



HAL
open science

Caractérisation de drones en vue de leur localisation et de leur suivi à partir d'une antenne de microphones

Torea Blanchard

► **To cite this version:**

Torea Blanchard. Caractérisation de drones en vue de leur localisation et de leur suivi à partir d'une antenne de microphones. Acoustique [physics.class-ph]. Le Mans Université, 2019. Français. NNT : 2019LEMA1042 . tel-02906392

HAL Id: tel-02906392

<https://theses.hal.science/tel-02906392>

Submitted on 24 Jul 2020

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.

THESE DE DOCTORAT

LE MANS UNIVERSITE

COMUE UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE

ECOLE DOCTORALE N° 602
Sciences pour l'Ingénieur
Discipline : 60
Spécialité : Acoustique

Torea BLANCHARD

Caractérisation de drones en vue de leur localisation et de leur suivi à partir d'une antenne de microphones

Thèse présentée et soutenue à Le Mans le 13 décembre 2019

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

Thèse n° : 2019LEMA1042

Rapporteurs :	Barbara NICOLAS	Chargée de Recherche CNRS (CREATIS - INSA) – Lyon
	José PICHERAL	Maître de Conférences (L2S – CENTRALE SUPELEC) – Gif-sur-Yvette
Examineurs :	Jérôme MARS	Professeur des Universités (GIPSA - LAB) - Grenoble
	Jérôme ANTONI	Professeur des Universités (LVA - INSA) - Lyon
	Éric BAVU	Maitre de Conférences (LMSSC – CNAM) - Paris
Invité :	Philippe POULIGUEN	Direction Générale de l'Armement (DGA) - Paris
Directeur :	Jean-Hugh THOMAS	Professeur des Universités (LAUM) - Le Mans
Co-directeur :	Kosai RAOOF	Professeur des Universités (LAUM) - Le Mans

LE MANS UNIVERSITÉ
ÉCOLE DOCTORALE SPI
SCIENCES POUR L'INGÉNIEUR

T H È S E

pour obtenir le titre de

Docteur en Sciences

de l'Université du Mans

Spécialité : Acoustique

Présentée et soutenue par

Torea BLANCHARD

**Caractérisation de drones en vue de
leur localisation et de leur suivi à
partir d'une antenne de microphones**

Thèse dirigée par Jean-Hugh THOMAS et Kosai RAOOF
préparée au Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Mans
et soutenue le 13 décembre 2019

Jury :

<i>Rapporteurs :</i>	Barbara NICOLAS	-	Chargée de Recherche CNRS (CREATIS-INSA)
	José PICHERAL	-	Maître de Conférences (L2S-SUPELEC)
<i>Directeur :</i>	Jean-Hugh THOMAS	-	Professeur des Universités (LAUM)
<i>Co-directeur :</i>	Kosai RAOOF	-	Professeur des Universités (LAUM)
<i>Examineurs :</i>	Jérôme MARS	-	Professeur des Universités (GIPSA-LAB)
	Jérôme ANTONI	-	Professeur des Universités (LVA-INSA)
	Éric BAVU	-	Maître de Conférences (LMSSC-CNAM)
<i>Invité :</i>	Philippe POULIGUEN	-	Responsable de l'équipe OAR (DGA)

Résumé

Initialement développés dans un contexte militaire, les Véhicules Aériens Autonomes (VAA) ou drones sont aujourd'hui largement répandus dans le domaine public. Leurs champs d'applications sont multiples. Ils sont depuis peu exploités notamment pour leur habilité à réaliser des photographies ou des prises de vue aériennes pour le montage de films mais aussi pour être déployés à des fins commerciales comme les services de livraison ou encore pour l'inspection de maintenance pour les sociétés d'ingénierie. Les drones peuvent également être utilisés pour la surveillance et la conservation de l'environnement. Cependant, quelle que soit la situation, ces appareils peuvent avoir un comportement dangereux, qu'il soit volontaire ou non. En effet, les drones peuvent facilement voler à proximité de bâtiments sensibles, d'espaces aériens stratégiques tels que des ministères ou des aéroports, ou s'introduire dans des espaces privés et montrer des comportements menaçants sans être détectés. Ces travaux de thèse portent sur l'identification acoustique de drones en vue du dimensionnement d'une antenne avec peu de microphones (jusqu'à 10) et adaptée aux fréquences émises pour la localisation et le suivi de ces appareils. Des mesures de caractérisation ont mis en évidence la structure harmonique inhérente au signal émis par les systèmes de propulsion des drones. Une étape de filtrage précédant la localisation, adaptée à ce type de signal, est proposée. Elle consiste en une détection de la fréquence fondamentale par l'algorithme HPS (Harmonic Product Spectrum) et d'une série de filtres passe-bande pour conserver les harmoniques utiles du signal. Deux méthodes de localisation sont confrontées au travers de simulations numériques et de mesures expérimentales. La première est la formation de voies appliquée dans le domaine temporel. Usuellement employée pour la localisation angulaire de sources, elle est étendue pour une localisation dans l'espace 3D. La seconde, appelée goniométrie acoustique, estime la position angulaire de la cible comme solution d'un problème inverse. Un filtre de Kalman est ensuite utilisé pour assurer le suivi de la cible. Une campagne de mesures expérimentales a permis d'établir une base de données du déplacement d'un petit drone quadrimoteur pour différentes trajectoires. L'analyse des données a montré qu'un faible nombre d'harmoniques (de 3 à 6) dans le spectre du signal de la source à localiser est suffisant pour estimer la position d'une source sans perte significative en précision relativement à une localisation sans traitement. Le choix de cette stratégie se justifie pour la localisation et le suivi en présence de plusieurs drones.

Mots clés : Drone, localisation, caractérisation, traitement d'antenne, signature acoustique.

Abstract

Initially developed in a military context, Unmanned Aerial Vehicles (UAVs) or drones are now widely used in the public domain. Their fields of application are multiple. They have recently been exploited, in particular for their ability to take photographs or aerial shots for film editing, but also to be deployed for commercial purposes such as delivery services or maintenance inspection for engineering companies. UAVs can also be used for environmental monitoring and conservation. However, in any situation, these devices can behave in a dangerous way, whether intentionally or not. Indeed, drones can easily fly near sensitive buildings, strategic airspaces such as ministries or airports, or break into private spaces and display threatening behaviour without being detected. This thesis work focuses on the acoustic identification of drones in order to design an array with few microphones (up to 10) and adapted to the frequencies emitted for the location and tracking of these devices. Characterization measurements have shown the inherent harmonic structure of the signal emitted by the UAV propulsion systems. A filtering step preceding the location, adapted to this type of signal, is proposed. It consists of a detection of the fundamental frequency by the HPS (Harmonic Product Spectrum) algorithm and a series of bandpass filters to preserve the useful harmonics of the signal. Two methods of localization are compared through numerical simulations and experimental measurements. The first is beamforming applied in the time domain. Usually used for angular source localization, it is extended for localization in 3D space. The second, called acoustic goniometry, estimates the angular position of the target as a solution to an inverse problem. A Kalman filter is then used to track the target. An experimental measurement campaign made it possible to establish a database of the displacement of a small four-engine drone for different trajectories. Data analysis showed that a small number of harmonics (3 to 6) in the signal spectrum of the source to be located is sufficient to estimate the position of a source without significant loss in accuracy relative to a location without processing. The choice of this strategy is justified for localization and tracking in the presence of several drones.

Mots clés : Drone, localization, characterization, array processing, acoustic signature.

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Jean-Hugh Thomas, directeur de cette thèse, pour son appui scientifique et son investissement en termes de temps et d'énergie mais, surtout, pour son rapport humain qui a rendu ces trois années de travail sous sa direction à la fois très agréables et captivantes.

Ma gratitude se tourne ensuite vers Kosai Raouf, co-directeur de cette thèse, pour ses conseils en matière de drones et qui a permis la réalisation d'essais expérimentaux en réalisant le pilotage des appareils. Sa confiance et sa sympathie ont permis des échanges toujours agréables.

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

Je voudrais également remercier Manuel Melon et Jérôme Antoni, 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 moments très conviviaux et chaleureux autour d'un chocolat chaud ou d'un verre (ou deux...) et plus particulièrement Thibault Abily, Jules Plisson, Paul Bottois, Julien Leng et Charlie Bricault pour m'avoir accordé leur aide lors d'essais expérimentaux ainsi que leurs apports techniques et scientifiques.

Ce manuscrit n'aurait pas été ce qu'il est sans la relecture minutieuse de Jean-Hugh Thomas, Florian Rouille, Abelin Legrand, Flavien Cuoq-Martin, Arnaud Briant et Morgane Livet que je remercie grandement.

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 : Emmanuel Brasseur, Julien Nicolas, Anne-Marie Brulé, Julie Béhue, Virginie Froger et Martin Geoffroy.

Je voudrais témoigner ma profonde affection envers ma famille située à Tahiti et à Rarotoa, à ma sœur en Nouvelle-Zélande et à mon frère en Suisse, qui ont toujours été présents pour moi et qui m'ont permis d'emprunter ce parcours avec confiance et sérénité.

Pour finir, je tenais à exprimer mon intime affection à l'égard de Morgane Livet, avec qui je partage ma vie et bientôt celle d'un nouveau venu.

À Pitaya...

Table des matières

Glossaire	xi
1 Introduction	1
1.1 Contexte général	1
1.1.1 Détection audio des drones	2
1.1.2 Localisation par traitement d'antenne	3
1.1.3 Contexte de la thèse	4
1.2 Objectifs et contribution de la thèse	4
1.3 Présentation générale de la thèse	7
2 Méthodes pour la localisation et le suivi de sources	11
2.1 Description du problème	11
2.1.1 Définition du modèle de signal	11
2.1.2 Modèle de propagation	12
2.1.3 Espacement inter-microphonique	13
2.2 Formation de voies	14
2.2.1 Principe	14
2.2.2 Formation de voies conventionnelle (Delay-and-Sum)	15
2.2.2.1 Formalisme dans le domaine temporel	15
2.2.2.2 Approche fréquentielle	16
2.2.3 Localisation à partir de la résolution d'un problème d'optimisation	17
2.2.3.1 Processeur de Bartlett	17
2.2.3.2 Méthode de Capon (MVDR)	17
2.2.4 Grille de recherche	18
2.2.5 Application temps-réel : Stochastic Region Contraction (SRC)	19
2.3 Méthodes à haute résolution	20
2.3.1 Méthode des sous-espaces : Multiple Signal Classification (MUSIC)	20
2.3.2 Représentation parcimonieuse : méthode l_1 -SVD	20
2.3.2.1 Introduction à la représentation parcimonieuse	20
2.3.2.2 Localisation de sources par approche parcimonieuse	22
2.4 Goniométrie acoustique	23
2.4.1 Principe	23
2.4.2 Résolution du problème inverse	24
2.4.3 Estimation des temps de retards	24

2.4.3.1	Fonction d'inter-corrélation	24
2.4.3.2	Longueur de la fenêtre d'observation	25
2.4.3.3	Critère de mesure du retard pour un signal harmonique pur . . .	26
2.4.3.4	Choix de la fonction de pondération $\Phi(f)$	27
2.4.3.5	Algorithme adaptatif de décomposition en valeurs propres	28
2.4.4	Angles critiques	30
2.4.5	Approche géométrique pour la localisation	30
2.5	Filtre de Kalman : application au suivi d'une cible	31
2.5.1	Cas d'un système dynamique linéaire	31
2.5.2	Cas d'un système dynamique non-linéaire	33
2.6	Conclusion	35
3	Caractérisation acoustique de drones	37
3.1	Introduction à la physique des hélices	37
3.1.1	Dynamique de propulsion d'une hélice	37
3.1.1.1	Principe	37
3.1.1.2	Fonctionnement aérodynamique d'une hélice	38
3.1.1.3	Angle de calage γ	38
3.1.1.4	Le pas d'une hélice	39
3.1.1.5	Dimensions de l'hélice et nombre de pales	40
3.1.2	Application aux drones multirotor	40
3.1.2.1	Vol stationnaire	40
3.1.2.2	Déplacements horizontaux et rotations	40
3.2	Présentation des appareils utilisés	41
3.2.1	Premier avion de modélisme amateur	41
3.2.2	Deuxième avion de modélisme amateur	41
3.2.3	Drone quadrimoteurs DJI	42
3.2.4	Avion mono-moteur CESSNA	42
3.3	Caractérisation acoustique de systèmes moteur/hélice	42
3.3.1	Description du protocole de mesures	42
3.3.2	Résultats	43
3.4	Analyses acoustiques du bruit généré par un quadricoptère de petite taille	44
3.4.1	Objectifs et protocole	44
3.4.2	Analyse spectrale du bruit rayonné avec et sans hélices	45
3.4.3	Influence du déplacement du drone	46
3.4.4	Évolution du spectre en phase de décollage	47
3.4.5	Mesure du bruit rayonné en périphérie	48
3.5	Bruit rayonné par des aérodynes à voilure fixe	50
3.5.1	Caractérisation acoustique d'un petit avion de modélisme	50
3.5.2	Mesures acoustiques d'un avion à moteur thermique	51
3.6	Conclusion	52

4	Simulations numériques pour la localisation de sources	55
4.1	Description de l'antenne de microphones 3D	56
4.1.1	Notations	56
4.1.2	Dimension de l'antenne	57
4.1.3	Performances de l'antenne	57
4.1.3.1	Localisation par goniométrie : influence de l'estimation des temps de retard	57
4.1.3.2	Robustesse des méthodes face au bruit	57
4.1.3.3	Phénomène de repliement spatial	59
4.2	Modélisation du signal d'un drone	60
4.3	Pré-filtrage adapté pour les signaux à structure harmonique	62
4.4	Localisation et suivi de sources virtuelles	64
4.4.1	Situation avec une seule source	64
4.4.1.1	Formation de voies	64
4.4.1.2	Discussion sur la localisation par goniométrie acoustique	65
4.4.2	Situation avec deux sources	66
4.4.2.1	Détection simple	67
4.4.2.2	Détection de la seconde source	68
4.4.2.3	Résultats	69
4.4.3	Estimation de la distance	69
4.5	Conclusion	70
5	Validation expérimentale pour la localisation de sources	73
5.1	Localisation de sources idéales	73
5.1.1	Localisation par formation de voies	74
5.1.1.1	Signal harmonique pur	74
5.1.1.2	Sinus glissant	75
5.1.1.3	Séquence de Barker	76
5.1.2	Localisation par goniométrie	78
5.1.2.1	Signal harmonique pur	78
5.1.2.2	Sinus glissant	79
5.1.2.3	Séquence de Barker	79
5.1.3	Synthèse	81
5.2	Localisation d'une source réelle statique	81
5.2.1	Éstimation à partir d'un sous-réseau de l'antenne	83
5.2.2	Éstimation à partir de l'antenne complète	83
5.2.3	Éstimation sans filtrage des signaux	86
5.3	Localisation et suivi d'un drone quadrimoteur	86
5.3.1	Mesures en salle anéchoïque	86
5.3.1.1	Localisation et suivi 3D de la trajectoire par formation de voies	88
5.3.1.2	Quantification de l'impact du pré-filtrage des signaux sur la lo- calisation angulaire	89
5.3.2	Mesures en extérieur	91
5.3.2.1	Trajectoire verticale	93

5.3.2.1.a	Conditions de mesures	93
5.3.2.1.b	Estimations angulaires	93
5.3.2.1.c	Localisation et suivi 3D par formation de voies	94
5.3.2.2	Trajectoire circulaire	95
5.3.2.2.a	Conditions de mesures	95
5.3.2.2.b	Estimations angulaires	95
5.3.2.2.c	Localisation et suivi 3D par formation de voies	96
5.4	Conclusion	97
6	Conclusions	101
6.1	Synthèse	101
6.1.1	Rappels des objectifs	101
6.1.2	Principales contributions	101
6.2	Perspectives	103

Glossaire

D_F : Distance de Fresnel (m).

L : Envergure de l'antenne acoustique (en m).

M : Nombre de microphones de l'antenne acoustique.

N_p : Nombre de pales d'une hélice.

N_θ : Nombre de points pour le maillage de l'angle d'élévation.

N_φ : Nombre de points pour le maillage de l'angle d'azimut.

$P(\mathbf{x})$: Puissance spectrale spatiale.

Q : Facteur de qualité.

V_0 : Volume de recherche initial pour la formation de voies (m^3).

V_u : Volume d'incertitude pour la localisation d'une source par formation de voies (m^3).

\mathbf{x}_s : Position vectorielle de la source.

\prod : Symbole de la fonction porte.

σ_m^2 : Variance du signal (non bruité) du microphone m .

$\sigma_{b,m}^2$: Variance du bruit associée au microphone m .

τ_{nm} : Différence de temps de propagation entre les microphones n et m (s).

τ_{nm}^{\max} : Retard maximal physiquement observable entre les microphones n et m (s).

θ : Angle d'élévation d'un point \mathbf{M} de l'espace ($^\circ$).

φ : Angle d'azimut d'un point \mathbf{M} de l'espace ($^\circ$).

ς : Déviation angulaire entre les positions théorique et estimée de la source.

c : Célérité du son dans l'air ($\simeq 343 \text{ m.s}^{-1}$).

d_{nm} : Distance entre les microphones n et m (m).

f_e : Fréquence d'échantillonnage (en Hz).

f_{cam} : Fréquence d'enregistrement de la caméra rapide (en images.s^{-1}).

f_{max} : Fréquence maximale d'étude de l'antenne acoustique d'après le critère de Nyquist-Shannon spatial (Hz).

f_{min} : Fréquence minimale d'étude de l'antenne acoustique (Hz).

f_{rotor} : Fréquence de rotation du rotor (en Hz).

$h_m^p(t)$: Réponse impulsionnelle entre la p -ième source et le microphone m .

$h_m(t)$: Réponse impulsionnelle entre une source et le microphone m .

