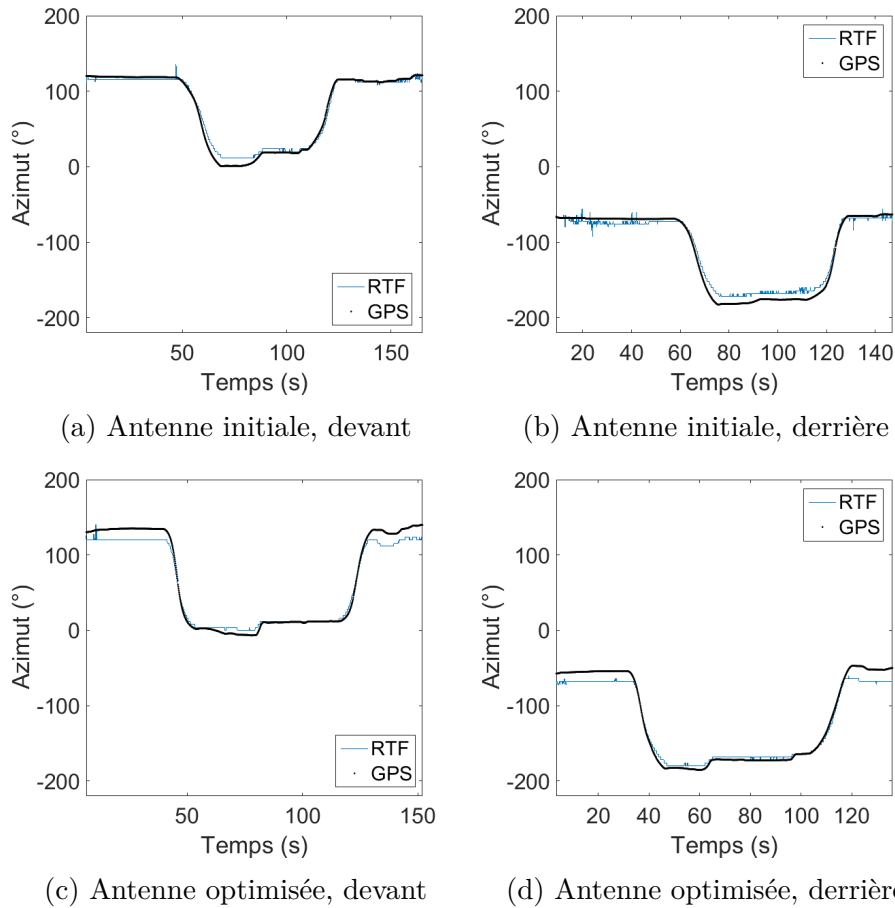


FIGURE 4.33 – Évolution de l'azimut en fonction du temps pour l'approche RTF dans les quatre configurations de mesures.

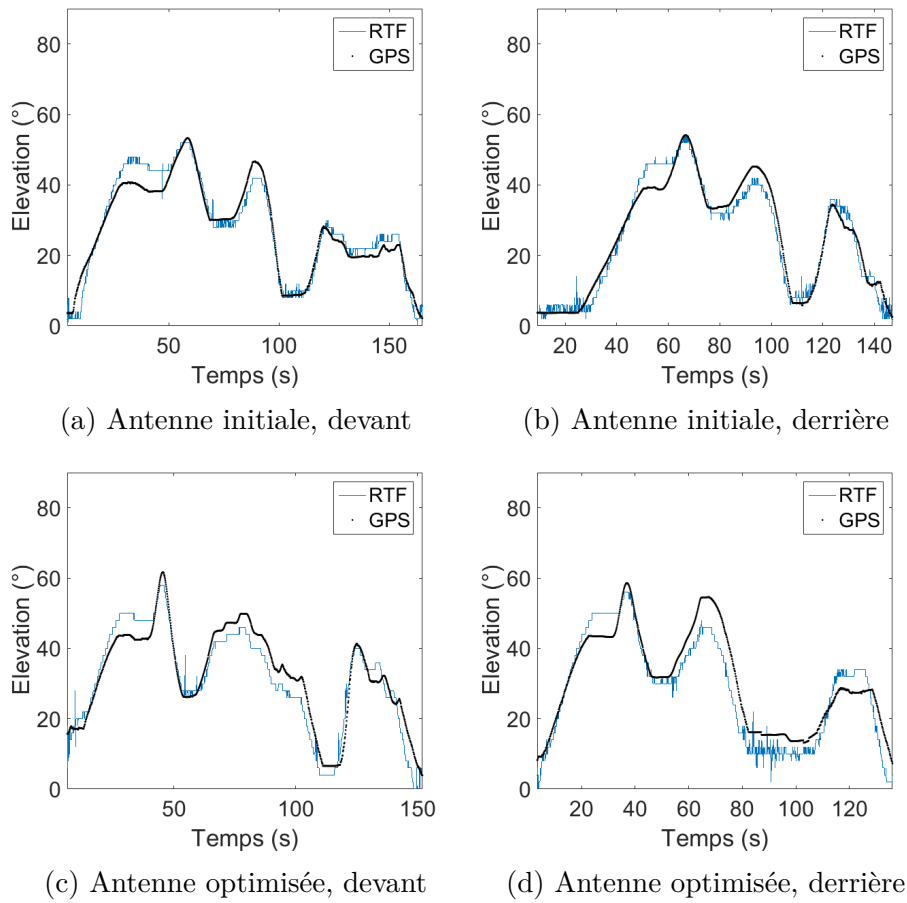


FIGURE 4.34 – Évolution de l'élévation en fonction du temps pour l'approche RTF dans les quatre configurations de mesures.

en élévation. Le critère de continuité permet de limiter la dispersion des estimations et donc de diminuer les écarts-types. L'antenne initiale donne de meilleures performances en moyenne par rapport à l'antenne optimisée avec une erreur de  $4.2^\circ$  en azimut et  $2.7^\circ$  en élévation. Les erreurs moyennes plus élevées de l'antenne optimisées sont dues aux biais en début et fin de trajectoire. Il serait intéressant de réaliser des essais en chambre anéchoïque avec une trajectoire programmée afin d'améliorer la répétabilité des mesures et ainsi mieux comparer les deux antennes.

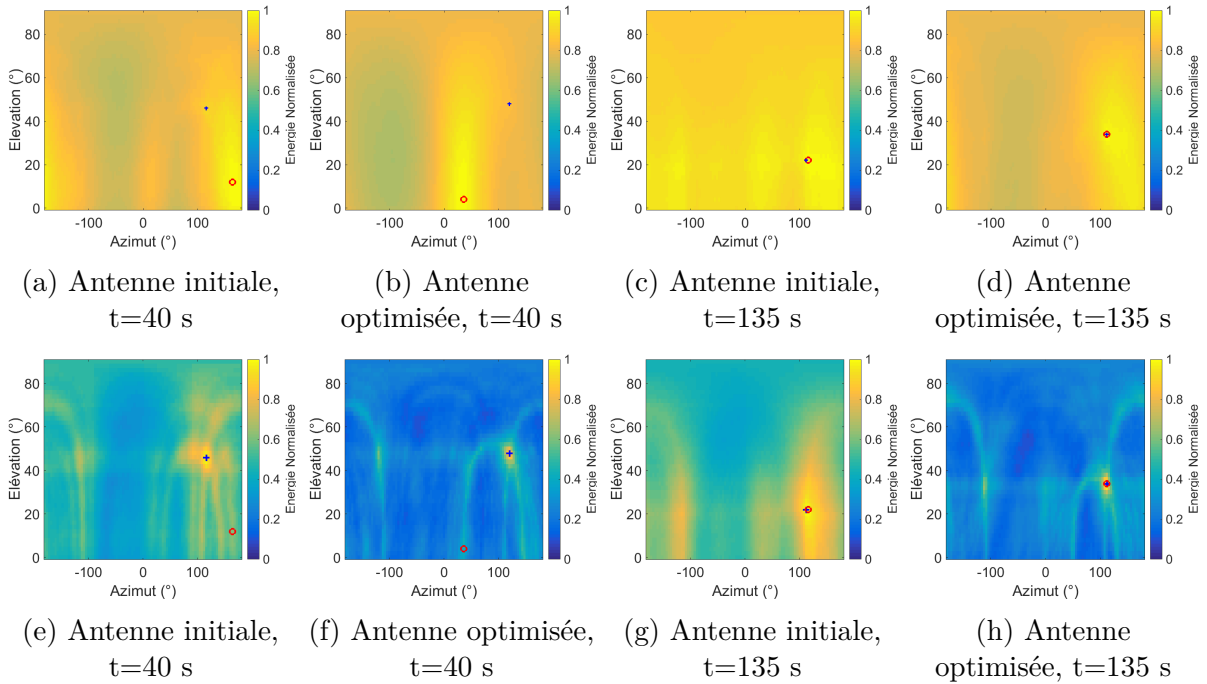


FIGURE 4.35 – Exemples de cartes d’énergie données par le DSB (première ligne) et par la RTF (deuxième ligne) pour deux instants et pour deux configuration d’antenne face au drone. Les ronds correspondent aux estimations de la direction d’arrivée donnée par le DSB classique et les croix celles données par l’approche RTF.