$s(t)$: Signal temporel émis par une source.

$\|\cdot\|$: Norme euclidienne ($p = 2$).

CHAPITRE 1

Introduction

1.1 Contexte général

Ces dernières années, les améliorations technologiques des Véhicules Aériens Autonomes (VAA ou UAV pour Unmanned Aerial Vehicle dans la littérature anglophone) ont permis une utilisation de plus en plus facile pour des applications civiles. Initialement développés dans un contexte militaire, les VAA ou drones sont aujourd’hui largement répandus dans le domaine public. En effet, une baisse des coûts, engendrée notamment par les améliorations technologiques de ces dernières années, a permis de faciliter leur accès sur le marché avec aujourd’hui près de 100 000 drones vendus chaque année en France. Leurs champs d’applications sont multiples. Ils sont depuis peu exploités notamment pour leur habilité à réaliser des photographies ou des prises de vue aériennes pour le montage de films mais aussi pour être déployés à des fins commerciales comme les services de livraison [1] ou encore pour l’inspection de maintenance pour les sociétés d’ingénierie. Les drones peuvent également être utilisés pour la surveillance et la conservation de l’environnement [2]. Cependant, quelle que soit la situation, ces appareils peuvent avoir un comportement dangereux, qu’il soit volontaire ou non, comme le prouvent les exemples avec le faux assaut mené par Greenpeace en 2018 contre la centrale nucléaire de Bugey ou par le survol, la même année, du fort de Brégançon, lieu de résidence de vacances d’Emmanuel Macron. Il a également été mis en évidence que leur utilisation, de plus en plus répandue dans notre société, peut avoir un impact sur nos habitudes et nos comportements, notamment sur des notions liées à la sûreté, à la sécurité ou à la vie privée des personnes [3], [4]. En effet, les drones peuvent facilement voler à proximité de bâtiments sensibles, d’espaces aériens stratégiques tels que des ministères ou des aéroports, ou s’introduire dans des espaces privés et montrer des comportements menaçants sans être détectés.

C’est dans ce contexte que des efforts importants ont été déployés. Par exemple, l’Agence Nationale de la Recherche (ANR) a lancé, en mai 2015, un appel à projet (BOREADES) portant sur « la détection, poursuite, brouillage, leurrage GPS et localisation de la télécommande des Drones Aériens » mettant en jeu près de 500 000 € de budget dans le but de concevoir et de développer des systèmes efficaces pour lutter contre l’intrusion malveillante de drones aériens. En 2019, un nouveau projet ANR (FLASH), financé par le Secrétariat de la Défense et de la Sécurité Nationale (SGDSN), a été lancé pour répondre aux menaces qui pèsent sur les prochains jeux Olympiques qui se tiendront en 2024 à Paris. Les projets ANGELAS (Analyse Globale et Evaluation des technologies pour la lutte anti UAS) et SPID (Système de Protection Intégré

anti-Drone), respectivement coordonnés par l'ONERA et la société ROBOOT/BYBLOS, qui regroupent plusieurs acteurs industriels tels que THALES, EDF, le CEA mais aussi académiques avec l'Université Paris II ou Télécom SudParis, visent également à développer des systèmes de détection et de localisation de drones aériens en vue de leur neutralisation. Ces projets démontrent clairement l'intérêt pour la France de développer de tels systèmes et de les adapter aux nouvelles avancées technologiques qui peuvent mettre en péril la sécurité des civils.

Les principales difficultés pour la détection des drones de petites tailles sont liées d'une part à leurs faibles signatures acoustique et thermique, dues à l'utilisation de petits moteurs électriques, mais aussi aux matériaux qui les composent (du plastique principalement) rendant les techniques actives telles que les radars presque inefficaces. Les systèmes Ardronis ou DroneBlocker, développés dans le cadre du projet SPID, sont capables d'identifier le type de drones grâce aux fréquences émises par la radio-commande de l'appareil. Des méthodes de radio-goniométrie permettent ensuite de localiser la cible ainsi que sa dynamique mais aussi la position du pilote qui contrôle l'appareil. Cependant, ces méthodes peuvent facilement être mises en défaut par l'utilisation du pilotage automatique permettant à l'appareil de suivre des plans de vols prédéfinis et ainsi de survoler des zones sans émission radio, ou encore, si les fréquences utilisées pour le pilotage, par exemple dans le cas de drones « faits maison », ne sont pas répertoriées dans la base de données construite. Les systèmes optroniques offrent également une alternative pour la détection et la neutralisation des drones en se basant sur des techniques d'imagerie laser. Ils exploitent la réflexion sur la cible de la lumière émise à l'aide d'un laser puis récupèrent les informations utiles par traitement d'images. Ils sont toutefois très limités en cas de fort brouillard. Enfin, l'exploitation du bruit acoustique généré par la motorisation et le sifflement aérodynamique de ces appareils fournit un cadre de travail intéressant dans des environnements peu bruyants.

1.1.1 Détection audio des drones

La structure harmonique inhérente aux signaux acoustiques tels que ceux générés par les hélices d'un engin aérien [5], [6] peut être exploitée comme solution pour détecter leur présence. Harvey et O'Young [7] ont utilisé cette propriété en imaginant un système de détection basé sur la Transformation Spectrale Harmonique (Harmonic Spectral Transform). Cette transformation permet d'améliorer la détection d'un signal supposé contenir des composantes harmoniques. La capacité du détecteur, basé sur un algorithme adaptatif avec un taux de fausses alarmes constant développé par Sarma et Tufts [8], est ainsi améliorée. Bien que les bruits générés par la rotation de différentes hélices possèdent des structures spectrales similaires entre elles, des méthodes d'identification ont été développées pour reconnaître le type de drones détecté. Mezei *et al.* [9] ont proposé deux approches différentes pour l'identification du son émis par un drone. Les deux méthodes exigent de comparer les échantillons enregistrés avec une base de données. La première approche suggère une détection basée sur la technique de corrélation de signaux. Ils comparent deux coefficients de corrélation différents, le coefficient de moment de Pearson et le coefficient de Corrélation Maximale Normalisée. Ils mettent en évidence l'efficacité de cette approche en comparant la valeur des indicateurs pour différents bruits issus de la base de données. Toutefois, ces indicateurs permettent uniquement d'établir une relation de ressemblance, plus ou moins forte, entre les signaux. Pour pallier cette limite, la seconde approche utilise une technique plus robuste basée sur l'identification d'une *empreinte digitale audio* [10], [11]. Les signaux sont dans

un premier temps convertis dans le domaine temps-fréquence à l'aide de la transformation de Fourier à court terme puis une étape d'extraction de la signature acoustique est ensuite proposée comme le suggèrent J. Haitsma et A. Kalker [12]. Cette étape d'extraction consiste à établir une fonction *d'empreinte* qui va permettre de construire une matrice, analogue aux codes barres, dont les éléments sont 0 ou 1. Plus récemment, le recours aux techniques d'apprentissage a été suggéré pour faciliter la détection et l'identification des drones [13].

1.1.2 Localisation par traitement d'antenne

Les réseaux de microphones, ou antennes acoustiques, ont prouvé leur efficacité dans diverses situations pour estimer la direction d'arrivée d'une onde émise par une source acoustique. La localisation d'une source peut être envisagée à l'aide de différents types d'antennes acoustiques selon le contexte d'utilisation. Par exemple, une antenne *fixe* de microphones est préférable dans des conditions avec forte réverbération [14]. Les antennes dites *embarquées*, par exemple sur un drone [15], peuvent être utilisées pour détecter et localiser la présence de sources par mesures acoustiques en vue d'éviter une collision en plein vol [16] ou de localiser des personnes en danger [17]. Les antennes dites *portatives* sont par exemple utilisées en acoustique sous-marine pour l'identification et le suivi d'invidus acoustiquement actifs au sein d'un groupe d'animaux [18], [19]. L'antenne est directement transportée par l'utilisateur qui suit le groupe d'invidus à la nage. Les méthodes de formation de voies sont couramment utilisées pour la localisation de sources [20]. Intuitivement, ces méthodes se basent sur la synchronisation et la sommation des signaux mesurés à partir d'une antenne de microphones et estiment la position de la source comme la position qui maximise la puissance en sortie de formation de voies. La localisation de sources par formation de voies peut également être considérée comme la solution d'un problème d'optimisation. D'autres approches de localisation ont également été développées. L'une d'entre elles, référée *goniométrie acoustique*, est basée sur l'estimation des différences de temps de propagation, ou d'arrivée, d'une onde entre les différentes paires de microphones qui constituent l'antenne. Les écarts de temps sont généralement estimés simplement à l'aide de la fonction d'inter-corrélation qui permet d'exhiber un maximum à la valeur de temps correspondant au décalage temporel réel existant entre les deux signaux considérés. Ils sont ensuite injectés dans une équation dont l'inversion conduit à une estimation de la position de la source [21], [22].

De nombreuses études se sont consacrées au problème de localisation et de suivi des drones. Ces études ont fait l'objet d'applications employant différentes géométries d'antennes. Par exemple, E. E. Case *et al.* [23] ont conçu un réseau de microphones linéaire constitué de 24 microphones pour suivre le déplacement angulaire d'un petit drone en utilisant une méthode de formation de voies dans le domaine temporel. Le suivi du drone est simplement assuré en répétant l'estimation de la position de la cible sur des fenêtres temporelles glissantes de 1/30 s (soit 30 estimations par seconde). Busset *et al.* [24] ont utilisé une antenne sphérique composée de 120 microphones couplée à une caméra optique pour le repérage de la cible. Le suivi de la cible repose sur un filtrage particulière qui prend en compte dans son modèle la vitesse de l'objet et le bruit acoustique mesuré. Plus tard, Sedunov *et al.* [25] ont développé un système plus léger composé de deux antennes circulaires parallèles constituées chacune de 6 microphones séparées d'environ 60 cm. Plus récemment, X. Chang *et al.* [26] ont proposé une localisation par goniométrie acoustique à partir de deux antennes en forme de tétraèdre constituées cha-

cune de 4 microphones. Le suivi de la cible est amélioré avec l'utilisation d'un filtre de Kalman pour déterminer la trajectoire optimale du drone. A. Ramamonjy *et al.* [27] ont imaginé plusieurs générations d'antennes basées sur l'utilisation de microphones MEMS numériques (entre 10 et 32 microphones). La localisation d'un véhicule aérien est assurée par la connaissance des données pression-vitesse estimées par différences et sommes finies des signaux issus de paires de microphones.

1.1.3 Contexte de la thèse

Le Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Mans (LAUM) a exprimé son intérêt pour l'étude des méthodes de localisation et de suivi appliquées aux engins aériens grâce à l'initiative de J-H. Thomas et K. Raouf. Cette thèse est le prolongement de trois années de travaux préliminaires conduits à l'École Nationale Supérieure d'Ingénieurs du Mans (ENSIM) dans le cadre de projets étudiants débutés en 2013. Les travaux réalisés durant ces projets ont permis de mettre en évidence des axes de développement encourageants et qui font l'objet de cette thèse. L'intérêt porté par la Direction Générale de l'Armement (DGA) sur le sujet étudié a permis de valider un dossier de financement pour réaliser cette thèse. Les premiers travaux de ces projets ont porté sur l'étude théorique de deux méthodes de localisation, à savoir la formation de voies et la goniométrie acoustique. Ces méthodes ont été dans un premier temps appliquées pour la localisation angulaire 1D (c'est-à-dire la détermination d'un seul angle) d'une source artificielle à partir d'une antenne acoustique linéaire constituée de 4 microphones. L'antenne a ensuite été étendue à 8 microphones, répartis équitablement sur deux branches perpendiculaires, pour la localisation d'un petit avion de modélisme (voir figure 1.1a et 1.1b). La localisation angulaire 2D (c'est-à-dire l'estimation de deux angles, à savoir l'azimut et l'élévation) a été proposée avec l'utilisation d'une antenne constituée de 3 branches orthogonales entre elles (voir figure 1.1c) où 4 microphones sont montés et dont la disposition peut être facilement modulée à l'aide de boulons. Les deuxième et troisième années de projet ont été dédiées au développement d'une stratégie de localisation en temps réel visant à réduire les temps de calculs par formation de voies et à prendre en compte le déplacement de la cible. Cette stratégie repose sur l'hypothèse que la source à localiser se situe dans une zone restreinte de l'espace de recherche et qu'elle ne peut s'en éloigner fortement entre deux instants suffisamment proches en cas de déplacement. En partant de cet *a priori*, l'algorithme proposé tient compte des estimations précédentes pour définir le nouvel espace de recherche pour la localisation de la position de la cible.

1.2 Objectifs et contribution de la thèse

Les travaux de cette thèse se sont principalement focalisés sur l'étude approfondie des méthodes de localisation basées sur les techniques de formation de voies et d'estimation des temps de retard en proposant un cadre théorique et expérimentale, complémentaires aux études déjà réalisées durant les projets étudiants, afin de répondre à la problématique de localisation et de suivi d'engins aériens. Les principales thématiques de recherche abordées lors de cette thèse s'articulent donc autour de l'identification de la signature acoustique d'engins aériens, de l'étude de méthodes de localisation, permettant de fournir une position angulaire (azimut et élévation) et dans la mesure du possible, une distance à l'antenne réceptrice, et du suivi de la cible au cours

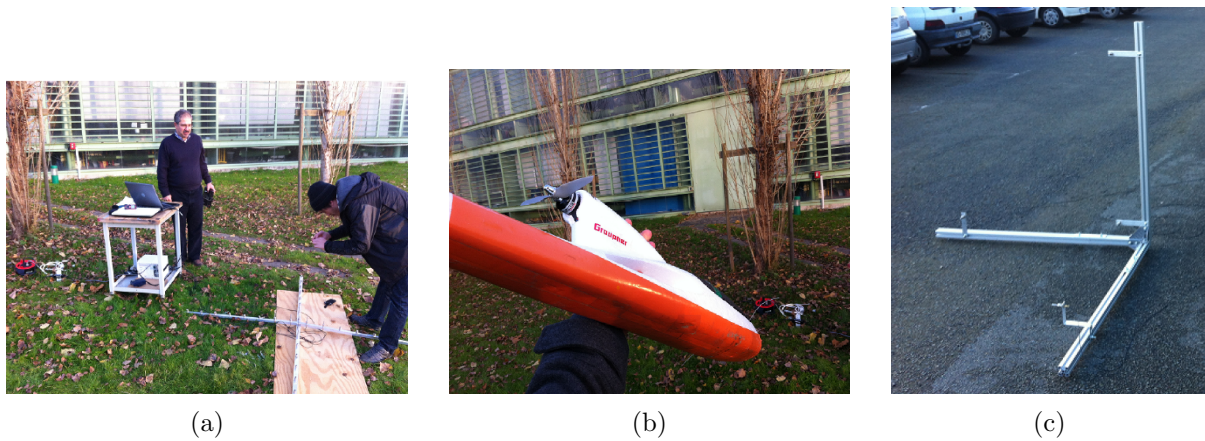


FIGURE 1.1 – (a) Photographie de l’installation de l’antenne acoustique, constituée de 8 microphones répartis sur deux branches perpendiculaires, utilisée pour la localisation 1D d’un petit avion de modélisme, (b) photographie de l’avion de modélisme utilisé et (c) photographie de l’antenne utilisée pour la localisation angulaire 2D.

du temps. Ces axes de recherche font ressortir plusieurs difficultés auxquelles cette thèse tente de répondre :

- Comment dimensionner l’antenne acoustique, limitée à un faible nombre de microphones (jusqu’à 10), afin qu’elle soit sensible aux fréquences identifiées du signal ?
- Comment lever l’ambiguïté de localisation parfois rencontrée dans les traitements ?
- Comment extraire le signal de la source du bruit ?
- Quels paramètres extraire des signaux acoustiques pour leur identification ?
- Comment prendre en compte l’effet Doppler inhérent au déplacement de l’appareil ?

Si la plupart des études qui traitent de la localisation de sources par mesures acoustiques ont recours à des méthodes qui s’appuient sur une approche fréquentielle, la localisation de sources large bande requiert des stratégies parfois difficiles à mettre en œuvre, notamment lorsque la structure spectrale du signal ne présente pas de critères évidents à extraire. Le caractère large bande des bruits générés par les drones étudiés dans cette thèse a conduit à l’emploi d’une approche dans le domaine temporel. D’autre part, parmi les travaux dédiés à la localisation de véhicules aériens, peu exploitent la structure harmonique intrinsèque des signaux générés par ces appareils afin d’améliorer les traitements pour la localisation. Cette piste est explorée dans cette thèse au travers d’une campagne de mesures poussée portant sur la caractérisation acoustique des appareils disponibles au laboratoire.

Le pré-traitement des signaux en amont du processus de localisation joue un rôle important pour l’amélioration des résultats de localisation. Plusieurs représentations du signal sont disponibles et adaptées selon le type du signal de la source (bande étroite, large bande, harmonique, etc.) et de sa cinématique (statique, dynamique, rapide, lent, etc.). Une représentation temps-fréquence permet, par exemple, de visualiser les variations fréquentielles du signal au cours du temps. En plus de l’effet Doppler induit par le déplacement de la source, des variations directement liées à l’origine du bruit généré (par exemple le changement de régime d’un moteur électrique ou thermique) peuvent être observées et prises en compte avec cette représentation.

Un pré-traitement adapté aux signaux générés par les drones est proposé dans cette thèse.

Une des limitations imposées dans le cadre de cette thèse est le faible nombre de microphones utilisés (de 4 à 10). Cette restriction se justifie notamment par le coût élevé des systèmes actuels qui utilisent généralement un grand nombre de microphones. De plus, de tels systèmes ne sont pas simples à déployer et nécessitent des systèmes d'acquisition adaptés et onéreux. Il est donc nécessaire d'évaluer les performances d'une antenne acoustique, en matière de précision de localisation, en fonction du nombre de microphones utilisés. Un nombre trop faible de microphones peut conduire à une imprécision sur la localisation tandis qu'à l'opposé, un grand nombre de microphones augmente les coûts du système. Un compromis doit être adopté entre le coût de l'antenne et sa capacité à localiser une source.