## 4.5 Mesure avec une grande distance drone-antenne

Une mesure a été réalisée avec l’antenne optimisée afin de déterminer la distance limite pour laquelle l’antenne peut estimer la direction d’arrivée du drone. La Figure 4.36 montre la trajectoire effectuée par le drone ainsi que l’évolution de la distance entre le drone et l’antenne au cours du temps obtenue avec les données du GPS embarqué sur le drone. La Figure 4.37 présente le spectrogramme du microphone de référence pour cette mesure. La mesure est assez bruité et plusieurs instants montrent des accélérations de voitures (34 s, 130 s, 168 s, 200 s, 290 s). On peut remarquer que le contenu associé au drone n’est plus visible à partir d’environ 115 s et réapparaît vers 216 s. La Figure 4.38 présente les estimations de la direction d’arrivée du drone avec le DSB classique et l’approche RTF. Le DSB classique permet d’obtenir quelques estimations proches des données GPS au début et à la fin de la trajectoire. L’approche RTF permet d’éliminer toutes les fluctuations, comme dans les mesures précédentes, et de bien suivre les données GPS. Comme vu avec le spectrogramme, les deux approches perdent la trace du drone et les estimations ne

	Azimut $\varphi$ ( $^{\circ}$ )		Elevation $\theta$ ( $^{\circ}$ )	
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
Antenne initiale devant				
DSB classique	79.8	76.3	15.3	15
RTF	<b>4.2</b>	<b>3.7</b>	<b>2.7</b>	<b>2</b>
Antenne optimisée devant				
DSB classique	86.1	58.5	22	15.7
RTF	8.1	6	3.8	2.3
Antenne initiale derrière				
DSB classique	85.6	61.7	16.4	14.3
RTF	6.7	3.8	<b>2.7</b>	<b>2</b>
Antenne optimisée derrière				
DSB classique	63.2	73.6	12.8	13.2
RTF	7.6	5.5	4.7	3

TABLE 4.9 – Moyenne ( $\mu$ ) et écart-type ( $\sigma$ ) des erreurs d'estimation en azimut ( $\varphi$ ) et en élévation ( $\theta$ ) pour les mesures avec l'antenne initiale et l'antenne optimisée.

correspondent plus. D'après les distances données par le GPS, le drone est à une distance de 270 m lorsque le signal n'est plus perceptible vers 114 s. Lorsque le signal redevient perceptible, la distance entre l'antenne et le drone est d'environ 260 m.

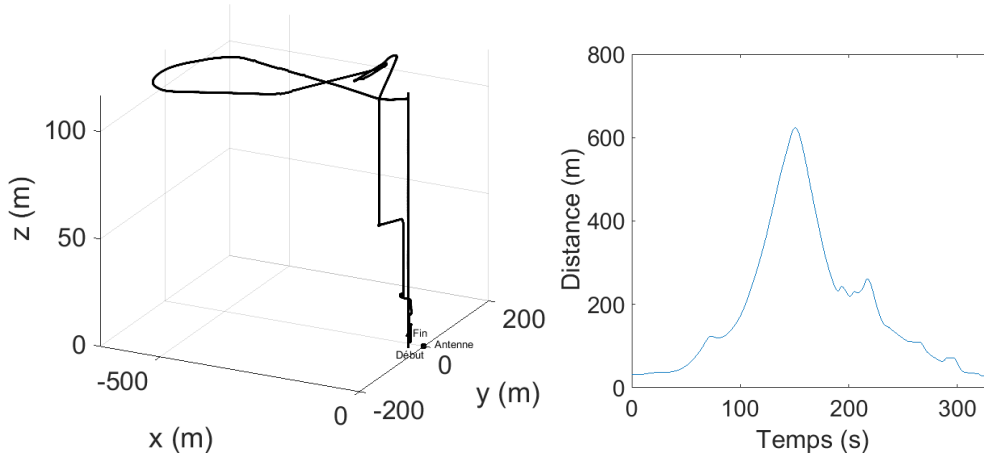


FIGURE 4.36 – Trajectoire pour la mesure sur une grande distance et évolution de la distance entre le drone et l'antenne d'après les données du GPS embarqué sur le drone.

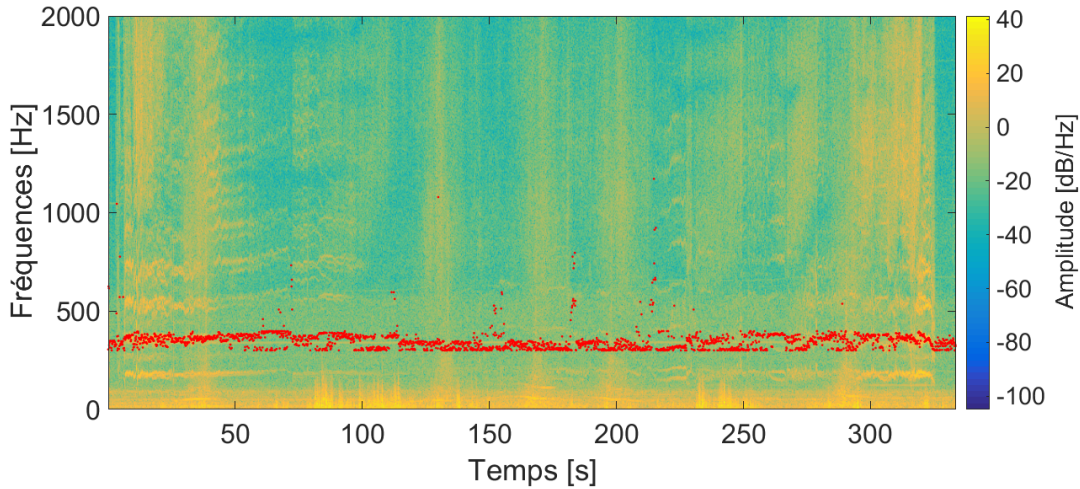


FIGURE 4.37 – Spectrogramme du microphone de référence pour la mesure sur une grande distance avec l'antenne optimisée. Les points rouges sont les fréquences candidates dont des harmoniques seront sélectionnés dans la RTF.

## 4.6 Évaluation du temps de calcul de l'approche RTF

Les approches RTF et BSPFT ont toutes les deux pour but de prendre en compte la signature acoustique du drone dans le beamforming. L'approche RTF permet de se passer du filtrage temporel qui demande de filtrer le signal dans un sens, retourner le résultat temporellement, le filtrer à nouveau, puis retourner le résultat pour conserver la phase. Après obtention de la RTF du signal focalisé, il est donc simple de sélectionner un contenu spectral différent en utilisant le critère de continuité. Cela demande donc d'effectuer une TFCT pour chaque direction. Le temps de calcul de l'approche RTF est évalué sur 500 tronçons sur lesquels les directions d'arrivée sont estimées avec une résolution de ( $4^\circ$ ,  $2^\circ$ ). Chaque estimation est calculée sur des tronçons de 5000 points tous les 2500 points. 4096 points sont utilisés pour le beamforming, 8192 points pour le SHC avec le critère de continuité. La Figure 4.39 montre l'évolution du temps de calcul total de l'approche, celui du beamforming, et celui du SHC avec le critère de continuité et les calculs d'énergie. Le temps de calcul a été évalué en utilisant Matlab<sup>®</sup> avec un processeur de 3.20 Ghz (AMD Ryzen<sup>™</sup> 7 5800H). Le temps de calcul a été divisé par le nombre d'angles de la résolution angulaire ( $91 \times 46 = 4186$ ) pour avoir le temps de calcul pour une direction. Le temps de calcul du beamforming seul est d'environ 2 ms. Le temps de calcul total moyen pour un angle, est de 5 ms. Des estimations tous les 2500 points correspondent à l'obtention d'une nouvelle direction d'arrivée toutes les 125 ms. En limitant la recherche