Une approche simple et intuitive pour suivre la trajectoire d'une source en déplacement est de découper le signal mesuré en plusieurs tronçons et d'estimer, pour chacun, la position de cette dernière. Un filtrage à *moyenne glissante* peut ensuite être utilisé pour lisser les données lorsque des estimations incohérentes apparaissent et ainsi faire ressortir une tendance qui indiquera la trajectoire de la source. Toutefois, cette méthode ne prend pas en compte la dynamique de la source puisqu'elle estime la position de la source indépendamment des estimations calculées sur les tronçons précédents. Un filtrage de Kalman est proposé comme solution pour améliorer le suivi de sources. Ce type de filtre réalise une estimation *a posteriori* de la position de la source en se basant à la fois sur un modèle *dynamique* de la source et un modèle d'*observations* des mesures.

Plusieurs communications ont été présentées lors d'évènements scientifiques.

Communications orales avec acte :

- **26ème colloque du GRETSI**, Nice, France, 2017 :

T. Blanchard, J.-H. Thomas, K. Raoof, A. Chalopin & M. Vidal, *Localisation par Antenne Acoustique avec Peu de Capteurs : Goniométrie et Formation de Voies*

→ Cette communication présente et compare les méthodes de formation de voies et de goniométrie acoustique en évaluant les performances de localisation d'un drone à partir d'une antenne acoustique constituée de 4 microphones. La combinaison des deux méthodes est évaluée afin d'améliorer la précision de localisation en cas d'ambiguïté lors de la localisation par formation de voies.

- **14ème Congrès Français d'Acoustique**, Le Havre, France, 2018 :

T. Blanchard, J.-H. Thomas & K. Raoof, *Caractérisation et Localisation d'un Drone à Partir d'un Réseau de Capteurs*

→ La communication proposée présente les résultats de caractérisation acoustique d'un petit drone quadri-moteur en vue du dimensionnement d'une antenne acoustique adaptée aux fréquences identifiées du signal. Une campagne de mesures pour la localisation du drone en salle anéchoïque a permis de valider l'antenne.

- **2nd Franco-Chinoise Acoustic Conference**, Le Mans, France, 2018 :

T. Blanchard, J.-H. Thomas & K. Raoof, *Acoustic Signature Analysis for Localization Estimation of Unmanned Aerial Vehicles Using a Few Number of Microphones*

→ Cette communication prolonge les travaux précédents en présentant les résultats de mesures de localisation du drone quadri-rotor en conditions réelles. Des simulations numériques ont

également permis d'évaluer la robustesse des méthodes face au bruit.

- **49th Congress of Internoise**, Madrid, Espagne, 2019 :

T. Blanchard, J.-H. Thomas & K. Raouf, *Acoustic Localization Estimation of an Unmanned Aerial Vehicle Using Microphone Array*

→ Dans cette communication, l'approche de localisation est étendue avec une étape de pré-filtrage des signaux présentant une structure harmonique telle que celle de la signature des drones. Une évaluation de ce pré-traitement sur la précision de localisation est présentée au travers de mesures en conditions anéchoïque puis réelle.

- **27ème colloque du GRETSI**, Lille, France, 2019 :

T. Blanchard, J.-H. Thomas & K. Raouf, *Caractérisation Acoustique d'un Drone pour la Localisation à Partir d'une Antenne Microphonique par Formation de Voies et Goniométrie*

→ Cette communication complète les travaux présentés lors du 26ème Grets. Elle présente les résultats de localisation, en salle anéchoïque et en extérieur, du drone quadrimoteur par formation de voies et goniométrie à partir d'une antenne de 10 microphones en mettant l'accent sur l'influence du pré-traitement des signaux sur la précision de localisation.

Présentations orales et posters :

- **7ème édition des JJCAB**, Paris, France, 2017 :

T. Blanchard, J.-H. Thomas & K. Raouf, *Localisation de Sources par Antenne Acoustique avec Peu de Capteurs*

- **8ème édition des JJCAB**, Le Mans, France, 2018 :

T. Blanchard, J.-H. Thomas & K. Raouf, *Caractérisation Acoustique pour la Localisation d'un Drone à Partir d'une Antenne de Microphones*

- **12ème édition des JJCAAS**, Le Mans, France, 2019 :

T. Blanchard, J.-H. Thomas & K. Raouf, *Localisation et Suivi d'un Drone par Mesures Acoustiques*

Ces travaux de thèse ont fait l'objet d'un article soumis dans la revue *The Journal of the Acoustical Society of America* :

T. Blanchard, J.-H. Thomas & K. Raouf, *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*, 2019.

1.3 Présentation générale de la thèse

Chapitre 2 : Ce chapitre a pour objectif de fournir les notions de base liées à la problématique de localisation de sources acoustiques en décrivant quelques méthodes couramment utilisées dans la littérature. La description du problème est tout d'abord introduite de manière globale ainsi que certains éléments associés au traitement d'antenne. Deux grandes familles de méthodes de localisation sont notamment mises en avant. L'une porte sur une approche énergétique en construisant un spectre spatial du champ de pression mesuré par les éléments de l'antenne en exploitant le temps de propagation entre le point de focalisation et les microphones. Différentes

méthodes de construction du spectre spatial sont décrites : la formation de voies conventionnelle par retard et sommation (Delay-and-Sum), à la fois dans le domaine temporel et fréquentiel, les méthodes de Bartlett et de Capon (MVDR), qui sont traitées comme la résolution d'un problème d'optimisation, et enfin les méthodes à haute résolution telle que MUSIC ou encore les techniques de parcimonie. La seconde famille exploite la mesure des décalages temporels observés entre les signaux captés par l'antenne. Leur estimation est calculée à l'aide de la fonction d'inter-corrélation. Une généralisation de cette fonction est introduite pour améliorer sa résolution avec l'utilisation de fonctions qui vont filtrer l'inter-spectre des signaux. Enfin, une méthode par filtrage de Kalman appliquée au cas particulier du suivi de cibles est présentée.

Chapitre 3 : Ce chapitre a pour vocation l'analyse de la signature acoustique de plusieurs drones. Une introduction à la physique de propulsion des hélices est d'abord présentée. Une brève description des appareils utilisés pour les mesures est proposée. Le bruit généré par ces appareils provient principalement de l'onde sonore produite par la motorisation et du sifflement aérodynamique provoqué par la rotation de leurs hélices. Une campagne de mesures visant à caractériser le bruit acoustique qu'elles rayonnent est donc proposée. Cette campagne s'intéresse à la signature acoustique d'hélices de différentes dimensions montées sur un moteur électrique en cherchant les caractéristiques spectrales qu'elles partagent. Le système est attaché solidement à un support fixe afin de minimiser le rayonnement pouvant provenir d'un couplage vibro-acoustique entre les différents éléments. Une seconde phase de caractérisation acoustique est proposée sur un petit drone commercial constitué de 4 systèmes de propulsion similaires à ceux mesurés préalablement. Les mesures sont réalisées pour plusieurs situations de fonctionnement afin de faire ressortir l'impact, dans le signal acoustique mesuré, du couplage de plusieurs systèmes de propulsion en fonctionnement (inter-modulation des signaux, puissance acoustique rayonnée autour de l'appareil, phase de décollage). Des mesures réalisées sur deux aérodynes à voilure fixe sont également traitées. Le premier, de petite dimension, est équipé d'un petit moteur électrique et d'une hélice bipale et le second, de plus grande envergure, est équipé d'un moteur thermique.

Chapitre 4 : Les objectifs de ce chapitre sont multiples. Il s'agit, d'une part, de quantifier les performances de localisation pour les méthodes de formation de voies et de goniométrie, en matière de précision angulaire au travers de simulations numériques à partir d'une antenne 3D constituée de dix microphones. L'influence des erreurs liées à l'estimation des retards par la fonction d'inter-corrélation sur la localisation par goniométrie est d'abord évaluée. La robustesse des deux méthodes face à du bruit est ensuite analysée pour un scénario favorable, où la source est placée dans une zone de meilleure performance pour la goniométrie. Une brève discussion de l'influence du nombre de microphones utilisés s'ensuit. L'objectif est, d'autre part, de valider une méthode de localisation et de suivi, en présence de deux sources virtuelles en mouvement. Les signaux des sources sont construits selon un modèle du signal émis par un drone, développé à partir des mesures réalisées et présentées au chapitre 3. Leur structure harmonique suggère l'utilisation d'un algorithme de détection de leur fréquence fondamentale qui permettra d'extraire, ensuite, la signature acoustique d'une des sources à l'aide de filtres passe-bande à phase nulle. La localisation par formation de voies est réalisée sur un maillage surfacique, pour l'analyse des performances de l'antenne, puis volumique, en forme de parallélépipède rectangle pour la

localisation des deux drones virtuels. Le choix d'un maillage volumique permettra de mettre en relief les différences avec le maillage surfacique, notamment par la discussion sur l'estimation des distances des sources. Les estimations des angles d'azimut et d'élévation des sources sont donc, dans un premier temps, confrontées en fonction du traitement ou non des signaux. Le suivi par filtrage de Kalman est validé en présence de bruit sur les angles. Les estimations des distances, sont dans un deuxième temps, présentées.

Chapitre 5 : Dans ce chapitre, les méthodes de localisation sont appliquées au cas de signaux réels. Une première phase de mesures se focalise sur la localisation de sources statiques qui sont un haut-parleur générant trois signaux différents, puis un petit avion de modélisme. Cette campagne de mesures est réalisée à partir d'une première configuration d'antenne 3D constituée de 10 microphones. Elle vise à valider les méthodes et à décrire certaines de leurs limites dans des conditions contrôlées. Une seconde phase de mesures présente les résultats obtenus sur une source dynamique à la fois en salle anéchoïque et en extérieur. La source choisie est le drone quadrimoteur DJI. La disposition des microphones de l'antenne, pour les mesures en salle anéchoïque, a été modifiée au profit d'une géométrie adaptée à une certaine bande de fréquences du signal. Cette bande a ensuite été élargie pour les mesures en extérieur afin de considérer plus d'harmoniques. L'objectif visé par ces mesures consiste à valider les méthodes de localisation et de suivi 3D dans le cas d'un drone en conditions normales d'utilisation. Une quantification de l'impact du pré-filtrage des signaux sur la localisation est proposée, ainsi que les résultats de suivi 3D par filtrage de Kalman pour différentes trajectoires.

CHAPITRE 2

Méthodes pour la localisation et le suivi de sources

Les méthodes de localisation sont généralement classées en deux groupes. Le premier groupe concerne les techniques de formation de voies. Ces techniques permettent de déterminer la contribution de sources se trouvant dans le domaine d'espace étudié en reconstruisant le champ acoustique à partir des signaux mesurés par une antenne de microphones. Un vecteur, dit de focalisation, est déterminé selon le point de l'espace du champ acoustique à reconstruire. Les éléments de ce vecteur pondèrent les signaux mesurés par les microphones avant de les sommer de sorte que les signaux interfèrent de façon constructive au point de focalisation où se trouve la source tandis qu'elles sont destructives ailleurs. Ainsi, le signal en sortie de formation de voies possède un maximum global d'énergie au point de focalisation où se trouve la source. La seconde approche se base sur la mesure des différences de temps d'arrivée de l'onde acoustique entre les paires de microphones, sous l'hypothèse que la forme d'onde du signal source se retrouve sur les signaux de chaque microphone à un gain et à un facteur de temps près. Les différences de temps d'arrivée sont calculées par corrélation croisée des signaux pour ensuite estimer la position de la source comme solution d'un système linéaire dont les paramètres sont les positions des microphones, la célérité de l'onde et le temps de propagation entre deux microphones.

2.1 Description du problème

2.1.1 Définition du modèle de signal

Le champ de pression résultant du rayonnement d'une seule source acoustique mesuré à partir d'un microphone peut s'exprimer comme l'adjonction d'un bruit et de la convolution entre le signal source et la réponse impulsionnelle du milieu de propagation. En notant $h_m(t)$ la réponse impulsionnelle entre la source et le m -ième microphone d'une antenne acoustique constituée de M microphones et $s(t)$ le signal de la source, le champ de pression acoustique instantanée mesuré s'écrit :

$$p_m(t) = h_m(t) \star s(t) + b_m(t), \quad (2.1)$$

où \star dénote le produit de convolution. Le signal est soumis à du bruit supposé non-corrélé à la source et gaussien. Si P sources sont considérées, le champ de pression est défini comme la

résultante de la contribution de l'ensemble de ces sources :

$$p_m(t) = \sum_{p=1}^P h_m^p(t) \star s_p(t) + b_m(t). \quad (2.2)$$

$h_m^p(t)$ est alors la réponse impulsionnelle du milieu entre la source p et le microphone m . Le passage dans le domaine fréquentiel de l'équation (2.2) permet d'exprimer le champ de pression de manière compacte. En conservant la notation $h_m^p(f)$ pour désigner la réponse en fréquence, ou fonction de transfert, entre la source p et le microphone m , le champ de pression mesuré au microphone m peut se mettre sous la forme :

$$p_m(f) = \mathbf{h}_m(f)^T \mathbf{s}(f) + b_m(f), \quad (2.3)$$

où $\mathbf{h}_m(f) = [h_m^1(f) \ h_m^2(f) \ \dots \ h_m^P(f)]^T$ est le vecteur contenant les réponses en fréquence associées à chaque source et $\mathbf{s}(f) = [s_1(f) \ s_2(f) \ \dots \ s_P(f)]^T$ le vecteur contenant les sources. L'exposant T indique l'opérateur de transposé. En intégrant l'ensemble des champs de pression mesuré par chaque microphone pour former le vecteur d'observation $\mathbf{p}(f)$, le modèle de signal peut se réduire à :

$$\mathbf{p}(f) = \mathbf{H}\mathbf{s}(f) + \mathbf{b}(f), \quad (2.4)$$

avec \mathbf{H} une matrice de dimension $M \times P$ dont les lignes sont données par $\mathbf{h}_m(f)^T$. $\mathbf{b}(f)$ est le vecteur contenant les bruits. La contribution d'une source p sur tous les microphones est exprimée de manière analogue par le vecteur $\mathbf{h}^p(f) = [h_1^p(f) \ h_2^p(f) \ \dots \ h_M^p(f)]^T$.

2.1.2 Modèle de propagation

En coordonnées polaires ou sphériques, la position d'une source acoustique est déterminée à la fois par sa direction Θ_s (contenant les angles d'azimut et d'élévation si le cas 3D est considéré) et sa distance r_s par rapport à l'origine de l'antenne. Dans le cas d'une propagation en ondes planes (champ lointain), la différence de temps d'arrivée τ_{nm} entre deux microphones n et m est définie comme étant le produit scalaire entre le vecteur unitaire \mathbf{n}_s dirigé vers la source et la différence entre les positions vectorielles \mathbf{x}_n et \mathbf{x}_m des deux microphones, pondérée par l'inverse de la célérité c du son dans l'air. Dans le cas d'une propagation en ondes sphériques (champ proche), cette différence est définie directement comme la différence des distances existantes entre la source et les deux microphones à un terme multiplicatif près. L'hypothèse de propagation adoptée dépend de la longueur d'onde λ de la source et de sa distance par rapport à l'antenne. Le schéma donné à la Figure 2.1 illustre physiquement la différence de temps d'arrivée entre deux microphones pour les deux hypothèses de propagation. En notant \mathbf{x}_s la position vectorielle de la source et $\|\cdot\|$ la norme euclidienne, cette différence de temps d'arrivée s'exprime selon :

$$\text{Hypothèse d'ondes planes } (r_s \gg \lambda) : \tau_{nm} = c^{-1}(\mathbf{x}_m - \mathbf{x}_n)^T \mathbf{n}_s \quad (2.5)$$

$$\text{Hypothèse d'ondes sphériques } (r_s \ll \lambda) : \tau_{nm} = c^{-1}(\|\mathbf{x}_n - \mathbf{x}_s\| - \|\mathbf{x}_m - \mathbf{x}_s\|) \quad (2.6)$$

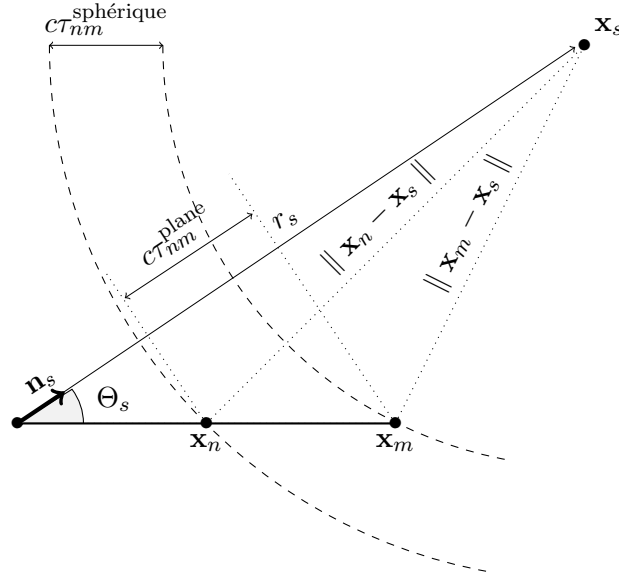


FIGURE 2.1 – Schéma illustrant physiquement la différence de temps d’arrivée entre deux microphones \mathbf{x}_n et \mathbf{x}_m pour les deux hypothèses de propagation : ondes planes et ondes sphériques.