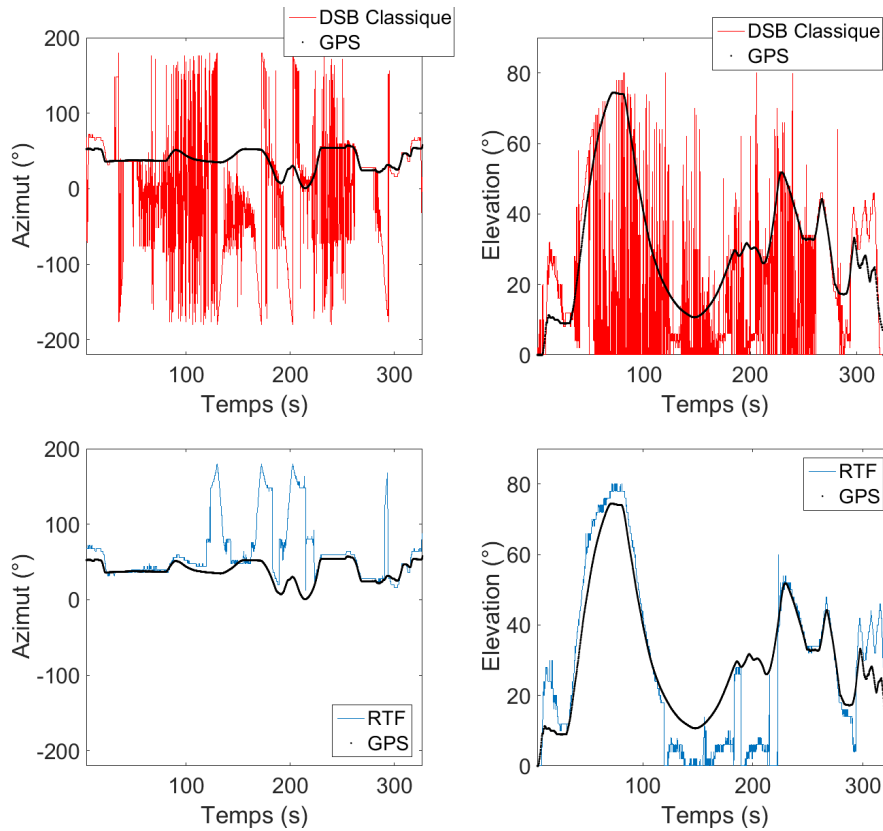


FIGURE 4.38 – Évolution de l’azimut et de l’élévation en fonction du temps pour la mesure sur une grande distance avec l’antenne optimisée avec le DSB classique et l’approche RTF.

de bonnes estimations avec le critère de continuité à par exemple 3 estimations, il est possible d’effectuer un traitement en temps réel en réalisant autour de 25 opérations en parallèle.

## 4.7 Conclusion du quatrième chapitre

Dans ce chapitre, l’aspect expérimental de l’approche proposée a été abordé. Deux algorithmes de détection de la fréquence fondamentale ont été présentés et comparés. L’information de cette fréquence permet de choisir le contenu associé au drone dans la RTF. L’algorithme SHC est celui qui a été retenu dans la suite du chapitre. La sélection du contenu dans la RTF pour le calcul d’énergie a été détaillée. La définition de deux types de largeurs de bandes permet deux sélections différentes des échantillons temps-fréquence associés au drone. Les paramètres comme la largeur de bande, le facteur de qualité, ou le nombre d’harmoniques sont introduits et les résultats d’estimation avec

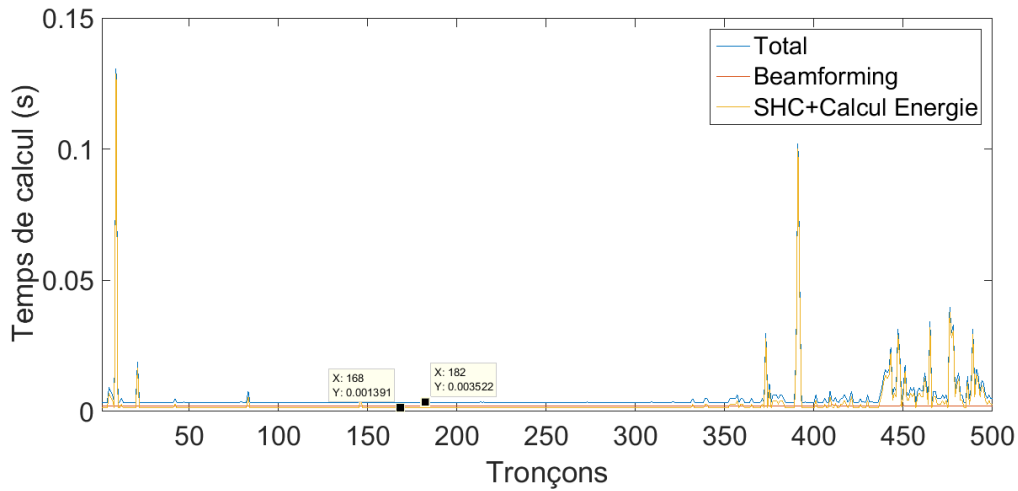


FIGURE 4.39 – Évolution du temps de calcul pour une direction sur 500 tronçons pour l’approche RTF.

ces paramètres sont comparés sur des mesures expérimentales. Après comparaison des résultats, une largeur de bande variable avec l’harmonique a été choisie avec un facteur de qualité  $Q=10$  et en prenant 5 harmoniques. L’influence de la résolution spatiale a également été abordée et montre que l’approche RTF permet de bonnes performances même avec une grille moins précise. Le cas de mesures avec des sources perturbatrices a été étudié afin de d’évaluer la robustesse de l’approche. L’algorithme SHC permettant d’obtenir plusieurs candidats de fréquences fondamentales, un critère de continuité des estimations de la direction d’arrivée a été proposé afin d’améliorer la performance de l’approche RTF. Le critère de continuité a été testé sur plusieurs mesures présentant diverses sources perturbatrices (accélération de voiture, chants d’oiseaux, ...). Il permet un bon suivi de la direction d’arrivée en sélectionnant le bon contenu fréquentiel. Une campagne de mesure a également été effectuée afin de tester une antenne optimisée avec algorithme génétique décrit au chapitre 2. Les résultats montrent que l’antenne permet également de bonnes performances d’estimation de la direction d’arrivée du drone. Une mesure a été effectuée afin d’évaluer la distance limite d’estimation de la direction d’arrivée et les résultats montrent que cette distance se situe entre 260 et 270 m. Finalement, une évaluation du temps de calcul de l’approche a été réalisée et indique qu’un traitement en temps réel est possible avec une parallélisation des calculs.

# CONCLUSION

---

## Rappel des objectifs

L'objectif de cette thèse était le suivi acoustique d'un engin en vol en environnement bruyé. Cet objectif répond au besoin d'avoir des méthodes pour faire face à des problèmes d'utilisation de drones hors du cadre de sécurité et du respect de la vie privée. En effet, ces menaces, qu'elles soient intentionnelles ou accidentelles, doivent être traitées. Ces travaux ont permis de poursuivre des études précédentes ayant fait l'objet d'une thèse répondant à la problématique de localisation et de suivi de drone. Les axes d'amélioration concernaient premièrement l'optimisation de la géométrie de l'antenne. Un deuxième axe portait sur la localisation, plus précisément sur la fiabilisation du suivi, la prise en compte d'environnements plus complexes et l'évaluation des limites de la méthode proposée.

## Principales contributions

La première contribution de cette thèse réside dans l'étude de l'amélioration de la géométrie de l'antenne. L'optimisation par algorithme génétique a permis d'obtenir deux antennes avec une directivité possédant de bons compromis concernant les largeurs de lobes en azimut et élévation, ainsi que les différences de niveaux entre lobe principal et lobes secondaires. L'amélioration de la directivité d'une antenne permet de limiter les erreurs de localisation qui peuvent être liées par exemple à la détection d'un lobe secondaire plutôt que du lobe principal.

La deuxième contribution est le développement de l'approche RTF, qui permet de prendre en compte la signature acoustique du drone. L'approche a été validée avec des simulations numériques et des mesures expérimentales. Le fait de sélectionner un certain contenu spectral pour le calcul de l'énergie permet d'améliorer le rapport signal à bruit et de faire abstraction d'autres sources ayant des fréquences différentes. En effet, lors de la présence de sources perturbatrices comme des accélérations de voiture, des chants d'oiseaux ou d'autres drones, l'approche montre de bonnes performances, notamment avec l'utilisation du critère de continuité dans le choix des fréquences fondamentales.

---

L'utilisation de l'algorithme SHC permet également une meilleure robustesse face au bruit pour l'obtention de ces fréquences.

Les derniers résultats présentés, issus de la dernière campagne de mesures, ont permis l'utilisation d'une des antennes optimisées par algorithme génétique. Les résultats ont souligné une bonne performance de l'antenne optimisée, que ce soit face au drone ou face opposée au drone. Un exemple de carte d'énergie a montré l'effet de l'optimisation sur l'estimation de la direction d'arrivée : la carte d'énergie met en effet en évidence une réduction des lobes secondaires.

Les limites de l'approche ont également été étudiées. La distance limite d'estimation de la direction d'arrivée, pour la trajectoire considérée, se situe entre 260 et 270 m. Le temps de calcul a également été évalué et montre qu'il serait possible d'effectuer un traitement en temps réel si les calculs sont parallélisés.

## Perspectives

L'avancement de ces travaux amène des pistes d'améliorations. Concernant l'optimisation d'antenne par algorithme génétique, il serait intéressant d'essayer d'autres paramètres intrinsèques à l'algorithme comme le type de croisements (autres tableaux de croisement, différents nombres de gènes échangés, ...), ou le nombre d'individus par génération. Dans cette thèse, l'optimisation est réalisée pour une fréquence et une direction, il serait intéressant d'étendre l'optimisation à plusieurs fréquences et directions. L'utilisation d'autres types de microphones comme les MEMS (Microelectromechanical systems) pourrait permettre d'augmenter le nombre de capteurs de l'antenne et d'améliorer sa directivité. Avec plus de microphones, il serait en effet possible de choisir quels microphones utiliser pour une certaine direction en utilisant l'algorithme génétique.

Les données de référence GPS font également partie des améliorations nécessaires afin de bien évaluer les performances des différentes approches. Des travaux sont en cours pour la mise en place d'un GPS RTK mais l'avancée n'a pas été jugée suffisante pour être abordée dans ce mémoire. La calibration d'antenne en phase est un des axes méritant d'être explorés afin d'assurer une meilleure localisation.

L'approche RTF permet d'obtenir uniquement la direction d'arrivée du drone. Une autre piste d'amélioration serait donc d'estimer la distance entre le drone et l'antenne. Dans les travaux de T. Blanchard, un modèle de propagation en onde sphérique a été utilisé afin d'obtenir cette estimation. Cela implique une plus grande grille de recherche

---

et il serait donc intéressant d'utiliser des méthodes permettant d'optimiser la recherche dans les trois dimensions de l'espace. D'autres types de représentations temps-fréquence ont été abordés dans le premier chapitre mais n'ont pas été explorés dans cette thèse.

D'un point de vue des simulations numériques, il serait pertinent de développer le modèle de signal de drone. Dans cette thèse, un signal focalisé a été utilisé pour se rapprocher de la réalité. Un modèle permettant de simuler plusieurs moteurs à la fois en fonction des mouvements du drone permettrait de se rapprocher du comportement réel et de mieux valider les méthodes.

Le cas de la présence de deux drones a fait l'objet d'une expérimentation avec un drone statique considéré comme une source perturbatrice. Il serait intéressant de réaliser des expérimentations plus complexes avec deux drones ayant des trajectoires différentes ou deux drones qui se suivent.

La complexité de l'approche RTF a été abordée par l'évaluation de son temps de calcul. Un travail pourrait être réalisé pour analyser plus en profondeur la complexité de la méthode proposée et optimiser l'algorithme. L'implémentation de cette approche en temps-réel passerait par la parallélisation de certains calculs mais nécessiterait une étude plus complète.

D'autres méthodes de localisation telles que les techniques parcimonieuses ont été abordées dans le premier chapitre et pourraient faire l'objet d'une étude. L'utilisation de l'intelligence artificielle pour la localisation serait également intéressante.

La détection de drone est un autre axe n'ayant pas été abordée dans ces travaux. Celle-ci pourrait être réalisée avec l'algorithme SHC en détectant la présence de structure harmonique. Elle pourrait également être implantée à partir de techniques d'intelligence artificielle.

L'approche développée tire parti de la signature acoustique d'un drone. Il serait intéressant de voir si l'approche proposée donne de bons résultats sur d'autres drones. Une autre perspective serait d'être capable d'identifier ou de reconnaître un type de drone grâce à sa signature acoustique.



# ANNEXE A

## A.1 Récapitulatif des mesures abordées dans la thèse

Trajectoire	Lieu	Réalisée par	Présentée aussi dans
Verticale 1	ENSIM	T. Blanchard	[60]
Verticale 2	ENSIM	T. Blanchard	
Horizontale	ENSIM	T. Blanchard	
Circulaire	Bazoge	T. Blanchard	[61] [64], [65]
Horizontale à plusieurs hauteurs	Bazoge	T. Blanchard	[65]
Deux drones	Epau	N. Itare	
Antenne initiale face au drone	Epau	N. Itare	
Antenne initiale face opposée au drone	Epau	N. Itare	
Antenne optimisée face au drone	Epau	N. Itare	
Antenne optimisée face opposée au drone	Epau	N. Itare	
Grande distance	Epau	N. Itare	

TABLE A.1 – Tableau récapitulatif des mesures présentées dans le mémoire.

Les références en gras concernent les publications liées à la thèse. Les mesures effectuées par T. Blanchard, pour lesquelles il n'y a pas de références n'ont pas été traitées dans ses travaux.

---

## A.2 Trajectoire horizontale

	Azimut $\varphi$ ( $^{\circ}$ )		Elevation $\theta$ ( $^{\circ}$ )	
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
DSB classique	17.4	<b>10.6</b>	<b>1.7</b>	1.8
RTF : Q=5	17.2	11	2.2	<b>1.4</b>
RTF : $\Delta f=35$ Hz	17.2	11	2.2	<b>1.4</b>
RTF : Q=10	<b>16.9</b>	11.3	2.2	<b>1.4</b>
RTF : $\Delta f=17.5$ Hz	17.4	12.7	2.3	<b>1.4</b>

TABLE A.2 – Moyenne ( $\mu$ ) et écart-type ( $\sigma$ ) des erreurs d'estimation en azimut ( $\varphi$ ) et en élévation ( $\theta$ ) pour la trajectoire horizontale sans la correction GPS.

## A.3 Mesure avec deux drones

	Azimut $\varphi$ ( $^{\circ}$ )		Elevation $\theta$ ( $^{\circ}$ )	
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
DSB classique	44.7	48.7	3.2	2.2
RTF	8.9	10	1.2	1.6

TABLE A.3 – Moyenne ( $\mu$ ) et écart-type ( $\sigma$ ) des erreurs d'estimation en azimut ( $\varphi$ ) et en élévation ( $\theta$ ) pour la trajectoire horizontale avec deux drones. La RTF est utilisée avec Q=5 et 10 harmoniques.

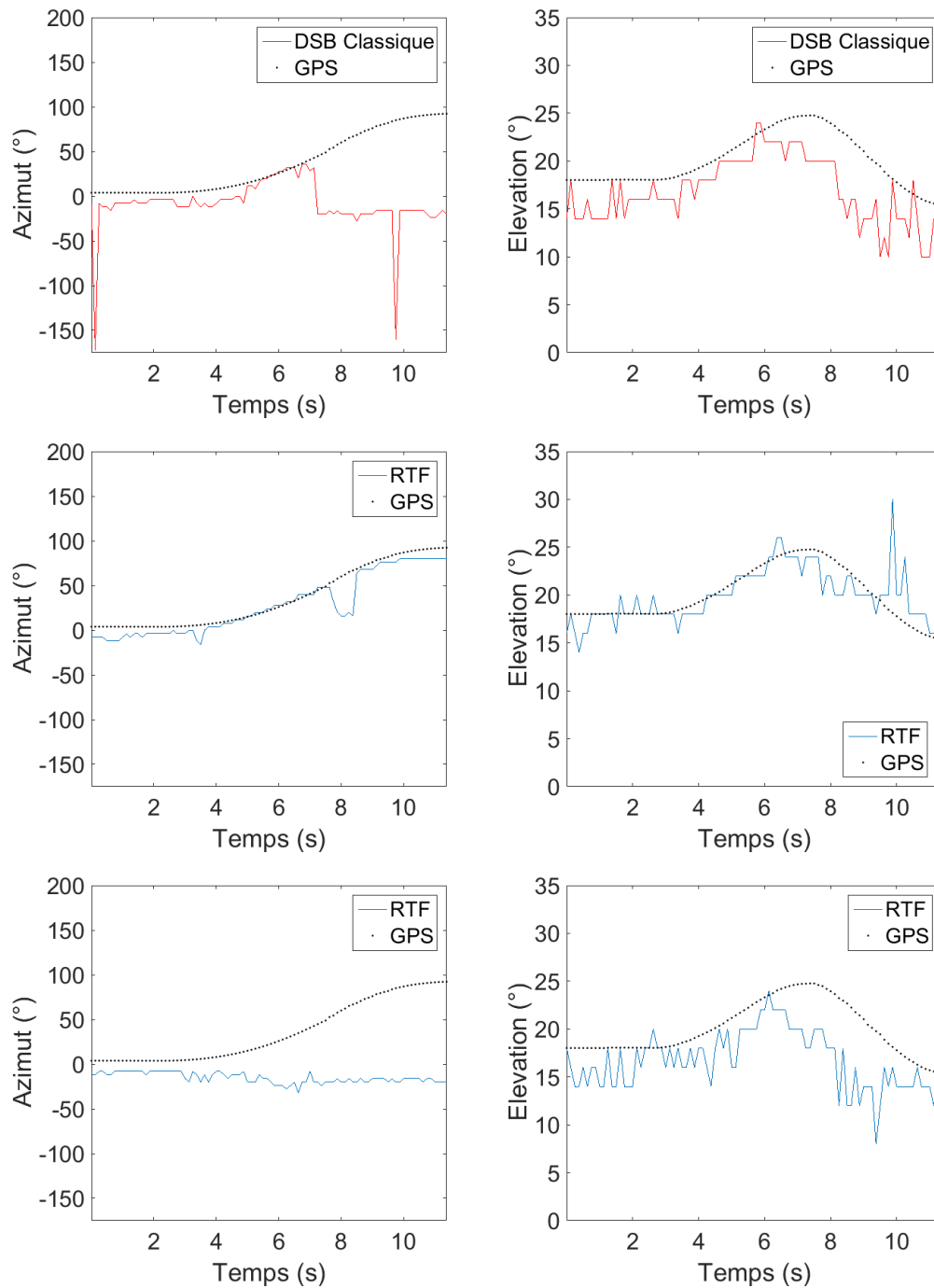


FIGURE A.1 – Évolution de l’azimut et de l’élévation en fonction du temps pour la trajectoire horizontale en présence de deux drones, pour le DSB classique (première ligne), la RTF pour le premier drone (deuxième ligne), la RTF pour le deuxième drone (troisième ligne). La RTF est utilisée avec  $Q=5$  et 10 harmoniques.