2.1.3 Espacement inter-microphonique

L’espacement inter-microphonique est un paramètre important pour la localisation de sources puisqu’il va déterminer la fréquence maximale du champ de pression acoustique à mesurer. A l’instar de la fréquence d’échantillonnage d’un signal qui détermine les informations spectrales observables selon le théorème d’échantillonnage de Nyquist-Shannon, la fréquence maximale f_{\max} à laquelle une antenne acoustique peut, sans ambiguïté, reconstruire le champ de pression est déterminée par l’espacement entre les microphones et respecte le critère de Nyquist-Shannon spatial :

$$f < \frac{c}{2l} = f_{\max} \quad (2.7)$$

où l désigne la plus petite distance entre deux microphones de l’antenne. Le schéma illustré à la Figure 2.2 montre l’échantillonnage spatial d’une onde acoustique à partir d’une antenne linéaire non-uniforme d’envergure L . La plus petite longueur d’onde λ_{\min} observable est limitée par la plus petite distance entre deux microphones, les deux premiers dans ce schéma. L’envergure L d’une antenne à géométrie quelconque est définie comme la plus grande longueur entre deux microphones :

$$L = \max_{(n,m) \in \{1, \dots, M\}} \|\mathbf{x}_n - \mathbf{x}_m\|, \quad M = 10. \quad (2.8)$$

La fréquence limite basse d’une antenne est généralement considérée comme celle associée à la longueur d’onde du signal de la source égale à l’envergure de l’antenne :

$$f > \frac{c}{L} = f_{\min}. \quad (2.9)$$

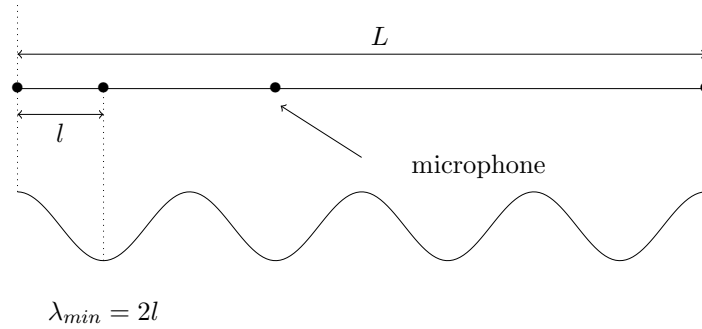


FIGURE 2.2 – Schéma décrivant la relation de Shannon-Nyquist dans le cas d’une antenne linéaire non uniforme constituée de 4 microphones. L’envergure de l’antenne est notée L .

2.2 Formation de voies

2.2.1 Principe

La formation de voies (ou "beamforming" dans la littérature anglophone [20]) est une technique de localisation de source(s) acoustique(s) basée sur la reconstruction du champ de pression acoustique à partir des champs de pression acoustique $p_m(t)$ ($m = 1 \dots M$) mesurés. Intuitivement, pour déterminer la présence d’une source en un point donné de l’espace, le signal mesuré à chaque microphone est avancé afin de compenser le retard dû à la propagation de l’onde depuis la source. Cette étape, appelée étape de synchronisation, permet de déterminer la zone pointée par l’antenne. La réponse de l’antenne accumulera d’autant plus d’énergie acoustique si une source est présente au point de focalisation de l’antenne. En revanche, si aucune source n’est présente, moins d’énergie acoustique sera cumulée dans le signal en sortie de formation de voies induisant un contraste de niveau avec les zones de l’espace où des sources acoustiques sont présentes.

En pratique, la formation de voies résout le problème de localisation en calculant une fonctionnelle analogue à une puissance spectrale ou spectre (spatiale) $P(\mathbf{x})$ pour laquelle la position d’une source est estimée en cherchant l’argument qui la maximise :

$$\mathbf{x}_s = \arg \max_{\mathbf{x}} P(\mathbf{x}) \quad (2.10)$$

La formation de voies agit comme un filtre spatial en atténuant l’énergie des signaux ne provenant pas du point de focalisation. Son principe se base sur la construction d’un vecteur, dit de *focalisation*, qui va permettre d’établir la fonctionnelle associée. Dans la littérature, le terme de vecteur de *pointage* est usuellement employé, faisant référence à l’idée que l’antenne pointe en direction de la source et sous-entend alors une localisation uniquement angulaire. Sans altérer cette notion, le terme est modifié au profit de *focalisation* permettant d’inclure intuitivement la localisation d’une source dans l’espace 3D. Les constructions des vecteurs de focalisation sont basées sur l’optimisation d’un critère. Les vecteurs obtenus peuvent se ranger en deux catégories : ceux qui en dépendent pas des données mesurées et ceux qui en dépendent. La première catégorie concerne les techniques conventionnelles par retard et sommation (Delay-and-Sum) des signaux. Le processeur de Bartlett, équivalent à la méthode de *Delay-and-Sum*, cherche en effet à minimiser les carrés des écarts entre l’amplitude de la source et sa valeur estimée. Le vecteur de focalisation obtenu dépend juste du modèle de propagation. La méthode de Capon (MVDR), appartenant

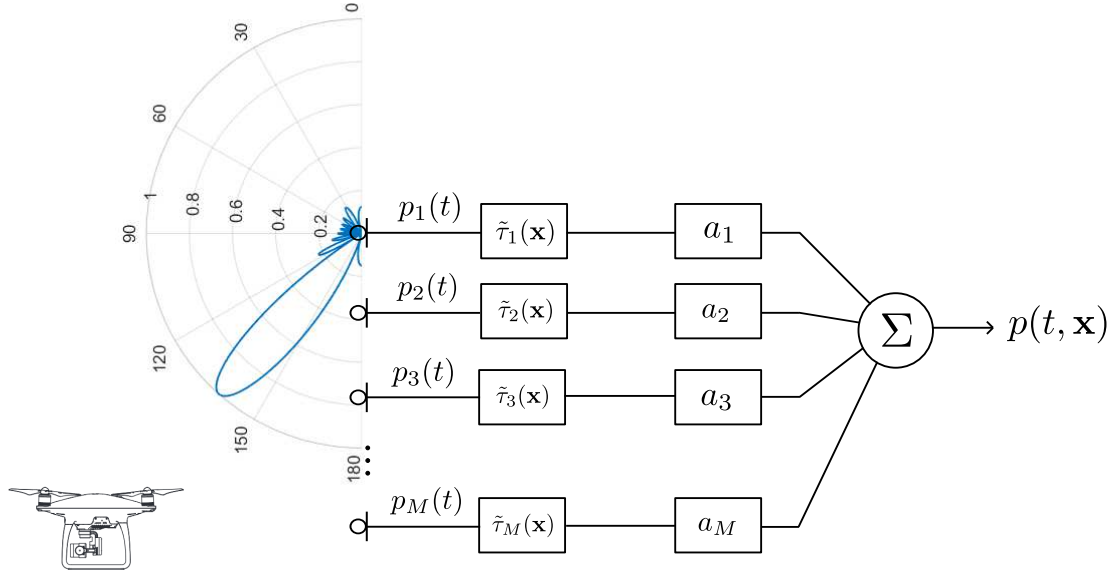


FIGURE 2.3 – Schéma du principe de formation de voies.

à la seconde catégorie, cherche, quant à elle, à minimiser la puissance en sortie de formation de voies tout en conservant l'énergie rayonnée dans la direction des sources. Elle débouche sur un vecteur de focalisation qui dépend de la matrice inter-spectrale des pressions enregistrées par les microphones. Le schéma à la Figure 2.3 illustre le principe de formation de voies dans le cas d'une localisation sous l'hypothèse d'une propagation en ondes planes en utilisant une antenne linéaire. Les signaux sont dans un premier temps retardés selon la direction de formation de voies désirée. Une apodisation va ensuite permettre de modifier les caractéristiques intrinsèques du filtre, à savoir la largeur de son lobe principal et l'amplitude de ses lobes secondaires.

2.2.2 Formation de voies conventionnelle (Delay-and-Sum)

2.2.2.1 Formalisme dans le domaine temporel

Dans sa version temporelle le signal en sortie de formation de voies $p(t, \mathbf{x})$ s'écrit :

$$p(t, \mathbf{x}) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M a_m p_m(t + \tilde{\tau}_m(\mathbf{x})), \quad (2.11)$$

où a_m est un coefficient de pondération. $\tilde{\tau}_m(\mathbf{x})$ exprime le décalage temporel appliqué au signal $p_m(t)$ quand l'antenne focalise au point \mathbf{x} . En notant $\mathbb{E}[\cdot]$ l'espérance mathématique, la puissance du signal en sortie de formation de voies (Steered Response Power dans la littérature anglophone) est définie par

$$P_t(\mathbf{x}) = \mathbb{E}[|p(t, \mathbf{x})|^2]. \quad (2.12)$$

L'indice t fait référence au domaine temporel. En introduisant le vecteur $\mathbf{a} = \frac{1}{M} [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_M]^T$, le signal en sortie de formation de voies donné par l'équation (2.11) peut s'écrire sous une forme

plus compacte :

$$p(t, \mathbf{x}) = \mathbf{a}^T \mathbf{p}(t, \mathbf{x}), \quad (2.13)$$

avec $\mathbf{p}(t, \mathbf{x}) = [p_1(t + \tilde{\tau}_1(\mathbf{x})) \ p_2(t + \tilde{\tau}_2(\mathbf{x})) \ \dots \ p_M(t + \tilde{\tau}_M(\mathbf{x}))]^T$. La puissance en sortie de formation de voies s'exprime d'après sa définition (2.12) :

$$\begin{aligned} P(\mathbf{x}) &= \mathbf{a}^T \mathbb{E}[\mathbf{p}(t, \mathbf{x})\mathbf{p}(t, \mathbf{x})^T] \mathbf{a} \\ &= \mathbf{a}^T \mathbf{G}_t(\mathbf{x}) \mathbf{a}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

$\mathbf{G}_t(\mathbf{x})$ est la matrice de corrélation exprimant la corrélation spatiale entre les pression pour un point de focalisation \mathbf{x} . Sous l'hypothèse que les signaux du champ de pression acoustique mesurés par les microphones de l'antenne correspondent au signal $s(t)$ émis par la source à un retard de temps près, le champ de pression acoustique mesuré par le microphone m peut s'exprimer selon $p_m(t) = s(t - t_m)$ avec t_m le temps de propagation de l'onde entre la source et le microphone m . Les pertes dues à la propagation des ondes sont ici négligées. Lorsque l'antenne vise la source, donc que les retards dus à la propagation sont compensés, le signal en sortie de formation de voies s'écrit :

$$p(t, \mathbf{x}_s) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M a_m s(t). \quad (2.15)$$

Ainsi, l'amplitude de la source peut être correctement estimée si l'égalité $\sum_{m=1}^M a_m = M$ est satisfaite. Une pondération unitaire ($a_m = 1$) permet une simplification du signal en sortie de formation de voies :

$$p(t, \mathbf{x}) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M p_m(t + \tilde{\tau}_m(\mathbf{x})). \quad (2.16)$$

Plusieurs types de pondération sont possibles, dont certains sont détaillés dans [28].

2.2.2.2 Approche fréquentielle

La localisation de sources par formation de voies peut se réaliser dans le domaine fréquentiel en appliquant la transformée de Fourier, notée $\mathcal{F}[\cdot]$, au signal de sortie donné par l'équation (2.16). La réponse de l'antenne s'écrit alors :

$$p(f, \mathbf{x}) = \mathcal{F}[p(t, \mathbf{x})] = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M p_m(f) e^{2\pi j f \tilde{\tau}_m(\mathbf{x})}, \quad (2.17)$$

avec j l'unité imaginaire ($j^2 = -1$). L'équation (2.17) peut s'écrire de manière équivalente sous une forme plus compacte :

$$p(f, \mathbf{x}) = \mathbf{v}_\mathbf{x}^H(f) \mathbf{p}(f), \quad (2.18)$$

où $\mathbf{v}_\mathbf{x}(f)$ est par définition le vecteur de focalisation au point \mathbf{x} dont le m -ième élément est $\frac{1}{M} e^{-2\pi j f \tilde{\tau}_m(\mathbf{x})}$. La notation $\mathbf{v}_\mathbf{x}$ est utilisée pour alléger l'écriture des équations. La puissance de

la réponse de l'antenne au point de focalisation vaut dans ce cas :

$$\begin{aligned} P_f(\mathbf{x}) &= \mathbb{E}[p(f, \mathbf{x})p^*(f, \mathbf{x})] \\ &= \mathbf{v}_x^H \mathbf{G}_f \mathbf{v}_x \end{aligned} \quad (2.19)$$

L'indice f fait référence au domaine fréquentiel. La principale différence entre les puissances en sortie de formation de voies données par les équations (2.14) et (2.19) réside dans le calcul de la matrice de covariance \mathbf{G}_f . Dans le premier cas, la matrice doit être calculée autant de fois que le nombre de points de la grille d'espace sur laquelle est recherchée la source. En revanche, pour la formation de voies fréquentielle, la matrice de covariance est calculée une seule fois avant l'étape de synchronisation. L'antenne réalise alors une localisation à une fréquence donnée, puisque que le vecteur de focalisation \mathbf{v}_x est calculée pour une seule fréquence. Il faut noter que cette approche permet d'évaluer la contribution énergétique du champ de pression pour une fréquence précise. Elle est souvent utilisée dans l'industrie pour identifier l'origine de certaines sources de bruit dont les fréquences ont pu être déterminées en amont.

2.2.3 Localisation à partir de la résolution d'un problème d'optimisation

2.2.3.1 Processeur de Bartlett

En prenant en compte que la formation de voies cherche à estimer le champ de pression acoustique rayonné par la source p à localiser, l'approche intuitive à adopter pour déterminer un vecteur de focalisation optimal est de calculer le vecteur \mathbf{w} qui minimise l'écart entre l'amplitude du signal en sortie de formation de voies et celle de la source :

$$\min_{\mathbf{w}} J(\mathbf{w}) \quad \text{t.q.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{v}_x = 1, \quad (2.20)$$

où $J(\mathbf{w}) = \mathbb{E}[(\mathbf{w}^H \mathbf{p}(f) - s_p(f))(\mathbf{w}^H \mathbf{p}(f) - s_p(f))^*]$. En appliquant la méthode des multiplicateurs de Lagrange, le vecteur de focalisation optimal de Bartlett qui solutionne ce problème vaut :

$$\mathbf{w}_{\text{Bartlett}} = \frac{\mathbf{v}_x}{\mathbf{v}_x^H \mathbf{v}_x}. \quad (2.21)$$

Le processeur de Bartlett est strictement équivalent à la formation de voies conventionnelle décrite par la relation 2.18.

2.2.3.2 Méthode de Capon (MVDR)

Le vecteur de focalisation diffère selon le problème d'optimisation solutionné. Pour la localisation conventionnelle par retard et sommation, il s'agit de minimiser les carrés des écarts entre l'amplitude du signal en sortie de formation de voies et l'amplitude de la source. L'approche de Capon [29] se base, quant à elle, sur la minimisation de l'énergie en sortie de formation de voies tout en conservant une énergie du signal unitaire dans la direction d'observation. Formellement, ce problème s'écrit :

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{G}_{pp} \mathbf{w} \quad \text{t.q.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{v}_x = 1. \quad (2.22)$$

La résolution de (2.22) par la méthode des multiplicateurs de Lagrange conduit au vecteur de focalisation optimal à variance minimale (Minimum Variance Distortionless Response) :

$$\mathbf{w}_{\text{MVDR}} = \frac{\mathbf{G}_{pp}^{-1} \mathbf{v}_x}{\mathbf{v}_x^H \mathbf{G}_{pp}^{-1} \mathbf{v}_x}. \quad (2.23)$$

La puissance spectrale spatiale associée vaut alors :

$$P_{\text{MVDR}}(\mathbf{x}) = \frac{1}{\mathbf{v}_x^H \mathbf{G}_{pp}^{-1} \mathbf{v}_x}. \quad (2.24)$$

La méthode de Capon souffre généralement d'une forte sensibilité à différents paramètres tels que les erreurs d'amplitude et de phase dans les capteurs ou l'imprécision sur leur positionnement. Un terme de compensation $\varepsilon \mathbf{I}$, où \mathbf{I} est la matrice identité, est ajouté dans la solution du problème d'optimisation conduisant à une approche plus robuste

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H (\mathbf{G}_{pp} + \varepsilon \mathbf{I}) \mathbf{w} \quad \text{t.q.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{v}_x = 1. \quad (2.25)$$

Ce problème d'optimisation conduit au vecteur de focalisation optimal suivant :

$$\mathbf{w}_{\text{MVDR}} = \frac{(\mathbf{G}_{pp} + \varepsilon \mathbf{I})^{-1} \mathbf{v}_x}{\mathbf{v}_x^H (\mathbf{G}_{pp} + \varepsilon \mathbf{I})^{-1} \mathbf{v}_x}. \quad (2.26)$$

Le choix du paramètre de chargement diagonal ε est important pour que la robustesse de la méthode soit effective. Sa détermination n'est pas discutée ici, mais certaines méthodes ont été proposées dans la littérature [30], [31], [32].