# ANNEXE B

---

## B.1 Spectrogrammes des mesures de comparaison entre l'antenne initiale et l'antenne optimisée avec 200 générations

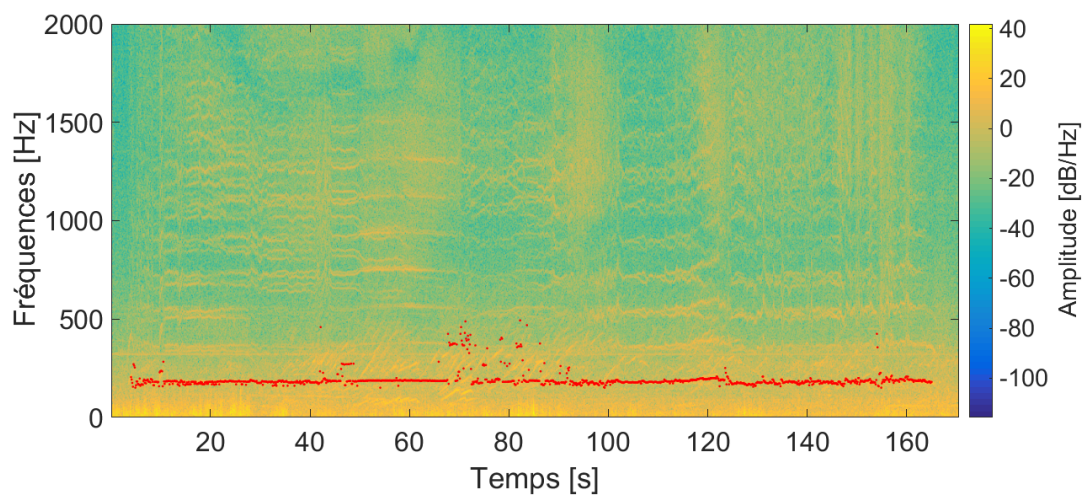


FIGURE B.1 – Spectrogramme du microphone de référence pour la mesure avec l'antenne initiale placée face au drone. Les points rouges sont les fréquences candidates dont des harmoniques sont sélectionnés dans la RTF.

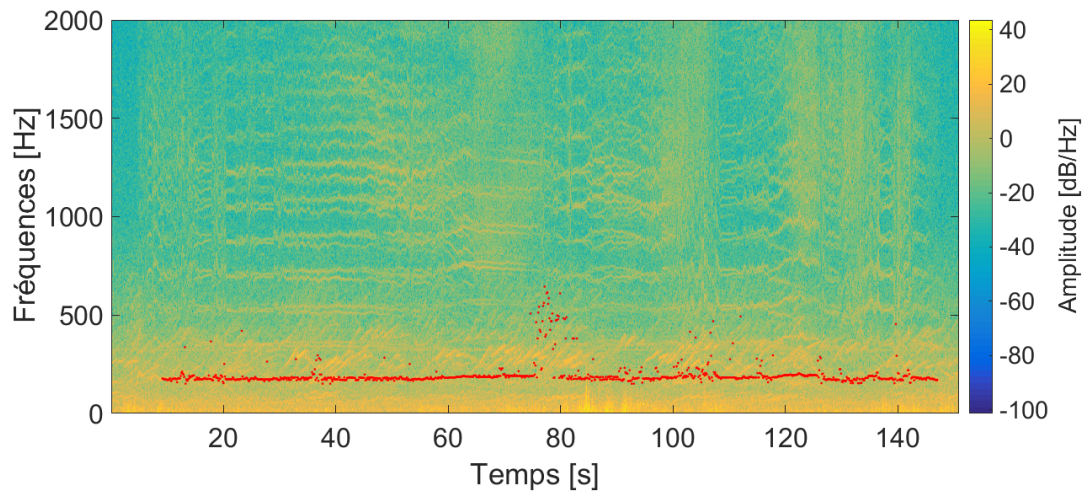


FIGURE B.2 – Spectrogramme du microphone de référence pour la mesure avec l’antenne initiale placée face opposée au drone. Les points rouges sont les fréquences candidates dont des harmoniques sont sélectionnés dans la RTF.

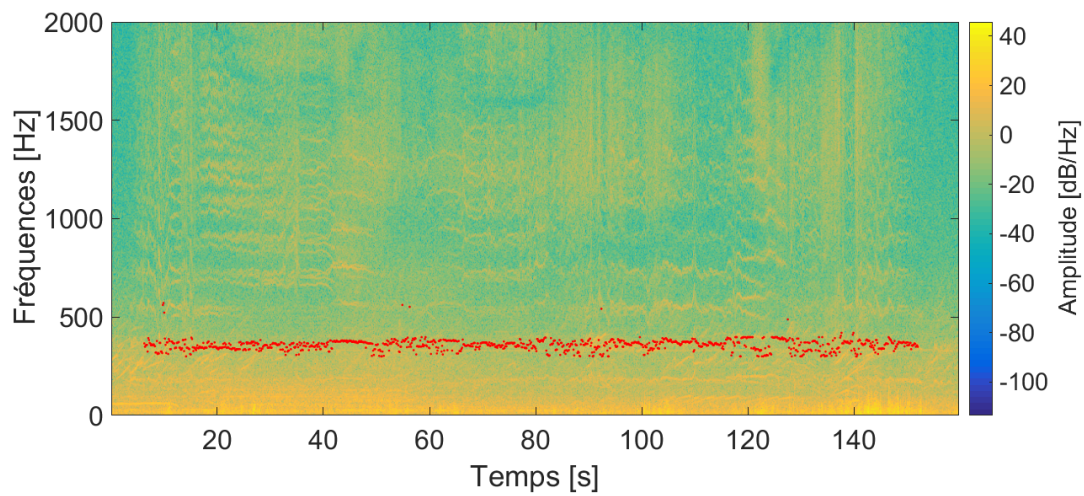


FIGURE B.3 – Spectrogramme du microphone de référence pour la mesure avec l’antenne optimisée placée face au drone. Les points rouges sont les fréquences candidates dont des harmoniques seront sélectionnés dans la RTF.

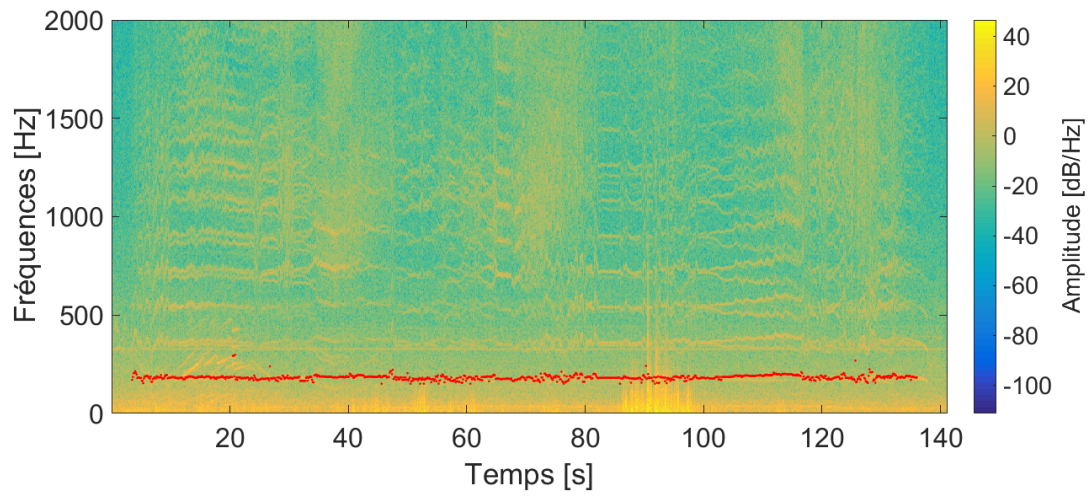


FIGURE B.4 – Spectrogramme du microphone de référence pour la mesure avec l’antenne optimisée placée face opposée au drone. Les points rouges sont les fréquences candidates dont des harmoniques sont sélectionnés dans la RTF.