2.2.4 Grille de recherche

Comme évoqué dans la section 2.1.2, le choix du modèle de propagation détermine la différence de temps d'arrivée τ_{nm} qui est estimée entre deux microphones m et n de l'antenne. Le modèle adopté va donc influencer le type de maillage sur lequel la formation de voies sera appliquée. En effet, la localisation par formation de voies évalue les puissances spectrale du signal en sortie en chaque point d'une grille de recherche spatiale. Pour un modèle de propagation en ondes planes, c'est uniquement la direction de la source, donnée par le vecteur \mathbf{n}_s , qui est recherchée, conduisant naturellement à un maillage des angles d'azimut et d'élévation (si la localisation se fait dans l'espace 3D). La forme de la grille dans l'espace 3D correspond alors à une demi-sphère de rayon quelconque telle que schématisée sur la figure 2.4. Il n'y a aucune information relative à la distance de la source par rapport à l'antenne. Le maillage est dit *surfactive* puisqu'il s'agit d'une recherche uniquement sur les nœuds appartenant à la surface de la demi-sphère. Lorsque ce modèle est choisi, il est usuel de reporter les valeurs de $P(\mathbf{x})$ sur une carte 2D, où les axes d'abscisses et d'ordonnées représentent respectivement les angles d'azimut et d'élévation. À l'opposé, un modèle de propagation en ondes sphériques conduit à un maillage dit *volumique* pour lequel la différence de temps d'arrivée entre deux microphones est déterminée en chaque point à partir de la position 3D de la source. La recherche se fait donc dans un volume qui contient, *a priori*, la source. Plusieurs formes de grilles peuvent être utilisées selon le système de coordonnées utilisé. Une grille en forme de parallélépipède rectangle, telle que présentée sur la figure 2.4, est adaptée pour un système de coordonnées cartésiennes. Une demi-

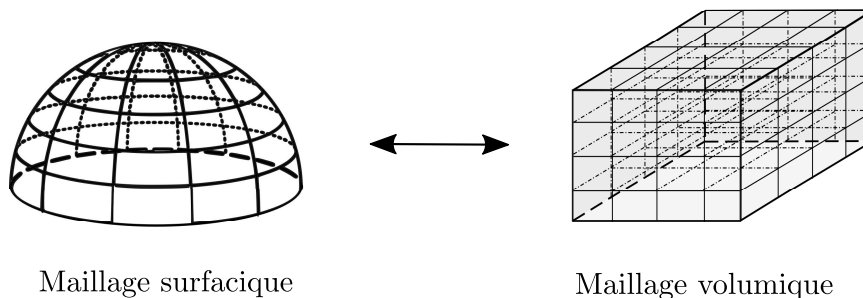


FIGURE 2.4 – Schéma des maillages adoptés pour la localisation par formation de voies en fonction du modèle de propagation choisi. (gauche) Maillage sphérique pour une propagation en ondes planes et (droite) maillage cubique pour une propagation en ondes sphériques.

sphère pleine sera privilégiée avec un système de coordonnées sphériques. Néanmoins, quelque soit la forme de la grille, les coordonnées d’un système peuvent se transposer simplement à un autre système de coordonnées. Dans cette thèse, lorsque la formation de voies est utilisée avec un modèle d’ondes sphériques, c’est une grille en forme de parallélépipède rectangle qui choisie. Les positions en coordonnées cartésiennes sont ensuite transposées en coordonnées sphériques. Le choix d’un maillage surfacique ou volumique sera notamment discuté à la section 4.4.3 pour l’estimation de la distance source-antenne.

2.2.5 Application temps-réel : Stochastic Region Contraction (SRC)

La localisation de sources par formation de voies nécessite la construction d’une grille de recherche pour laquelle la puissance spectrale spatiale $P(\mathbf{x})$ est calculée en chaque nœud. Des méthodes d’optimisation telles que les algorithmes du *simplexe* et du *gradient* sont mis en défaut car la puissance spectrale présente plusieurs maxima locaux, et sont donc peu adaptées pour des applications temps-réel. L’algorithme SRC, pour *Stochastic Region Contraction*, constitue une alternative. Initialement introduit par M. F. Berger [33] pour optimiser le placement et le gain des microphones d’une antenne linéaire, cet algorithme a été repris dans le but de réduire le temps de calcul par formation de voies [34]. Le principe de cet méthode consiste à contracter de manière itérative la grille de recherche initiale V_0 afin de réduire l’espace à une sous-grille suffisamment petite dans laquelle le maximum global de la fonctionnelle $P(\mathbf{x})$ est *piégé*. À chaque itération, la puissance $P(\mathbf{x})$ est évaluée sur un certain nombre de nœuds de la grille choisi statistiquement. Les nœuds présentant une grande valeur sont retenus pour former la nouvelle grille de recherche. Il est impératif de bien définir le nombre de points à évaluer initialement afin de garantir un ou plusieurs points proche du maximum global de $P(\mathbf{x})$. [34] fournit une estimation de ce nombre en fonction des dimensions de la grille de recherche et de la probabilité de points manqués. Ce processus est réitéré jusqu’à ce que la grille soit suffisamment contractée pour contenir le maximum global avec une certaine incertitude spatiale, V_u , fixée préalablement. Cette approche permet un affinage optimisé de la grille réduisant considérablement le nombre d’évaluations de $P(\mathbf{x})$ à calculer. Les résultats présentés dans [34] montrent clairement l’efficacité de l’approche avec une économie de calcul, en matière de points évalués, d’au moins un facteur 100.

2.3 Méthodes à haute résolution

2.3.1 Méthode des sous-espaces : MULTIPLE SIGNAL CLASSIFICATION (MUSIC)

Initialement proposée par R. O. Schmidt [35], cette méthode se base sur la décomposition de la matrice inter-spectrale des signaux en deux sous-espaces orthogonaux associés respectivement à l'espace « signal » et à l'espace « bruit ». En utilisant la décomposition en valeurs singulières, la matrice \mathbf{G}_{pp} peut se mettre sous la forme $\mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H$, où $\mathbf{\Lambda}$ et \mathbf{U} sont formées respectivement à partir des valeurs λ_m et vecteurs propres \mathbf{u}_m de la matrice inter-spectrale :

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M), \quad \lambda_{i+1} > \lambda_i, \quad \forall i = 1..M - 1. \quad (2.27)$$

Le rang r de la matrice inter-spectrale dépend en partie du nombre de sources P , qui est supposé inférieur au nombre de capteurs M de l'antenne. Généralement, son rang est inférieur au nombre de sources ($r \leq P$) de sorte que toutes les valeurs propres supérieures à r sont nulles. En réalité, un bruit indépendant des sources s'ajoute à la mesure conduisant ainsi à des valeurs propres non nulles. Un estimateur de source, analogue à celui de Capon, est ensuite construit en exploitant la propriété d'orthogonalité de cette décomposition :

$$P_{\text{MUSIC}}(\mathbf{x}) = \frac{1}{\mathbf{v}_{\mathbf{x}}^H \mathbf{U}_b \mathbf{U}_b^H \mathbf{v}_{\mathbf{x}}}, \quad (2.28)$$

où \mathbf{U}_b est la matrice dont les colonnes sont les vecteurs propres de la matrice inter-spectrale associés au sous-espace « bruit ». Lorsqu'une source est visée, le produit $\mathbf{v}_{\mathbf{x}}^H \mathbf{U}_b$ prend une valeur quasi-nulle induisant de fait une valeur infinie du spectre estimé dans cette direction. Cette méthode nécessite la connaissance *a priori* du nombre de sources en présence. Des estimateurs de ce nombre de sources ont été développés, auxquels le lecteur pourra se référer pour plus de détails dans [36], [37].

2.3.2 Représentation parcimonieuse : méthode l_1 -SVD

2.3.2.1 Introduction à la représentation parcimonieuse

La représentation de signaux se base généralement sur la description de leurs composantes (ou « atomes ») à partir d'une base dans la décomposition est unique (base de Fourier, base d'ondelettes orthogonales par exemple). Une approche différente consiste à introduire un nouveau "dictionnaire" (ou base) dans laquelle la décomposition du signal sur cette base contient un grand nombre d'atomes (quasi-)nuls. Les problématiques de représentation parcimonieuse se distinguent selon trois critères :

1. la définition du critère de parcimonie,
2. la décomposition du signal considéré à partir de la connaissance d'un dictionnaire,
3. la construction d'un dictionnaire en fonction de l'application visée.

2.3.2.1.1 Critère de parcimonie Le critère de parcimonie est généralement défini comme l'argument minimisant la norme l_0 du signal à décrire, où la norme l_0 traduit la parcimonie en mesurant le nombre de termes non-nuls du signal. Ce problème de minimisation appartient

à la classe des problèmes NP-complet (pour Non déterministe Polynomial), c'est-à-dire que sa résolution ne peut se faire en un temps de calcul polynomial. Une alternative, proposée par D. L. Donoho [38], consiste à remplacer la pseudo-norme l_0 par la norme l_1 conduisant au problème d'optimisation connu sous le nom de poursuite de base (ou *Basis pursuit* dans la littérature anglophone). La norme l_1 se déduit des normes l_p , pour $p = 1$ qui sont définies pour un vecteur \mathbf{z} d'éléments z_i par :

$$\|\mathbf{z}\|_p = \left(\sum_i z_i^p \right)^{1/p}, \quad p \in \mathbb{N}^*. \quad (2.29)$$

Ce changement permet d'améliorer le temps de calcul au détriment d'une solution moins optimale. Elle présente aussi l'avantage d'utiliser des algorithmes linéaires pour sa résolution.

2.3.2.1.2 Méthodes de décomposition Trois approches principales permettent d'obtenir la décomposition du signal considéré sur une base redondante :

1. Le *Best Basis* consiste à considérer la réunion de plusieurs bases distinctes formant le dictionnaire puis de rechercher parmi ces bases celle qui donne la décomposition optimale selon le critère de parcimonie.
2. Le *Matching Pursuit* [39] ou son extension *Orthogonal Matching Pursuit* [40] consiste à déterminer, de manière itérative à partir du dictionnaire, l'élément le plus corrélé au signal puis de le soustraire au vecteur signal. Le signal est alors décomposé sur la famille de vecteurs obtenue. Cet algorithme présente l'avantage d'avoir de bonnes propriétés de décroissance sur l'erreur entre le signal original et le signal parcimonieux.
3. Le *Basis Pursuit* [41] cherche à minimiser la norme l_1 de la décomposition.

2.3.2.1.3 Construction d'un dictionnaire La construction d'un dictionnaire est une étape importante pour la qualité de la décomposition du signal. Cette construction peut s'orienter selon deux grands axes, à partir de connaissances *a priori* ou à l'aide de méthodes par apprentissage des données. De manière générale le problème de parcimonie se traduit par la recherche de la décomposition \mathbf{z} d'un signal \mathbf{y} sur une base redondante (*over-complete*) \mathbf{B} :

$$\arg \min_{\mathbf{z}} \|\mathbf{z}\|_0, \quad \text{t.q. } \mathbf{y} = \mathbf{Bz}, \quad (2.30)$$

Le problème (2.30) étant NP-complet, une alternative consiste à minimiser la norme l_1 au lieu de la norme l_0 . En pratique, le problème est soumis à du bruit qui affecte l'estimation de la solution. Pour palier cette difficulté, un paramètre de régularisation μ est introduit afin de limiter la contribution du bruit sur la solution pour la norme l_1 :

$$\arg \min_{\mathbf{z}} \|\mathbf{y} - \mathbf{Bz}\|_2^2 + \mu \|\mathbf{z}\|_1. \quad (2.31)$$

La norme l_2 permet de forcer le bruit résiduel à être petit tandis que la norme l_1 renforce la parcimonie. Ce problème d'optimisation est convexe et peut simplement être résolu par l'utilisation de l'algorithme SOC (Second Order Programming) [42].

2.3.2.2 Localisation de sources par approche parcimonieuse

Il est possible d'introduire une base \mathbf{H}_{N_x} (connue) pour laquelle la relation (2.4), dans sa forme discrétisée, peut s'écrire en utilisant une représentation parcimonieuse :

$$\mathbf{p}(t_k) = \mathbf{H}_{N_x} \mathbf{z}(t_k) + \mathbf{b}(t_k), \quad (2.32)$$

où les composantes du vecteur $\mathbf{z}(t_k)$ s'expriment :

$$z_i(t_k) = \begin{cases} s_p(k) & \text{si } \mathbf{x}_i = \mathbf{x}_{s_p}, \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.33)$$

Les colonnes de la matrice \mathbf{H}_{N_x} peuvent être interprétées comme les contributions de chaque source, parmi N_x sur la grille spatiale, dans les signaux captés par chaque microphone. La parcimonie est respectée dès lors que le nombre de sources à localiser est petit devant la dimension de la grille de recherche (*i.e.* $P \ll N_x$). Pour résoudre ce problème, les paramètres sont pris en compte sur tout un ensemble de temps discret $(t_k)_{k \in [1, K]}$ de sorte que la relation (2.32) est étendue sous la forme :

$$\mathbf{P} = \mathbf{H}_{N_x} \mathbf{Z} + \mathbf{B}, \quad (2.34)$$

avec :

$$\begin{cases} \mathbf{P} &= [\mathbf{p}(t_1) \dots \mathbf{p}(t_K)], \\ \mathbf{Z} &= [\mathbf{z}(t_1) \dots \mathbf{z}(t_K)], \\ \mathbf{B} &= [\mathbf{b}(t_1) \dots \mathbf{b}(t_K)]. \end{cases} \quad (2.35)$$

La résolution de l'équation (2.32) nécessite une régularisation qui favorise la parcimonie telle que celle présentée en (2.31). Une décomposition en valeurs singulières (SVD) est appliquée afin de décomposer la matrice des données sur les sous-espaces « signal » et « bruit » (2.36) et d'exploiter uniquement la projection de la matrice sur le sous-espace « signal » de rang r (2.37) :

$$\mathbf{P} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H, \quad (2.36)$$

$$\mathbf{P}_R = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{D}_R = \mathbf{P} \mathbf{V} \mathbf{D}_R, \quad (2.37)$$

avec H indiquant la transformée hermitienne et $\mathbf{D}_R = [\mathbf{I}_R \mathbf{0}^T]$. \mathbf{I}_R et $\mathbf{0}$ sont respectivement la matrice unité de dimension R et la matrice nulle de dimension $K \times R$. La matrice réduite \mathbf{P}_R contient les R premières valeurs singulières associées au sous-espace « signal » de \mathbf{P} . Les matrices \mathbf{S}_R et \mathbf{B}_R sont construites de manière analogue de sorte qu'elles vérifient la relation suivante :

$$\mathbf{P}_R = \mathbf{H}_{N_x} \mathbf{Z}_R + \mathbf{B}_R. \quad (2.38)$$

La résolution de cette équation suggère l'utilisation de la fonction de coût proposée en (2.31). Toutefois, la parcimonie de la matrice \mathbf{Z}_R n'a lieu que sur la dimension spatiale. Une modification est donc proposée pour intégrer uniquement la dimension spatiale dans la fonction de coût :

$$J(\mathbf{Z}_R) = \|\mathbf{P}_R - \mathbf{H}_{N_x} \mathbf{Z}_R\|_f^2 + \mu \|\mathbf{z}^{(t_2)}\|_1. \quad (2.39)$$

$\|\cdot\|_f$ exprime la norme de Frobenius, $\mathbf{z}^{(l_2)} = [z_1^{(l_2)} \dots z_M^{(l_2)}]$ avec $z_i^{(l_2)} = \|\mathbf{Z}_R^i\|_2$ où \mathbf{Z}_R^i est la i -ième colonne de la matrice \mathbf{Z}_R et $\|\cdot\|_2$ est la norme l_2 . La position de la p -ième source est finalement donnée par le point de la grille associé à l'élément maximal du vecteur \mathbf{Z}_R^p . Contrairement à la méthode MUSIC, un mauvais choix du nombre de sources ne semble pas affecter significativement les résultats de l'approche parcimonieuse [42].

2.4 Goniométrie acoustique

2.4.1 Principe

La goniométrie acoustique est une technique de localisation de sources basée sur l'estimation des différences de temps d'arrivée d'une onde existante entre les différentes paires de microphones constituant l'antenne acoustique. D'après les définitions de la différence de temps d'arrivée d'une onde entre deux microphones n et m données par les équations (2.5) et (2.6), il est possible de mettre en évidence les propriétés suivantes [22] :

$$\tau_{nn} = 0 \quad \forall n \quad (2.40)$$

$$\tau_{nm} = -\tau_{mn} \quad \forall n, m \quad (2.41)$$

$$\tau_{nm} = \tau_{nk} + \tau_{km} \quad \forall n, m, k \quad (2.42)$$

Ces relations permettent d'exprimer n'importe quelle différence de temps d'arrivée comme la somme de deux différences de temps d'arrivée partageant un microphone commun, par exemple le microphone $m = 1$:

$$\tau_{nm} = -\tau_{1n} + \tau_{1m} \quad \forall n, m. \quad (2.43)$$

Autrement dit, parmi les $M(M-1)/2$ différences de temps d'arrivée calculables à partir des différentes paires de microphones qu'il est possible de former, $M-1$ sont linéairement indépendantes et suffisantes pour estimer la direction ou la position d'une source. Un microphone commun à l'ensemble de ces paires est utilisé comme référence. Le microphone $m = 1$ est choisi arbitrairement comme référence de sorte que la notation τ_m est utilisée pour exprimer τ_{1m} . En considérant les $M-1$ équations explicitées par l'équation (2.5) pour $m = 1$ dans le cas d'une onde plane et P sources, le problème de localisation se réduit sous la forme matricielle suivante :

$$\mathbf{T} = c^{-1} \mathbf{D} \mathbf{N}_s, \quad (2.44)$$

où \mathbf{T} est une matrice de dimension $(M-1) \times P$ dont les colonnes sont les vecteurs $\boldsymbol{\tau}_p = [\tau_2^p \ \tau_3^p \ \dots \ \tau_M^p]^T$, pour $p = 1, 2, \dots, P$ construits à partir des retards mesurés τ_m^p entre le m -ième microphone et celui de référence pour la source p . \mathbf{N}_s est une matrice de dimension $3 \times P$ dont les colonnes sont données par les vecteurs unitaires \mathbf{n}_s^p pointant les sources indicées par p . La matrice $\mathbf{D} = [\mathbf{x}_2 \ \mathbf{x}_3 \ \dots \ \mathbf{x}_M]^T$, de dimension $(M-1) \times 3$, contient les positions des microphones de l'antenne, à l'exception du microphone de référence.