# ANNEXE C

## C.1 Résultats de localisation avec le DSB classique pour les mesures de comparaison entre l'antenne initiale et l'antenne optimisée avec 200 générations

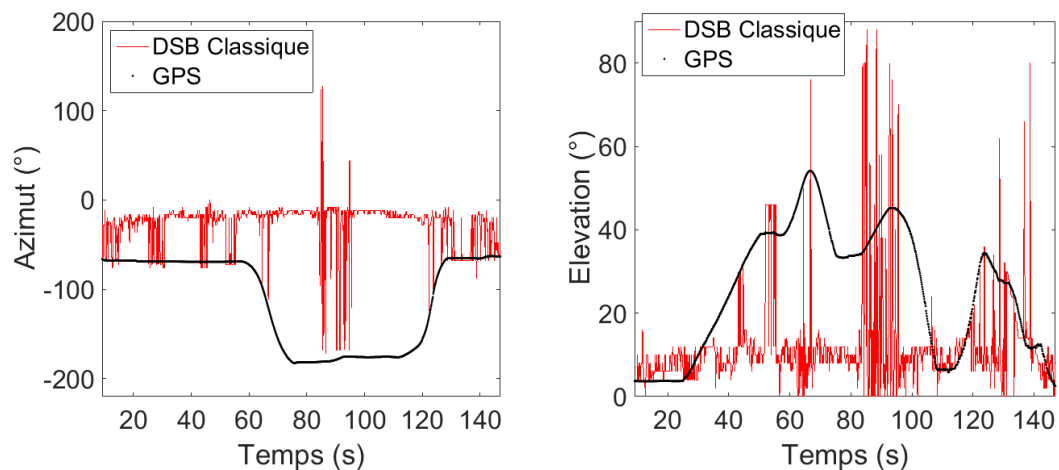


FIGURE C.1 – Évolution de l'azimut et de l'élévation en fonction du temps pour la mesure avec l'antenne initiale placée en direction opposée au drone avec le DSB classique.

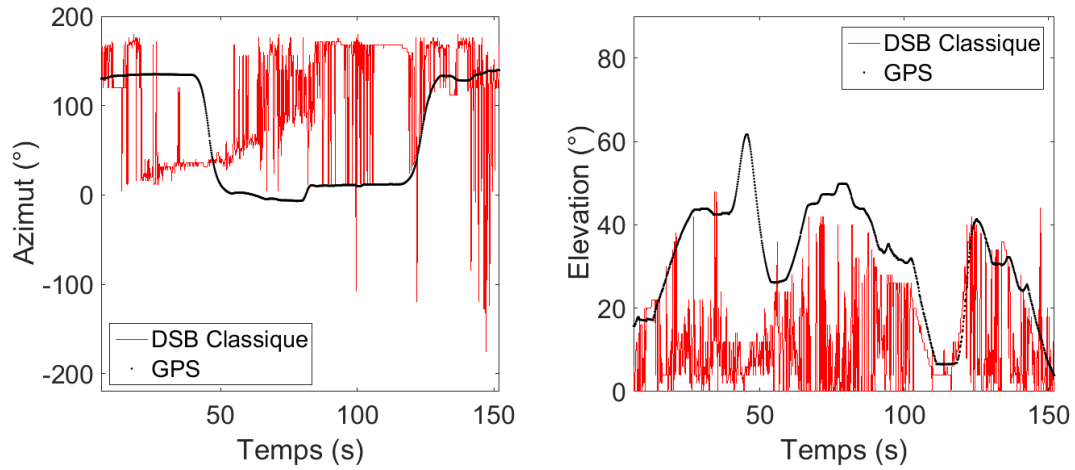


FIGURE C.2 – Évolution de l’azimut et de l’élévation en fonction du temps pour la mesure avec l’antenne optimisée placée en direction face au drone avec le DSB classique.

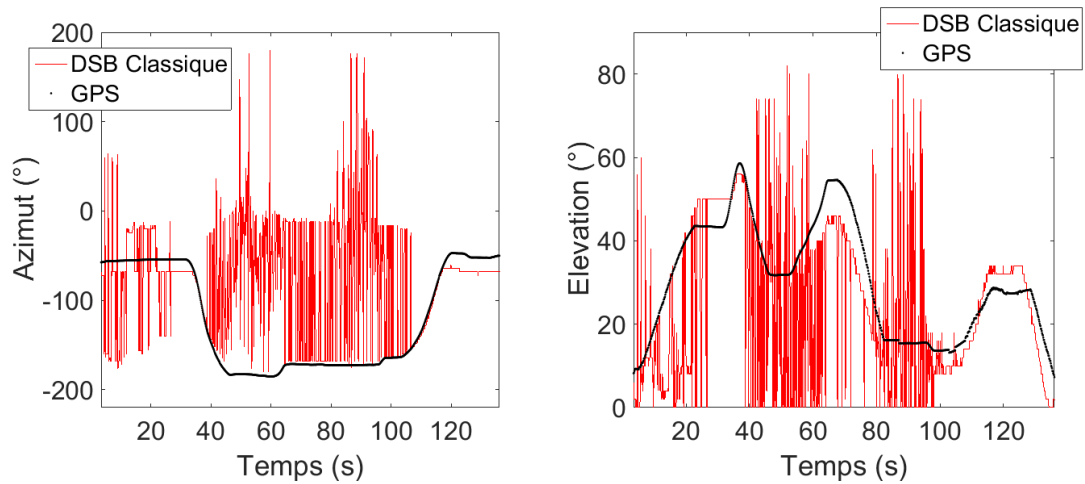


FIGURE C.3 – Évolution de l’azimut et de l’élévation en fonction du temps pour la mesure avec l’antenne optimisée placée en direction opposée au drone avec le DSB classique.

# BIBLIOGRAPHIE

---

- [1] M. HASSANALIAN et A. ABDELKEFI, « Classifications, applications, and design challenges of drones : A review », *Progress in Aerospace Sciences*, t. 91, p. 99-131, mai 2017, ISSN : 03760421. DOI : 10.1016/j.paerosci.2017.04.003.
- [2] J. C. ROSSER, V. VIGNESH, B. A. TERWILLIGER et B. C. PARKER, « Surgical and Medical Applications of Drones : A Comprehensive Review », *JSLs*, t. 22, 3, e2018.00018, 2018, ISSN : 1086-8089. DOI : 10.4293/JSLs.2018.00018.
- [3] D. GALLACHER, « Drone Applications for Environmental Management in Urban Spaces : A Review », *International Journal of Sustainable Land Use and Urban Planning*, t. 3, 4, fév. 2017, ISSN : 1927-8845. DOI : 10.24102/ijslup.v3i4.738.
- [4] G. LYKOU, D. MOUSTAKAS et D. GRITZALIS, « Defending Airports from UAS : A Survey on Cyber-Attacks and Counter-Drone Sensing Technologies », *Sensors*, t. 20, 12, p. 3537, juin 2020, ISSN : 1424-8220. DOI : 10.3390/s20123537.
- [5] A. SHAFIQUE, A. MEHMOOD et M. ELHADEF, « Survey of Security Protocols and Vulnerabilities in Unmanned Aerial Vehicles », *IEEE Access*, t. 9, p. 46 927-46 948, 2021, ISSN : 2169-3536. DOI : 10.1109/ACCESS.2021.3066778.
- [6] A. SOLODOV, A. WILLIAMS, S. AL HANAËI et B. GODDARD, « Analyzing the threat of unmanned aerial vehicles (UAV) to nuclear facilities », *Secur J*, t. 31, 1, p. 305-324, fév. 2018, ISSN : 0955-1662, 1743-4645. DOI : 10.1057/s41284-017-0102-5.
- [7] G. WILD, J. MURRAY et G. BAXTER, « Exploring Civil Drone Accidents and Incidents to Help Prevent Potential Air Disasters », *Aerospace*, t. 3, 3, p. 22, juill. 2016, ISSN : 2226-4310. DOI : 10.3390/aerospace3030022.
- [8] M. S. ISLAM, M. M. AHMED et S. ISLAM, « A conceptual system architecture for countering the civilian unmanned aerial vehicles threat to nuclear facilities », *International Journal of Critical Infrastructure Protection*, t. 23, p. 139-149, déc. 2018, ISSN : 18745482. DOI : 10.1016/j.ijcip.2018.10.003.

- 
- [9] S. PARK, H. T. KIM, S. LEE, H. JOO et H. KIM, « Survey on Anti-Drone Systems : Components, Designs, and Challenges », *IEEE Access*, t. 9, p. 42 635-42 659, 2021, ISSN : 2169-3536. DOI : 10.1109/ACCESS.2021.3065926.
- [10] X. SHI, C. YANG, X. JIAYANG, C. LIANG et J. CHEN, « Anti-Drone System with Multiple Surveillance Technologies : Architecture, Implementation, and Challenges », *IEEE Communications Magazine*, t. 56, p. 68-74, avr. 2018. DOI : 10.1109/MCOM.2018.1700430.
- [11] B. VAN VEEN et K. BUCKLEY, « Beamforming : a versatile approach to spatial filtering », *IEEE ASSP Mag.*, t. 5, 2, p. 4-24, avr. 1988, ISSN : 0740-7467. DOI : 10.1109/53.665.
- [12] A. TRUCCO, F. TRAVERSO et M. CROCCO, « Broadband performance of superdirective delay-and-sum beamformers steered to end-fire », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 135, 6, EL331-EL337, juin 2014, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/1.4879674.
- [13] B. NICOLAS, I. ITURBE et P. ROUX, « Double Beamforming for wave separation and identification : robustness against noise and application on FAF03 experiment », p. 21, 2008.
- [14] R. BOULANDET, X. FALOURD, M. ROSSI et H. LISSEK, « Localisation des premières réflexions dans une salle par chrono-goniométrie acoustique », *Congrès Français d'Acoustique 2010, Lyon*, p. 6, 2010.
- [15] J.-L. COLLETTE et O. PIETQUIN, « Localisation de source sonore par goniometrie acoustique pour la detection de chute », Troyes, 2009, p. 2.
- [16] E. V. LANCKER, « Goniométrie acoustique et estimation des différences de temps de propagation », *Congrès Français d'Acoustique 2000, Lausanne*, p. 4, 2000.
- [17] E. VAN LANCKER, « Acoustic Goniometry : A Spatio-Temporal Approach », thèse de doct., Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne, 2001.
- [18] J.-L. LACOUME, « Mesure de retard. De l'acoustique sous-marine à la tomographie acoustique océanique », *Trait. Sig*, t. 24, 4, p. 247-258, 2007.
- [19] H. HE, J. LU, L. WU et X. QIU, « Time delay estimation via non-mutual information among multiple microphones », *Applied Acoustics*, t. 74, 8, p. 1033-1036, août 2013, ISSN : 0003682X. DOI : 10.1016/j.apacoust.2013.02.001.

- 
- [20] K. W. LO, « Flight parameter estimation using time delay and intersensor multipath delay measurements from a small aperture acoustic array », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 134, 1, p. 17-28, juill. 2013, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/1.4807507.
- [21] A. LOMBARD, Y. ZHENG, H. BUCHNER et W. KELLERMANN, « TDOA Estimation for Multiple Sound Sources in Noisy and Reverberant Environments Using Broadband Independent Component Analysis », *IEEE Trans. Audio Speech Lang. Process.*, t. 19, 6, p. 1490-1503, août 2011, ISSN : 1558-7916, 1558-7924. DOI : 10.1109/TASL.2010.2092765.
- [22] J. H. DiBIASE, H. SILVERMAN et M. BRANDSTEIN, *Robust localization in reverberant rooms* (Digital signal processing), from Microphone arrays : signal processing, techniques and applications. Berlin : Springer, 2001, ISBN : 978-3-642-07547-6 978-3-540-41953-2. DOI : 10.1007/978-3-662-04619-7.
- [23] A. JOHANSSON, G. COOK et S. NORDHOLM, « Acoustic Direction of Arrival Estimation, a Comparison Between Root-MUSIC and SRP-PHAT », *IEEE*, p. 629-632, 2004.
- [24] S. LEE, Y. PARK et J.-S. CHOI, « Estimation of multiple sound source directions using artificial robot ears », *Applied Acoustics*, t. 77, p. 49-58, mars 2014, ISSN : 0003682X. DOI : 10.1016/j.apacoust.2013.10.001.
- [25] F. RUFFIER, S. BENACCHIO, F. EXPERT et E. OGAM, « A tiny directional sound sensor inspired by crickets designed for micro-air vehicles », in *2011 IEEE SENSORS Proceedings*, Limerick, Ireland : IEEE, oct. 2011, p. 970-973, ISBN : 978-1-4244-9289-3 978-1-4244-9290-9 978-1-4244-9288-6. DOI : 10.1109/ICSENS.2011.6126978.
- [26] L. CALMES, G. LAKEMEYER et H. WAGNER, « Azimuthal sound localization using coincidence of timing across frequency on a robotic platform », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 121, 4, p. 2034-2048, avr. 2007, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/1.2709866.
- [27] A. POURMOHAMMAD et S. M. AHADI, « N-dimensional N-microphone sound source localization », *J AUDIO SPEECH MUSIC PROC.*, t. 2013, 1, p. 27, déc. 2013, ISSN : 1687-4722. DOI : 10.1186/1687-4722-2013-27.

- 
- [28] A. RAMAMONJY, « Développement de nouvelles méthodes de classification/localisation de signaux acoustiques appliquées aux véhicules aériens (Development of new classification/localization methods applied to arian vehicle acoustical signals) », thèse de doct., Conservatoire National des Arts et Métiers, 2019.
- [29] B. GUR, « Particle velocity gradient based acoustic mode beamforming for short linear vector sensor arrays », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 135, 6, p. 3463-3473, juin 2014, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/1.4876180.
- [30] T. KUNDU, « Acoustic source localization », *Ultrasonics*, t. 54, 1, p. 25-38, jan. 2014, ISSN : 0041624X. DOI : 10.1016/j.ultras.2013.06.009.
- [31] T. F. BROOKS et W. M. HUMPHREYS, « A deconvolution approach for the mapping of acoustic sources (DAMAS) determined from phased microphone arrays », *Journal of Sound and Vibration*, t. 294, 4-5, p. 856-879, juill. 2006, ISSN : 0022460X. DOI : 10.1016/j.jsv.2005.12.046.
- [32] W. H. RICHARDSON, « Bayesian-Based Iterative Method of Image Restoration », *J. Opt. Soc. Am.*, t. 62, 1, p. 55, jan. 1972, ISSN : 0030-3941. DOI : 10.1364/JOSA.62.000055.
- [33] L. B. LUCY, « An iterative technique for the rectification of observed distributions », *The Astronomical Journal*, t. 79, p. 745, juin 1974, ISSN : 00046256. DOI : 10.1086/111605.
- [34] H. MA, « Localisation de sources par méthodes à haute résolution et par analyse parcimonieuse », thèse de doct., Université de Franche-Comté, 2013.
- [35] D. BECHLER, M. GRIMM et K. KROSCHEL, « Speaker tracking with a microphone array using Kalman filtering », *Adv. Radio Sci.*, t. 1, p. 113-117, mai 2003, ISSN : 1684-9973. DOI : 10.5194/ars-1-113-2003.
- [36] Z. LIANG, X. MA et X. DAI, « Robust tracking of moving sound source using multiple model Kalman filter », *Applied Acoustics*, t. 69, 12, p. 1350-1355, déc. 2008, ISSN : 0003682X. DOI : 10.1016/j.apacoust.2007.11.010.
- [37] Z.-H. MICHALOPOULOU et R. JAIN, « Particle filtering for arrival time tracking in space and source localization », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 132, 5, p. 3041-3052, nov. 2012, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/1.4756954.

- 
- [38] Z. LIANG, X. MA et X. DAI, « Robust tracking of moving sound source using scaled unscented particle filter », *Applied Acoustics*, t. 69, 8, p. 673-680, août 2008, ISSN : 0003682X. DOI : 10.1016/j.apacoust.2007.04.001.
- [39] T. BLANCHARD, « Caractérisation de drones en vue de leur localisation et de leur suivi à partir d'une antenne de microphones (Characterization of drones for their localization and their tracking from a microphone array) », thèse de doct., Le Mans Université, 2019.
- [40] R. CABELL, R. MCSWAIN et F. GROSVELD, « Measured Noise from Small Unmanned Aerial Vehicles », *INTER-NOISE and NOISE-CON Cong. and Conf. Proceedings*, t. 252, 2, p. 345-354, 2016.
- [41] N. KLOET, S. WATKINS et R. CLOTHIER, « Acoustic signature measurement of small multi-rotor unmanned aircraft systems », *International Journal of Micro Air Vehicles*, t. 9, 1, p. 3-14, mars 2017, ISSN : 1756-8293, 1756-8307. DOI : 10.1177/1756829316681868.
- [42] I. DJUREK, A. PETOSIC, S. GRUBESA et M. SUHANEK, « Analysis of a Quadcopter's Acoustic Signature in Different Flight Regimes », *IEEE Access*, t. 8, p. 10 662-10 670, 2020, ISSN : 2169-3536. DOI : 10.1109/ACCESS.2020.2965177.
- [43] J. C. BROWN et B. ZHANG, « Musical pitch tracking with a narrowed autocorrelation function », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 87, S1, S97-S98, mai 1990, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/1.2028452.
- [44] A. DE CHEVEIGNÉ et H. KAWAHARA, « YIN, a fundamental frequency estimator for speech and music », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 111, 4, p. 1917-1930, avr. 2002, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/1.1458024.
- [45] M. GOTO, « A robust predominant-F0 estimation method for real-time detection of melody and bass lines in CD recordings », in *2000 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings (Cat. No.00CH37100)*, t. 2, Istanbul, Turkey : IEEE, 2000, p. II757-II760, ISBN : 978-0-7803-6293-2. DOI : 10.1109/ICASSP.2000.859070.
- [46] P. SMARAGDIS, « Relative-pitch tracking of multiple arbitrary sounds », *J. Acoust. Soc. Am.*, t. 125, 5, p. 3406, 2009, ISSN : 00014966. DOI : 10.1121/1.3106529.