2.4.2 Résolution du problème inverse

L'inversion du problème donné par l'équation (2.44) dépend de la géométrie de l'antenne puisque la matrice \mathbf{D} est construite uniquement à partir des informations sur la position des microphones et de leur nombre. Le rang de cette matrice va donc déterminer le nombre de solutions. Concernant le dimensionnement de l'antenne, une localisation sans ambiguïté (*i.e.* lorsque le rang de la matrice égale la dimension de l'espace) est envisageable si la disposition des microphones est telle que la géométrie de l'antenne n'est ni plane, ni linéaire. Dans le cas d'une localisation dans l'espace à trois dimensions, une telle antenne est dite à géométrie 3D par extension à la géométrie 2D pour les antennes planes et 1D pour les antennes linéaires. Toutefois, la connaissance *a priori* de certaines contraintes sur la position de la source peut permettre de lever l'ambiguïté même si le rang de la matrice \mathbf{D} est inférieur à la dimension de l'espace où s'effectue la localisation. C'est le cas, par exemple, lors de la localisation d'une source située dans la demi-sphère supérieure d'une antenne plane (2D) placée au sol. Dans cette situation, le rang de la matrice est 2, supposant donc 2 solutions dont l'une ne se situe pas dans la demi-sphère supérieure de l'antenne. En pratique, la matrice \mathbf{D} n'est pas nécessairement carrée et inversible auquel cas la solution générale de l'équation (2.44) prend la forme suivante :

$$\mathbf{N}_s = c\mathcal{D}\mathbf{T}, \quad (2.45)$$

où \mathcal{D} est la matrice pseudo-inverse de \mathbf{D} calculée en utilisant la méthode de décomposition en valeurs singulières (SVD) ou directement à partir de la pseudo-inverse de Moore-Penrose [21] :

$$\mathcal{D} = (\mathbf{D}^T\mathbf{D})^{-1}\mathbf{D}^T. \quad (2.46)$$

2.4.3 Estimation des temps de retards

2.4.3.1 Fonction d'inter-corrélation

Une étape importante pour la localisation de sources par cette méthode est l'estimation des différences de temps d'arrivée. La fonction d'inter-corrélation, qui permet d'estimer la ressemblance entre deux signaux par translation temporelle de l'une par rapport à l'autre, est proposée comme méthode et est définie par :

$$R_{nm}(\tau) = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^T p_n(t)p_m^*(t - \tau)dt. \quad (2.47)$$

Lorsque deux signaux contenant la même information sont retardés d'un temps τ_{nm} , un pic de maximum apparaît dans la fonction de corrélation à cette valeur. Toutefois, l'estimation de ce maximum peut être biaisée par la présence de bruits parasites. Une méthode alternative a été développée en proposant une généralisation de la fonction d'inter-corrélation dans le domaine fréquentiel [43] dans le but d'améliorer l'estimation du retard en réduisant l'étalement des pics secondaires et en affinant la largeur du lobe principal. En notant $G_{nm}(f)$ l'inter-spectre entre les signaux issus des microphones n et m , la généralisation de la fonction d'inter-corrélation s'exprime de la manière suivante :

$$R_{nm}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi(f)G_{nm}(f)e^{2\pi jf\tau}df. \quad (2.48)$$

TABLE 2.1 – Tableau des principales valeurs de pondération utilisées pour le calcul de la fonction d’inter-corrélation généralisée.

Méthode	$\Phi(f)$	Références
CC Corrélation Classique	1	
PHAT- β PHase Transform	$\frac{1}{ G_{nm}(f) ^\beta}$	[44]
Wiener	$c_{nm}(f)$	[45]
ML Maximum Likelihood	$\frac{c_{nm}(f)}{(1 - c_{nm}(f)) G_{nm}(f) ^2}$	[46]
SCOT Smoothed COherence Transform	$\frac{1}{\sqrt{G_n(f)G_m(f)}}$	[47]

Son principe se base sur le choix d’une fonction $\Phi(f)$ dépendante de la fréquence qui vient pondérer l’inter-spectre des deux signaux. Plusieurs pondérations ont été développées dans la littérature selon les caractéristiques des signaux mis en jeu. Quelques fonctions sont données dans le tableau 2.1 où $c_{nm}(f)$ est la cohérence des signaux définie comme l’inter-spectre normé de ces signaux.

$$c_{nm}(f) = \frac{|G_{nm}(f)|^2}{G_n(f)G_m(f)}. \quad (2.49)$$

où $G_m(f)$ est l’auto-spectre du champ de pression acoustique $p_m(t)$. Le retard est finalement estimé comme le temps $\tilde{\tau}$ qui maximise la fonction d’inter-corrélation :

$$\hat{\tau}_{nm} = \arg \max_{\tau} \{R_{nm}(\tau)\}. \quad (2.50)$$

En pratique, la valeur du retard est estimée en nombre d’échantillons impliquant nécessairement un biais par rapport à la valeur réelle puisque la partie fractionnaire est négligée. Pour y remédier, une interpolation parabolique autour de la valeur du retard $\lfloor \tau \rfloor$ initialement estimée est proposée [48] :

$$\tilde{\tau}_{nm} = \frac{2\lfloor \hat{\tau}_{nm} \rfloor - 1}{2} - \frac{R_{nm}(\lfloor \hat{\tau}_{nm} \rfloor) - R_{nm}(\lfloor \hat{\tau}_{nm} \rfloor - 1)}{R_{nm}(\lfloor \hat{\tau}_{nm} \rfloor + 1) - 2R_{nm}(\lfloor \hat{\tau}_{nm} \rfloor) + R_{nm}(\lfloor \hat{\tau}_{nm} \rfloor - 1)} \quad (2.51)$$

2.4.3.2 Longueur de la fenêtre d’observation

Il est possible de montrer l’influence de la taille de la fenêtre d’observation sur l’estimation du retard entre deux signaux. En effet, la troncature du signal par une fonction porte va nécessairement induire un biais sur l’estimation de la fonction d’inter-corrélation. En considérant les signaux $p_1(t_k)$ et $p_2(t_k)$ discrétisés sur une fenêtre de longueur T correspondant à un multiple de la fréquence d’échantillonnage, un estimateur de la fonction d’inter-corrélation, définie par la

relation (2.47), est donné par la relation suivante :

$$\hat{R}_{12}(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{k=-T}^T p_1(t_k) p_2(t_k - \tau). \quad (2.52)$$

L'estimateur est calculé sur $2T + 1$ échantillons. Le calcul du biais de cet estimateur permet de mettre en évidence la relation entre ce dernier et la longueur de la fenêtre d'analyse. En effet, le biais $b_{\hat{R}_{12}}(\tau)$ de cet estimateur vaut

$$b_{\hat{R}_{12}}(\tau) = -\frac{|\tau|}{T} R_{12}(\tau). \quad (2.53)$$

L'estimateur de la fonction d'inter-corrélation $R_{12}(\tau)$ introduit donc une fenêtre triangulaire $\Lambda_T(\tau)$ de $2T + 1$ échantillons et centrée en 0, qui va pondérer la fonction d'inter-corrélation à estimer :

$$\hat{R}_{12}(\tau) = R_{12}(\tau) \Lambda_T(\tau), \quad (2.54)$$

$$\Lambda_T(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{\text{sgn}(\tau)\tau}{T} & \text{si } \tau \in [-T, T] \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (2.55)$$

où la fonction $\text{sgn}(\tau)$ retourne le signe de son argument. L'influence de la taille de la fenêtre sur l'estimation du retard est illustré pour le cas d'un signal sinusoïdal d'une période de 200 échantillons, où un retard de 70 échantillons lui est appliqué. Le retard entre les deux signaux est indiqué sur le graphe de la figure 2.5a, où sont également tracées les fenêtres d'analyse respectivement de longueur $T = 1$ période du signal, $T = 2$ périodes et $T = 15$ périodes, pour le calcul de la fonction d'inter-corrélation. Les fonctions d'inter-corrélation, calculées pour chaque fenêtre de signal, sont tracées sur le graphe de la figure 2.5b. Les courbes sont limitées au pic d'amplitude maximale des fonctions. Les retards obtenus présentent effectivement un biais, par rapport au retard attendu, qui est d'autant plus grand que la longueur de la fenêtre est petite. Pour une fenêtre contenant une période du signal, l'estimation du retard est estimée à 44 échantillons, celle contenant 2 périodes à 61 échantillons et enfin pour 15 périodes à 69 échantillons. Avec une fréquence d'échantillonnage de 20 kHz, l'erreur (pour la plus courte fenêtre) est de 1.3 ms, soit une erreur de près de 37% du retard attendu. Pour une onde se propageant à une célérité de 343 m.s⁻¹, une telle erreur serait équivalent à un écart de 45 cm.

2.4.3.3 Critère de mesure du retard pour un signal harmonique pur

Un cas particulier, rencontré lorsque le retard à mesurer est supérieure à la demi-période du signal, conduit généralement à une estimation fautive du retard. Par exemple, en appliquant cette fois-ci un retard de 130 échantillons au signal précédent, les retards obtenus pour les 3 fenêtres sont désormais estimés respectivement à -66 échantillons, -69 échantillons et -70 échantillons. Pour mieux comprendre l'origine de ces estimations, les signaux retardés sont tracés sur le graphe de la figure 2.6a. La position du maximum dans la fonction d'inter-corrélation, tracée pour les 3 fenêtres sur le graphe de la figure 2.6b, se comprend par le fait que le plus petit retard est privilégié. En effet, en prenant le cas, par exemple, des signaux tronqués sur 1 période ($T = 1$), un retard de -70 échantillons (qui correspond à une avance) du signal en trait discontinu

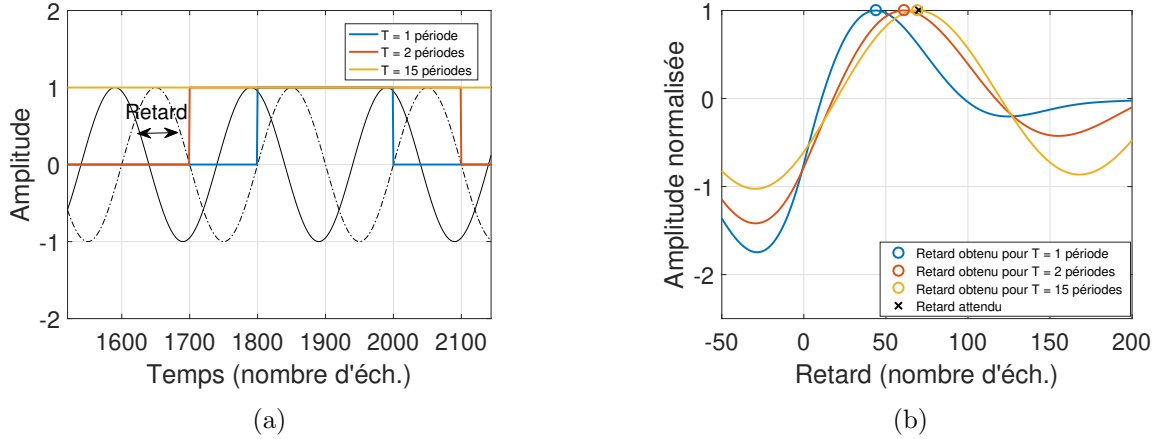


FIGURE 2.5 – (a) Tracés des signaux temporels avec un retard de 70 échantillons entre les deux et (b) comparaison des résultats de fonctions d'inter-corrélation pour les trois longueurs de fenêtre d'analyse $T = 1$ période (bleu), $T = 4$ périodes (rouge), $T = 15$ périodes (vert). La période du signal est de 200 échantillons.

conduit à un maximal global dans la fonction d'inter-corrélation. En revanche, un retard de 130 échantillons (qui correspond donc au retard attendu) conduit à un maximal local dans la fonction d'inter-corrélation du fait des zéros, induit par la troncature des signaux, en dehors de la fenêtre d'analyse. Une estimation sans ambiguïté du retard entre deux signaux est donc assurée si le retard réel n'excède pas la demi-période du signal émis par la source. Par extension, il suffit que le retard maximal τ_{nm}^{\max} , physiquement observable entre les deux microphones concernés (m et n), soit inférieure à la demi-période $T_s/2$ du signal :

$$\tau_{nm}^{\max} < \frac{T_s}{2}. \quad (2.56)$$

Le retard maximal étant égal au rapport entre la célérité c de l'onde et de la distance inter-microphonique $d_{nm} = \|\mathbf{x}_m - \mathbf{x}_n\|$, la relation précédente peut se réécrire en fonction de la fréquence $f_s = 1/T_s$ de la source :

$$f_s < \frac{c}{2d_{nm}}. \quad (2.57)$$

2.4.3.4 Choix de la fonction de pondération $\Phi(f)$

En pratique, les signaux mesurés dans un environnement réel présentent des structures spectrales complexes et sont généralement soumis à du bruit de mesure. Il est donc parfois nécessaire de recourir à un pré-filtrage des signaux mesurés, réalisé par la fonction de pondération introduite dans l'équation (2.48), avant de calculer une estimation de la fonction d'inter-corrélation. Le choix d'une fonction de pondération adaptée va donc dépendre en partie des informations *a priori* des signaux mis en jeu. Dans la plupart des cas, la fonction de pondération a pour but d'améliorer la résolution lors de l'estimation du retard en favorisant les bandes de fréquences pour lesquelles la cohérence entre les signaux est élevée, mais également de réduire l'étalement de la fonction d'inter-corrélation (par exemple avec une pondération SCOT ou PHAT). Pour évaluer son influence, les fonctions d'inter-corrélation issues d'un signal réel, dont la Densité

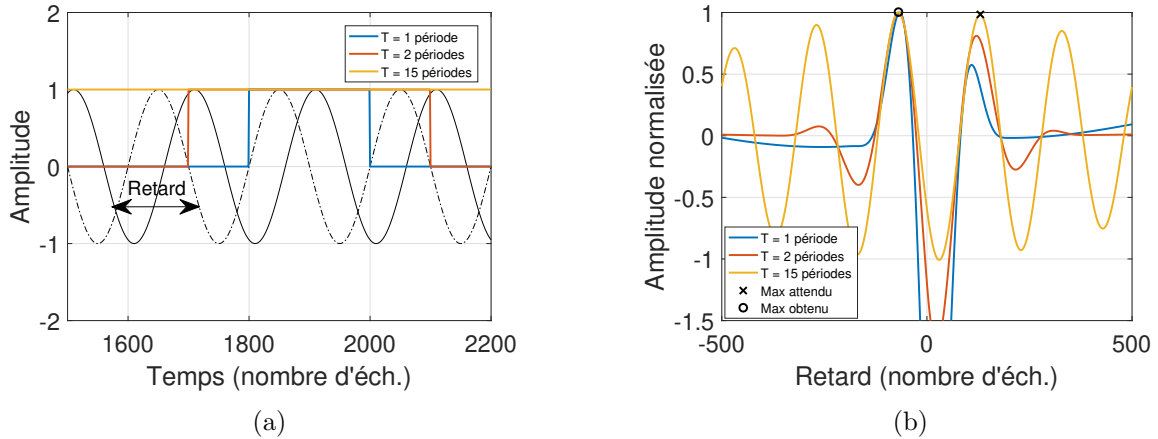


FIGURE 2.6 – (a) Tracés des signaux temporels avec un retard de 130 échantillons entre les deux et (b) comparaison des résultats de fonctions d'inter-corrélation pour les trois longueurs de fenêtre d'analyse $T = 1$ période (bleu), $T = 4$ périodes (rouge), $T = 15$ périodes (vert). La période du signal est de 200 échantillons.

Spectrale de Puissance (DSP) est fourni à la figure 2.7b, mesuré par deux microphones sont tracées sur le graphe de la figure 2.7a pour différente pondération. Leur valeur est répertoriée dans le tableau 2.1. Le retard réel, indiqué par un trait vertical discontinu, est de -2 échantillons. La méthode β -PHAT a été utilisée avec $\beta = 1$.

Le filtre de Wiener est basée sur la minimisation des erreurs quadratiques moyenne entre signaux mesurés et ceux non bruités [45]. Ce problème d'optimisation est équivalent à utiliser une fonction de pondération égale à la cohérence entre les deux signaux. Cet estimateur atténue le bruit, mais n'améliore pas significativement la résolution. L'estimateur de maximum de vraisemblance (ML) conduit à résultat similaire en présence de bruit gaussien. La pondération SCOT favorise plutôt les régions du spectre du signal ayant un bon rapport signal sur bruit en atténuant les régions pour lesquelles il ne l'est pas. La résolution est clairement améliorer. La méthode PHAT, quand à elle, applique une pondération qui va normaliser le gain de l'inter-spectre, pour toutes les composantes fréquentielles, tout en conservant l'information de phase. Cette méthode a été développée pour réduire l'étalement de la fonction d'inter-corrélation et ainsi améliorer la résolution de la corrélation. Elle est cependant fortement sensible au bruit puisque les bandes de fréquences où la puissance du signal est faible, *i.e.* $G_{nm}(f) \simeq 0$, sont amplifiées. Un paramètre β est parfois utilisé pour contrôler le degré de blanchiment des signaux et réduire l'altération venant du bruit.

2.4.3.5 Algorithme adaptatif de décomposition en valeurs propres

Des méthodes adaptatives permettent également d'estimer le décalage temporel entre deux signaux, en particulier dans le cas de réverbération avec l'algorithme AEDA (Adaptive Eigenvalue Decomposition Algorithm) proposé par J. Benesty [49]. Cette méthode consiste à évaluer les réponses impulsionnelles à chaque microphone et à extraire les informations concernant uniquement les trajets directs de l'onde afin de déterminer le retard existant entre des signaux mesurés par une paire de microphones. Dans un environnement acoustique réel, le modèle de signal mesuré par un microphone est donné par la relation (2.1). En remarquant que, dans le cas idéal sans bruit, la convolution du champ de pression à un microphone avec la réponse impulsionnelle du

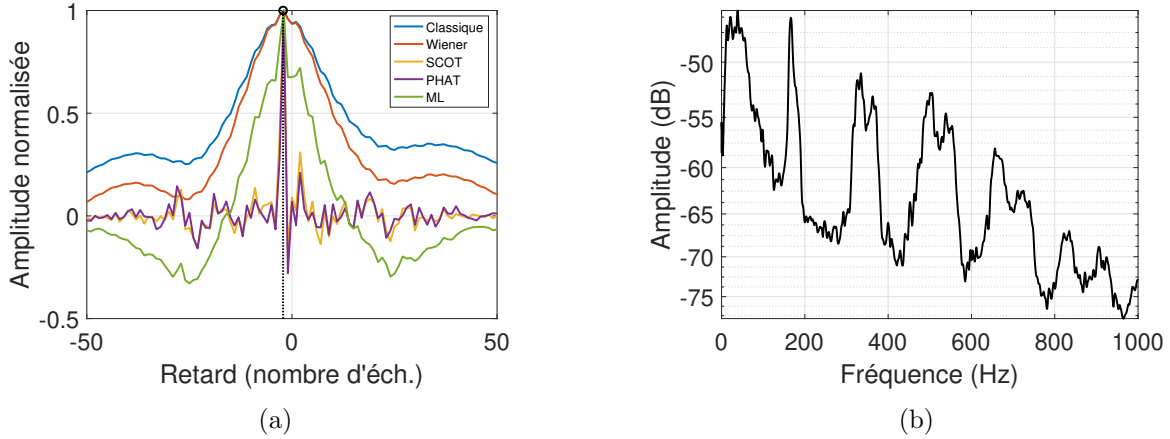


FIGURE 2.7 – Comparaison de la fonction d’inter-corrélation généralisée pour différentes fonctions de pondération (a) calculées à partir d’un signal complexe dont la densité spectrale de puissance est donnée en (b).

second microphone équivaut strictement au champ de pression du second microphone convolué à la réponse impulsionnelle du premier microphone, *i.e.* $p_1 \star h_2 = p_2 \star h_1$, il est possible d’établir la relation suivante, où $p_m(t)$ est discrétisé avec un pas d’échantillonnage Δt et noté $p_m(k)$ pour $k \in \mathbb{N}^*$:

$$\tilde{\mathbf{p}}_1^T(k) \tilde{\mathbf{h}}_2 = \tilde{\mathbf{p}}_2^T(k) \tilde{\mathbf{h}}_1. \quad (2.58)$$

$\tilde{\mathbf{p}}_m(k) = [p_m(k) \ p_m(k-1) \ \dots \ p_m(k-K+1)]^T$ et $\tilde{\mathbf{h}}_m = [h_{m,0} \ h_{m,1} \ \dots \ h_{m,K-1}]^T$ pour $m = 1, 2$. K est le nombre d’échantillon des réponses impulsionnelles. De ces relations il apparaît que le vecteur $\mathbf{u} = [\tilde{\mathbf{h}}_2^T - \tilde{\mathbf{h}}_1^T]^T$ de dimension $2K \times 1$ contenant les deux réponses impulsionnelles est un vecteur propre de la matrice de covariance \mathbf{R} des signaux issus des deux microphones, c’est-à-dire que la relation $\mathbf{R}\mathbf{u} = \mathbf{0}$ est satisfaite. De plus, si les deux réponses impulsionnelles ne possèdent pas de zéros communs et que la matrice d’auto-corrélation du signal est de rang plein, la matrice \mathbf{R} possède une seule et unique valeur propre valant 0 ce qui permet d’assurer l’existence et l’unicité de la solution. Un algorithme adaptatif (simplifié) basé sur la méthode des moindres carrés (LMS) est utilisé afin de déterminer une approximation de la solution selon :

$$\mathbf{u}(n+1) = \frac{\mathbf{u}(n) - \mu e(n) \tilde{\mathbf{p}}(n)}{\|\mathbf{u}(n) - \mu e(n) \tilde{\mathbf{p}}(n)\|_2}, \quad (2.59)$$

avec $e(n) = \mathbf{u}^T \tilde{\mathbf{p}}(n)$ l’erreur sur le signal, μ un facteur d’adaptation positif de l’algorithme et $\tilde{\mathbf{p}}(n) = [\tilde{\mathbf{p}}_1(n)^T \ \tilde{\mathbf{p}}_2(n)^T]^T$. Finalement, le temps de retard est donné par :

$$\tau_{\text{AEDA}} = \arg \max_l |h_{1,l}| - \arg \max_l |h_{2,l}|. \quad (2.60)$$

Cette méthode montre une forte robustesse face au bruit dans un environnement réverbérant. Le lecteur est invité à consulter [50] pour plus de détails.

2.4.4 Angles critiques

Il est possible de mettre en évidence le lien entre l'erreur angulaire commise lors de la localisation en fonction de l'erreur sur l'estimation du retard des signaux entre deux microphones. Dans le cas particulier d'une onde plane arrivant avec un angle Θ_s (voir figure 2.1) par rapport à l'axe constitué par deux microphones séparés d'une distance d , le retard est estimé selon :

$$\tau = \frac{d}{c} \cos \Theta_s, \quad (2.61)$$

ou de manière équivalente :

$$\Theta = \cos^{-1} \left(\frac{c\tau}{d} \right). \quad (2.62)$$

L'estimation de la direction d'arrivée de l'onde est donc dépendante de la célérité de l'onde, de la distance inter-microphonique et de l'estimation du retard. Dans l'hypothèse où seul le retard est biaisé d'un temps $\delta\tau$, une approximation au première ordre du développement de Taylor permet d'estimer l'erreur sur l'angle $\delta\theta$ selon [21] :

$$\delta\Theta_s \simeq \frac{c}{d} \left(1 - \left(\frac{c\tau}{d} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \delta\tau. \quad (2.63)$$

Il apparaît que l'erreur angulaire est donc d'autant plus importante lorsque la source à localiser s'approche de l'axe microphonique, ou lorsque le rapport $c\tau/d$ tend vers 1 ou -1 , conduisant à une erreur infinie quelle que soit la valeur du biais :

$$\lim_{c\tau/d \rightarrow 1} \left(1 - \left(\frac{c\tau}{d} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{2}} = +\infty. \quad (2.64)$$

En matière de performance, l'efficacité de localisation d'une antenne en matière d'angle est d'autant plus importante que l'envergure apparente de l'antenne vue par la source l'est. Une antenne possède donc une certaine directivité où des zones sont plus sensibles aux erreurs que d'autres.

2.4.5 Approche géométrique pour la localisation

D'un point de vue géométrique [22], les positions potentielles d'une source acoustique qui solutionnent l'équation (2.6) forment une hyperboloïde de révolution à deux nappes dont les foyers sont les positions de deux microphones. La position réelle d'une source dans l'espace 3D peut alors être estimée comme l'intersection de plusieurs hyperboloïdes de révolution. Il est nécessaire de calculer au minimum 3 surfaces, ce qui est équivalent à avoir une antenne avec au moins 4 microphones. Un exemple illustrant cette approche est montré à la figure 2.8 avec une antenne 3D constituée de 4 microphones. Il est possible de montrer l'analogie entre cette approche et la méthode de goniométrie présentée ci-dessus qui se base sur l'hypothèse d'une propagation en ondes planes. En effet, l'hypothèse d'ondes planes est d'autant plus *vraie* que la source s'éloigne du point de mesure (situation de champ lointain), ou dit autrement que la position de la source \mathbf{x}_s tend vers l'infini, conduisant ainsi à la convergence asymptotique de l'équation (2.6) vers l'équation (2.5). L'espace des solutions potentielles de cette équation décrit alors un cône dont l'axe de révolution contient les deux microphones.

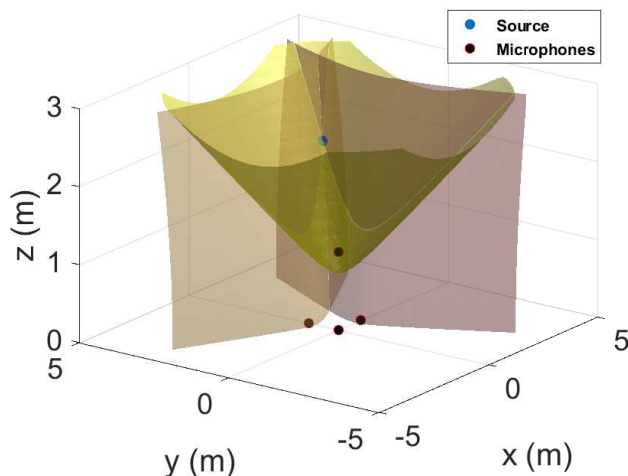


FIGURE 2.8 – Estimation de la position d’une source (bleu) comme étant le point d’intersection de trois hyperboloïdes de révolution.

2.5 Filtre de Kalman : application au suivi d’une cible

Les algorithmes de localisation actuels tentent d’estimer la position d’une source acoustique en utilisant les informations récoltées à partir d’une antenne de capteurs à un instant donné. En présence de fortes réflexions ou de bruit, ces algorithmes sont sujets à des erreurs de mesures qui ne permettent pas de suivre une source correctement au cours du temps. Le suivi de source est un enjeu majeur en recherche pour diverses applications telles que la robotique [51], l’audio [52], [53] ou encore pour le militaire [54]. Plusieurs algorithmes de suivi ont été développés au cours des dernières décennies, notamment le filtre de Kalman [55] ou le filtrage particulaire [56]. Cette section propose une description du filtre de Kalman appliqué au suivi d’une cible aérienne.

2.5.1 Cas d’un système dynamique linéaire

Le filtre de Kalman est un filtre de type Bayésien récursif généralement employé pour estimer l’état d’un système dynamique au cours du temps. Son utilisation permet de prédire l’état du système à un instant donné à l’aide de la connaissance, parfois incomplète, de l’état de ce dernier, à l’instant précédent (pour le cas discret) et présentant du bruit. Ses applications sont multiples. Il est notamment employé dans des domaines technologiques tels que le radar pour le suivi de source, la communication, la vision électronique, etc. En notant \mathbf{E}_{k-1} le modèle d’état du système à l’instant (discret) t_{k-1} , le modèle (idéal) de mouvement d’un système dynamique linéaire permet de *prédire* l’état du système $\tilde{\mathbf{E}}_k$ à l’instant t_k en fonction de son état à l’instant précédent t_{k-1} selon [57] :

$$\tilde{\mathbf{E}}_k = \mathbf{F}\mathbf{E}_{k-1} + \mathbf{B}u_{k-1}, \quad (2.65)$$

où \mathbf{F} est la matrice de transfert d’état du modèle, u_{k-1} un scalaire et \mathbf{B} la matrice de transfert de contrôle. Le paramètre de *contrôle* u_{k-1} permet d’intégrer dans le modèle les manœuvres induites par les changements de vitesses que subit l’appareil par une source externe (pilote, vent, etc.). Il est assimilé à un processus aléatoire de type Gaussien de variance σ_e^2 . Le modèle de prédiction de l’équation (2.65) décrit comment évolue le système dans l’intervalle de temps

$dt = t_k - t_{k-1}$. Il faut noter que les matrices de transfert peuvent évoluer au cours du temps. Un modèle d'observation, représenté par la matrice \mathbf{M}_k , permet ensuite d'évaluer les erreurs entre la *prédiction* du modèle d'état et les mesures à l'instant t_k ,

$$\mathbf{M}_k = \mathbf{H}\mathbf{E}_k + \mathbf{r}_k. \quad (2.66)$$

La matrice de transfert \mathbf{H} décrit le modèle d'observation adopté et \mathbf{r}_k est le bruit associé de densité de probabilité gaussienne $\mathcal{N}(0, \mathbf{R}_k)$, de moyenne nulle et de matrice de covariance \mathbf{R}_k . L'implémentation du filtre de Kalman linéaire est donnée par l'algorithme 1. La prédiction (phase de prédiction) du modèle d'état $\tilde{\mathbf{E}}_k$ et de sa matrice de covariance $\tilde{\mathbf{P}}_k$ sont dans un premier temps calculées à partir de l'état précédemment estimé. Une deuxième étape (phase de mise à jour) consiste à corriger l'état actuellement estimé par rapport à la mesure observée. Le filtre de Kalman introduit un gain \mathbf{K}_k qui assure le compromis entre les données mesurées et celles prédites par le modèle. Dans le cas particulier du suivi de cibles dans l'espace 3D, habituellement repérées par leurs coordonnées cartésiennes (inclus dans la notation \mathbf{x}_k), la forme de la matrice de transfert d'état dépend de l'ordre du modèle considéré. Par exemple, un modèle d'ordre 2 permet de suivre la position et la vitesse d'une cible. En supposant que la cible parcourt une distance égale à $\mathbf{v}_{k-1}dt$ durant l'intervalle de temps dt (voir figure 2.9) et qu'elle n'est soumise à aucune influence extérieure (*i.e.* $u_{k-1} = 0$), l'état du système peut se résumer par :

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k &= \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{v}_{k-1}dt, \\ \mathbf{v}_k &= \mathbf{v}_{k-1}, \\ \mathbf{a}_k &= 0, \end{cases} \quad (2.67)$$

où \mathbf{x}_k , \mathbf{v}_k et \mathbf{a}_k sont respectivement les vecteurs position, vitesse et accélération de la cible à l'instant t_k . Dans cette situation, le vecteur d'état utilisé est $\mathbf{E}_k = [\mathbf{x}_k \ \mathbf{v}_k]^T$. Si la cible se déplace cette fois-ci avec une accélération constante, les relations précédentes deviennent :

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k &= \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{v}_{k-1}dt + \frac{1}{2}\mathbf{a}_{k-1}dt^2, \\ \mathbf{v}_k &= \mathbf{v}_{k-1} + \mathbf{a}_{k-1}dt, \\ \mathbf{a}_k &= \mathbf{a}_{k-1}, \end{cases} \quad (2.68)$$

et le vecteur d'état associé est $\mathbf{E}_k = [\mathbf{x}_k \ \mathbf{v}_k \ \mathbf{a}_k]^T$. Lorsque la cible est soumise à une accélération extérieure u_{k-1} , l'état du modèle est modifié selon

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k &\rightarrow \mathbf{x}_k + \frac{dt^2}{2}\sigma_e^2, \\ \mathbf{v}_k &\rightarrow \mathbf{v}_k + dt\sigma_e^2, \\ \mathbf{a}_k &\rightarrow \mathbf{a}_k + \sigma_e^2. \end{cases} \quad (2.69)$$

En se plaçant dans le cadre d'une cible évoluant dans l'espace 3D puis en notant \mathbf{I}_3 la matrice unitaire de dimension 3, \otimes le produit de Kronecker et $\mathbf{1}_3$ le vecteur de dimension 3 dont les éléments sont égaux à 1, les formes des matrices de transfert du modèle d'état sont :

1. Ordre 1 : $\mathbf{E}_k = \mathbf{x}_k \Rightarrow \mathbf{F} = \mathbf{I}_3$ et $\mathbf{B} = \frac{1}{2}dt^2\mathbf{1}_3$,
2. Ordre 2 : $\mathbf{E}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k \\ \mathbf{v}_k \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & dt \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_3$ et $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}dt^2\mathbf{1}_3 \\ dt\mathbf{1}_3 \end{bmatrix}$,

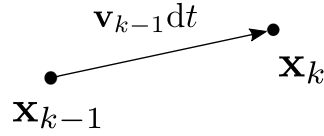


FIGURE 2.9 – Illustration du déplacement d’une cible en mouvement à vitesse constante. La nouvelle position de la cible à l’instant t_k se déduit de sa position précédente et de sa vitesse.

$$3. \text{ Ordre 3 : } \mathbf{E}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k \\ \mathbf{v}_k \\ \mathbf{a}_k \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & dt & \frac{1}{2}dt^2 \\ 0 & 1 & dt \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_3 \text{ et } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}dt^2 \mathbf{1}_3 \\ dt \mathbf{1}_3 \\ \mathbf{1}_3 \end{bmatrix}.$$

La forme de la matrice de transfert du modèle d’observation dépend des informations accessibles par le système de mesures. De manière générale, la matrice de covariance du modèle d’observation (ou de mesures) peut se mettre sous la forme générale suivante :

$$\mathbf{R}_k = \begin{bmatrix} \sigma_{m,x}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{m,v}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{m,a}^2 \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_3, \quad (2.70)$$

si les bruits de mesure ne sont pas corrélés. $\sigma_{m,x}^2$, $\sigma_{m,v}^2$ et $\sigma_{m,a}^2$ sont respectivement les variances associées aux bruits de mesure de la position, de la vitesse et de l’accélération. Habituellement, seule la position de la cible est accessible par la mesure. La matrice de corrélation de l’équation (2.70) est alors simplifiée :

$$\mathbf{R}_k = \sigma_{m,x}^2 \mathbf{I}_3, \quad (2.71)$$

et les formes de la matrice de transfert du modèle d’observation s’écrivent :

1. Ordre 1 : $\mathbf{H} = \mathbf{I}_3$,
2. Ordre 2 : $\mathbf{H} = [\mathbf{I}_3 \ \mathbf{O}_3]$,
3. Ordre 3 : $\mathbf{H} = \mathbf{I}_3 \ \mathbf{O}_3 \ \mathbf{O}_3$,

avec \mathbf{O}_3 la matrice nulle de dimension 3. La matrice de covariance \mathbf{Q}_k est estimée simplement par :

$$\mathbf{Q}_k = \sigma_e^2 \mathbf{B}^T \mathbf{B}. \quad (2.72)$$

L’estimation des matrices de covariance (c’est-à-dire des variances $\sigma_{m,x}^2$ et σ_e^2) se base sur la connaissance *a priori* de l’état du système et permet d’évaluer la *confiance* entre le modèle physique et celui de mesures. Des valeurs inadéquates peuvent entraîner un filtrage inadapté.