- 
- [47] M. R. SCHROEDER, « Period Histogram and Product Spectrum : New Methods for Fundamental-Frequency Measurement », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 43, 4, p. 829-834, avr. 1968, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/1.1910902.
- [48] S. A. ZAHORIAN et H. HU, « A spectral/temporal method for robust fundamental frequency tracking », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 123, 6, p. 4559-4571, juin 2008, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/1.2916590.
- [49] K. TAM, S. TANG et S. LAU, « On the recovery of moving source characteristics using time–frequency approach », *Applied Acoustics*, t. 73, 4, p. 366-378, avr. 2012, ISSN : 0003682X. DOI : 10.1016/j.apacoust.2011.10.012.
- [50] S. MOHAN, M. E. LOCKWOOD, M. L. KRAMER et D. L. JONES, « Localization of multiple acoustic sources with small arrays using a coherence test », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 123, 4, p. 2136-2147, avr. 2008, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/1.2871597.
- [51] J. H. STEPHENSON, C. E. TINNEY, E. GREENWOOD et M. E. WATTS, « Time frequency analysis of sound from a maneuvering rotorcraft », *Journal of Sound and Vibration*, t. 333, 21, p. 5324-5339, oct. 2014, ISSN : 0022460X. DOI : 10.1016/j.jsv.2014.05.018.
- [52] H. FERON, « Conception et applications d’un réseau de microphones pour l’acoustique des salles », Université de Liège, Mémoire Master, 2012.
- [53] A. M. TORRES, M. COBOS, B. PUEO et J. J. LOPEZ, « Robust acoustic source localization based on modal beamforming and time–frequency processing using circular microphone arrays », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 132, 3, p. 1511-1520, sept. 2012, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/1.4740503.
- [54] A. M. TORRES, J. J. LOPEZ, B. PUEO et M. COBOS, « Room acoustics analysis using circular arrays : An experimental study based on sound field plane-wave decomposition », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 133, 4, p. 2146-2156, avr. 2013, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/1.4792938.
- [55] J. LARDIÈS et H. MA, « Analyse de la directivité d’antennes acoustiques », *Congrès Français d’Acoustique 2010, Lyon*, p. 4, 2010.
- [56] I. MCCOWAN, « Robust Speech Recognition using Microphone Arrays », thèse de doct., Queensland University of Technology, Australia, 2001.

- 
- [57] L. HELLEQUIN et Y. MAHIEUX, « Optimisation de géométries d'antennes acoustiques », in *GRETSI, Groupe d'Etudes du Traitement du Signal et des Images*, 1995.
- [58] F. LE COURTOIS, J.-C. PASCAL, J.-H. THOMAS et F. POISSON, « Optimisation par algorithme génétique de la géométrie d'antenne pour la localisation de sources », *10ème Congrès Français d'Acoustique, Lyon*, p. 7, avr. 2010.
- [59] N. BOUGAIOV et Y. DANIK, « Hough Transform for UAV's Acoustic Signals Detection », *Adv. Sci.*, t. 6, p. 65-68, déc. 2015, ISSN : 2219746X, 22197478. DOI : 10.15550/asj.2015.06.065.
- [60] N. ITARE, J.-H. THOMAS, K. RAOOF et T. BLANCHARD, « Acoustic Estimation of the Direction of Arrival of an Unmanned Aerial Vehicle Based on Frequency Tracking in the Time-Frequency Plane », *Sensors*, t. 22, 11, p. 4021, mai 2022, ISSN : 1424-8220. DOI : 10.3390/s22114021.
- [61] T. BLANCHARD, J.-H. THOMAS et K. RAOOF, « Acoustic localization and tracking of a multi-rotor unmanned aerial vehicle using an array with few microphones », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 148, 3, p. 1456-1467, sept. 2020, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/10.0001930.
- [62] J. C. BROWN, « Calculation of a constant Q spectral transform », *The Journal of the Acoustical Society of America*, t. 89, 1, p. 425-434, jan. 1991, ISSN : 0001-4966. DOI : 10.1121/1.400476.
- [63] T. GUYOT, « Apport de la trajectographie dans un système de localisation », THALES, ENSIM, Rapport de Stage, 2015, p. 43.
- [64] N. ITARE, J.-H. THOMAS et K. RAOOF, « Comparison of different processing for DOA estimation of an Unmanned Aerial Vehicle with few sensors », in *Quiet Drones Second International e-Symposium on UAV/UAS Noise*, Paris, France, juin 2022.
- [65] N. ITARE, J.-H. THOMAS et K. RAOOF, « DOA estimation of an Unmanned Aerial Vehicle with few sensors in the case of disturbing sources », in *24th International Congress on Acoustics*, Gyeongju, South Korea, oct. 2022, p. 9.
- [66] J. LARDIES, H. MA et M. BERTHILLIER, « Source localization using a sparse representation of sensor measurements », *Acoustics*, p. 7, 2012.
- [67] F. MARTELLOTTA, « On the use of microphone arrays to visualize spatial sound field information », *Applied Acoustics*, t. 74, 8, p. 987-1000, août 2013, ISSN : 0003682X. DOI : 10.1016/j.apacoust.2013.02.004.

- 
- [68] A. PLINGE, F. JACOB, R. HAEB-UMBACH et G. A. FINK, « Acoustic Microphone Geometry Calibration : An overview and experimental evaluation of state-of-the-art algorithms », *IEEE Signal Process. Mag.*, t. 33, 4, p. 14-29, juill. 2016, ISSN : 1053-5888. DOI : 10.1109/MSP.2016.2555198.
- [69] D. WARD, E. LEHMANN et R. WILLIAMSON, « Particle filtering algorithms for tracking an acoustic source in a reverberant environment », *IEEE Trans. Speech Audio Process.*, t. 11, 6, p. 826-836, nov. 2003, ISSN : 1063-6676. DOI : 10.1109/TSA.2003.818112.

---

**Titre :** Suivi acoustique d'un engin en vol en environnement bruité : détection, localisation et caractérisation

**Mot clés :** drones, localisation acoustique, beamforming, antenne de microphones, représentation temps-fréquence

**Résumé :** Les drones ont vu leurs domaines d'utilisation augmenter ces dernières années. Ils peuvent être utilisés pour la livraison de colis, les prises de vues aériennes, ou encore des inspections diverses. L'utilisation de ces engins peut néanmoins poser des problèmes de sécurité et de vie privée. En effet, des sites sensibles tels que les aéroports, centrales nucléaires, sites militaires, peuvent être la cible d'attaques de drones ou encore de vols accidentels. Il est donc important d'avoir des méthodes pour localiser ces engins afin de réagir face aux différentes menaces. Les travaux de cette thèse portent donc sur l'utilisation du bruit généré par les drones pour les localiser. L'utilisation d'une antenne de micro-

phones permet avec des traitements d'obtenir la direction d'arrivée du drone. L'étude de la signature acoustique des drones montre que le signal émis possède une structure harmonique. L'utilisation d'une représentation temps-fréquence de la sortie de la formation de voies permet de sélectionner un contenu spectral associé au drone afin d'améliorer les performances de localisation. Des simulations numériques et des expérimentations permettent de valider cette approche. Des améliorations sont également apportées sur l'antenne de microphone avec des optimisations par algorithme génétique. Ces améliorations permettent d'obtenir une meilleure directivité et ainsi de favoriser une bonne localisation.

---

**Title:** Acoustical tracking of a flying vehicle in noisy environment : detection, localization and characterization

**Keywords:** drones, acoustic localization, beamforming, microphone antenna, time-frequency representation

**Abstract:** The types of use of drones have increased in recent years. They can be used for package deliveries, aerial photography, or various inspections. However, the use of these vehicles can cause security and privacy issues. Indeed, sensitive sites such as airports, nuclear power plants, or military sites, can be the target of attacks or accidental flights by drones. It is therefore important to be able to localize these vehicles in order to respond to these threats. Thus, the work of this PhD focuses on the use of the noise generated by drones to localize them. The use of a microphone antenna with some processing allows

us to obtain the direction of arrival of a drone. The study of the acoustic signature of drones has shown that the emitted signal has a harmonic structure. A time-frequency representation of a beamformer's output allows the spectral content associated with the drone to be selected to improve localization performance. Numerical simulations and experiments are used to validate this approach. Improvements have also been proposed on the microphone antenna using a genetic algorithm optimization. These improvements allow to obtain a better directivity and thus to favour a good localization.