2.5.2 Cas d’un système dynamique non-linéaire

Dans le cas de systèmes dynamiques non-linéaires, les modèles donnés par les équations (2.65) et (2.66) ne permettent pas de décrire le système correctement. Une extension du filtre de

Algorithme 1 : Filtre de Kalman linéaire

Result : $\mathbf{E}_k, \mathbf{P}_k$
while $k < N$ **do**
 Initialisation : $\mathbf{E}_0, \mathbf{P}_0$;
 Phase de prédiction : $\tilde{\mathbf{E}}_k = \mathbf{F}\mathbf{E}_{k-1}$;
 $\tilde{\mathbf{P}}_k = \mathbf{F}\mathbf{P}_{k-1}\mathbf{F}^T + \mathbf{Q}_k$;
 Phase de mise à jour : $\mathbf{K}_k = \tilde{\mathbf{P}}_{k-1}\mathbf{H}^T(\mathbf{H}\tilde{\mathbf{P}}_k\mathbf{H}^T + \mathbf{R}_k)^{-1}$;
 $\mathbf{E}_k = \tilde{\mathbf{E}}_k + \mathbf{K}_k(\mathbf{M}_k - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{E}}_k)$;
 $\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k\mathbf{H})\tilde{\mathbf{P}}_k$;
end

Kalman (Extended Kalman Filter) est donc proposée pour prendre en compte la non-linéarité de certains systèmes. Les nouvelles équations des modèles s'écrivent :

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{E}}_k &= f(\mathbf{E}_{k-1}, u_{k-1}), \\ \mathbf{M}_k &= h(\mathbf{E}_k) + \mathbf{r}_k, \end{cases} \quad (2.73)$$

où f et h sont des fonctions décrivant les relations de non-linéarités du système. Le principe du filtre de Kalman dans le cas non-linéaire reste inchangé. La différence réside dans l'approximation des fonctions f et h par une linéarisation au premier ordre conduisant aux calculs des matrices Jacobiennes associées $\mathbf{J}_f(\mathbf{E}_{k-1}, u_{k-1})$ et $\mathbf{J}_h(\mathbf{E}_k)$.

Dans le cas du suivi d'une cible aérienne, l'emploi d'un filtre de Kalman non-linéaire intervient par exemple lorsque le système de mesures permet d'accéder uniquement aux coordonnées sphériques de la cible. Typiquement, ce scénario apparaît quand la position angulaire de la cible est estimée à partir de plusieurs antennes. Une méthode de triangulation permet alors de remonter à la distance de la cible, conduisant ainsi à la matrice de transfert du modèle d'observation (pour un modèle d'ordre 1) :

$$h(\mathbf{E}_k) = \begin{bmatrix} \theta_k & \varphi_k & \rho_k \end{bmatrix}^T. \quad (2.74)$$

Le suivi de la cible étant généralement réalisé en coordonnées cartésiennes, le modèle d'observation est par conséquent non-linéaire. Il traduit la transformation des coordonnées cartésiennes (x_k, y_k, z_k) vers les coordonnées sphériques. Les éléments de la matrice de transfert du modèle d'observation s'écrivent :

$$\begin{cases} \theta_k &= \tan^{-1}\left(\frac{y_k}{x_k}\right), \\ \varphi_k &= \tan^{-1}\left(\frac{z_k}{\sqrt{x_k^2 + y_k^2}}\right), \\ \rho_k &= \sqrt{x_k^2 + y_k^2 + z_k^2} \end{cases}, \quad (2.75)$$

avec θ_k est l'angle d'azimut, φ_k l'angle d'élévation et ρ_k la distance de la cible, et $\mathbf{x}_k = [x_k \ y_k \ z_k]^T$ les coordonnées cartésiennes de la cible. Il faut noter que le modèle d'état de l'équation (2.73)

reste identique au modèle de l'équation (2.65) puisque la dynamique de la cible en coordonnées cartésiennes n'est pas modifiée. L'algorithme du filtre de Kalman étendu est directement déduit de l'algorithme (1) la matrice de transfert du modèle d'observation \mathbf{H} par la matrice Jacobienne $\mathbf{J}_h(\mathbf{E}_k)$ de la fonction h .

2.6 Conclusion

Ce chapitre a permis d'introduire les notions de base relatives à la problématique de localisation et de suivi de sources acoustiques à partir d'une antenne de microphones. Plusieurs méthodes de localisation, classées en deux groupes principaux, ont été présentées. Le premier groupe concerne les techniques de formation de voies. Ces méthodes s'appuient sur l'évaluation d'une fonctionnelle, spatialement dépendante, sur une grille de recherche. Le coût de calcul exigé pour la localisation d'une source, parfois considérable selon la taille de la grille, nécessite la mise en place de stratégies adaptées pour des applications temps-réel. L'algorithme SRC, basé sur une optimisation de l'affinage de la grille, a été proposé, réduisant significativement le nombre de points à évaluer et par conséquent le temps de calcul. Deux méthodes, dites à hautes résolutions ont également fait l'objet d'une brève description. Il s'agit de la méthode MUSIC et d'une méthode de parcimonie. La première consiste à projeter la matrice inter-spectrale des signaux sur deux sous-espaces orthogonaux et d'exhiber une fonctionnelle construite à partir de la matrice associée au sous-espace « bruit », qui sera maximale dans la direction de la source. La seconde propose une approche parcimonieuse du modèle de signal. Le second groupe de méthodes concerne les techniques de goniométrie acoustique basées sur l'estimation des différence de temps de propagation de l'onde par corrélation des signaux issus de paires de microphones. Les positions des sources sont ensuite calculées comme les solutions d'un problème inverse. Une description détaillée de la mesure du retard entre deux signaux par la fonction d'inter-corrélation a été présenté, mettant en évidence plusieurs critères pour l'amélioration de l'estimation. Pour finir, une méthode de suivi par filtrage de Kalman a été proposée.

CHAPITRE 3

Caractérisation acoustique de drones

Ce chapitre a pour objectif de caractériser la signature de l'onde acoustique émise par la motorisation ou le sifflement aérodynamique de quatre drones. Il introduit, dans un premier temps, les mécanismes physiques des systèmes de propulsions utilisés par ces appareils avant de présenter une brève description de leur application au cas d'un drone multi-moteurs. Des mesures de caractérisation d'un système moteur/hélice sont, dans un deuxième temps, présentées pour différentes dimensions d'hélices. Elles visent à identifier, dans leur signal mesuré, des caractéristiques spectrales similaires. Un protocole de mesures est ensuite proposée pour déterminer l'empreinte acoustique d'un drone composé de quatre de ces systèmes. Les mesures sont réalisées pour plusieurs fonctionnements de l'appareil mettant en évidence l'invariance d'une structure spectrale entre chaque configuration. Enfin, les mesures acoustiques d'un petit avion de modélisme et d'un avion de vol à moteur thermique sont discutées.

3.1 Introduction à la physique des hélices

3.1.1 Dynamique de propulsion d'une hélice

3.1.1.1 Principe

Le décollage des divers véhicules aériens est généralement assuré par la portance aérodynamique générée par le flux d'air qui s'écoule autour d'une surface profilée comme par exemple celles des ailes d'un avion ou des hélices d'un hélicoptère. Dans le cas de l'avion, le déplacement horizontal de l'appareil - assuré par des moteurs à propulsion composés d'hélices - va permettre à l'air de s'écouler de part et d'autre de l'aile créant à la fois un flux d'air dirigé vers le sol, grâce à la forme incurvée de l'aile, et une différence de pression exercée par l'air entre la face intérieure et extérieure de l'aile. Une partie de la force résultante de ces deux phénomènes s'oppose au poids et peut, lorsque cette dernière est suffisante, permettre à l'appareil de décoller et de le maintenir en vol. Ce même principe permet d'expliquer en partie le vol des hélicoptères ou des drones en remarquant la similitude entre la forme des pales des hélices et des ailes. Lorsque l'hélice se meut à une vitesse suffisamment importante, une différence de pression se crée entre les faces avant et arrière de l'hélice. Cette différence provoque un flux d'air qui va s'écouler de l'avant vers l'arrière de l'hélice avec une modification de la section de la veine de fluide comme le montre le schéma à la figure 3.1. Dans cette veine de fluide, la vitesse d'éjection de l'air expulsé à l'arrière de l'hélice, dépend d'une part de la vitesse de rotation du rotor mais aussi du pas de l'hélice qui correspond

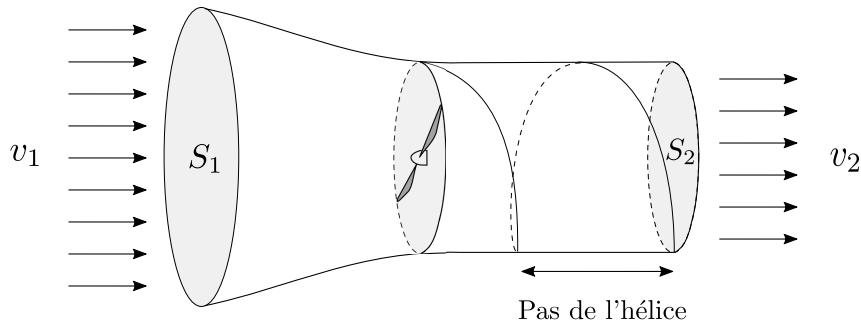


FIGURE 3.1 – Schéma du principe de propulsion aérodynamique d'une hélice.

au déplacement qu'aurait réalisé cette dernière après une rotation complète. D'après le principe de la conservation de la matière, le débit massique Q en amont doit être égal à celui en sortie de manière à ce que l'égalité $v_1 S_1 = v_2 S_2$ soit satisfaite, avec v_i et S_i la vitesse de l'air et la surface à l'entrée si $i = 1$ et à la sortie si $i = 2$. La masse d'air déplacée subit, durant son passage à travers les hélices, un accroissement de vitesse ($v_2 > v_1$). Selon le troisième principe de Newton, cette variation de vitesse est la conséquence d'une force appliquée à cette masse d'air dont la force de réaction s'oppose à la gravité et permet donc le vol de ce type d'appareils.

3.1.1.2 Fonctionnement aérodynamique d'une hélice

L'intensité de la portance aérodynamique \mathbf{P}_a dépend de plusieurs paramètres physiques liés au profil et à la dynamique de l'hélice. Le profil d'une hélice est défini comme étant la forme d'une section tangentielle à l'axe de rotation de l'hélice. Ses caractéristiques géométriques principales sont données par :

- l'angle de calage γ entre le plan de l'hélice et la ligne de cambrure,
- la corde de référence qui est la distance entre le bord d'attaque A et le point de fuite B ,
- la distance entre le bord d'attaque et l'axe de l'hélice,
- l'épaisseur maximale relevée sur son profil.

Un exemple de profil d'hélice en mouvement avec une vitesse tangentielle \mathbf{v}_t est schématisé sur la figure 3.2. Le déplacement de l'hélice dans l'air induit une force aérodynamique \mathbf{F}_a qui peut se décomposer en une force de réaction \mathbf{F}_r et une force de traction ou de portance aérodynamique \mathbf{P}_a si ce sont des vols verticaux. Dans le cas des avions, la force de traction générée par la rotation des hélices va attirer l'appareil vers l'avant tandis que l'écoulement de l'air de part et d'autre de ses ailes va garantir son déplacement vertical.

3.1.1.3 Angle de calage γ

L'angle de calage définit l'inclinaison du profil d'une section de la pale de l'hélice. Elle varie généralement avec la distance par rapport au moyeu pour adapter la portance le long de la pale car la vitesse tangentielle n'est pas identique en tout point de la pale. L'extrémité extérieure aura une vitesse tangentielle plus élevée que la partie proche du moyeu. C'est cette variation d'angle qui confère aux pales ce profil vrillé. Ce type d'hélices est appelé à *pas fixe*. L'introduction

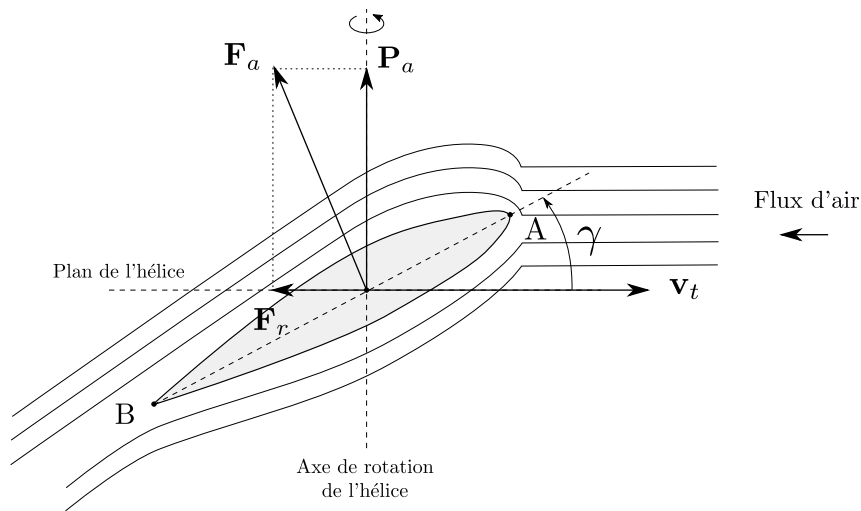


FIGURE 3.2 – Schéma du profil d'une hélice en mouvement.

d'hélices à *pas variable* a permis de répondre à une problématique liée aux déplacements, plus ou moins rapides, des appareils en l'air tels que les avions. En effet, la vitesse de rotation effective des hélices diffère selon la vitesse de déplacement de l'appareil. Pour assurer une certaine portance, l'angle de calage pour une section donnée doit donc être modifié. Habituellement, une hélice à petit pas est préférée pour favoriser les performances au décollage et à la montée des appareils tandis qu'une hélice à grand pas est utilisée pour permettre aux engins d'atteindre une vitesse de croisière plus élevée.

3.1.1.4 Le pas d'une hélice

Analogue au pas d'une vis, le pas d'une hélice ϱ (figure 3.1) est un paramètre qui mesure le déplacement théorique de l'hélice dans l'air après une rotation et est lié à l'angle de calage selon :

$$\varrho = 2\pi r \tan \gamma, \quad (3.1)$$

où r est la distance de la section considérée par rapport à l'axe de l'hélice. Le pas de l'hélice est donc d'autant plus grand que l'angle de calage l'est. Ce pas correspond en réalité au pas géométrique qui est dans la plupart des situations, différent du pas réellement observé. En pratique, le flux d'air incident sur la pale n'est pas nécessairement horizontal, comme cela est schématisé sur la figure 3.2, mais arrive avec une certaine inclinaison qui dépend de plusieurs facteurs comme le déplacement de l'appareil, la densité de l'air ou encore la direction et la vitesse du vent. Il en résulte alors un vent dit *relatif* qui arrive sur la pale avec un angle γ_{rel} légèrement différent de γ et modifie ainsi le pas réel. Le pas est un indicateur important pour le choix d'une hélice puisqu'il permet de déterminer le type d'utilisation auquel l'hélice est destinée. Pour atteindre une certaine vitesse, un pas élevé, ou autrement dit un angle de calage grand, induira un couple résistant plus important sur le moteur tandis qu'un pas plus petit soulagera le moteur au détriment d'une moindre performance aérodynamique.

3.1.1.5 Dimensions de l'hélice et nombre de pales

La capacité du système moteur/hélice à générer une certaine force de poussée est principalement liée aux dimensions de l'hélice. À vitesse équivalente, plus ses dimensions sont grandes, plus la force de poussée le sera mais au détriment d'un couple moteur plus important également. Dans le cas d'engins comprenant plusieurs hélices, les dimensions caractéristiques de l'appareil vont également déterminer les dimensions des hélices à utiliser. Les dimensions d'une hélice sont décrites à l'aide de deux valeurs numériques de la forme $yy \times zz$. La première valeur indique le diamètre de l'hélice, défini comme deux fois la distance entre le centre du moyeu de l'hélice et l'extrémité d'une des pales et la seconde, le pas de l'hélice. Les deux valeurs sont généralement exprimées en pouces. Le choix des dimensions des hélices dépend principalement du type d'utilisation mais surtout du moteur qui les supportent.

Le nombre de pales d'une hélice va également avoir une influence sur l'intensité de la poussée générée. Habituellement, les hélices des avions et des drones commerciaux sont constituées de 2 à 3 pales. Des hélices avec plus de 3 pales sont également proposées mais l'ajout de pales supplémentaires réduit l'efficacité globale de la propulsion car chaque pale produit une traînée qui sera traversée par la pale suivante. Les phénomènes de turbulences créés derrière la pale vont alors perturber les performances aérodynamiques lors du passage de la pale suivante et par conséquent la masse d'air propulsée à l'arrière sera moins importante.

3.1.2 Application aux drones multirotores

3.1.2.1 Vol stationnaire

Les drones multirotores sont un cas particulier d'appareils volants basés sur le même principe de fonctionnement que les hélicoptères à la différence qu'ils utilisent plus de deux hélices - en général entre 4 à 8 - placées dans le même plan parallèle au sol. La rotation de chaque moteur va induire une force de traction qui, lorsqu'elle est plus importante que le poids de l'appareil, va attirer cette dernière vers le haut. Le sens de rotation des différents rotors doit être ajusté afin d'annuler le couple total causé par la rotation des hélices. Ce principe est exposé sur le schéma de la figure 3.3a dans le cas d'un drone constitué de quatre rotors. Les rotors symétriquement opposés doivent tourner dans le même sens tandis que les deux autres doivent tourner dans le sens contraire. Le couple total subit par l'appareil est alors nul. Pour que l'appareil assure un vol stationnaire, dans des conditions idéales, il faut que la vitesse de rotation de tous les rotors soit identique. Pour faire monter ou descendre l'appareil, la vitesse de rotation de chaque rotor doit augmenter ou diminuer identiquement (le terme employé dans littérature anglophone est le « throttle »). En réalité, la vitesse de rotation des différents rotors n'est pas tout à fait identique puisque l'appareil s'adapte continuellement aux contraintes environnementales, comme par exemple le vent, pour maintenir son vol stable.

3.1.2.2 Déplacements horizontaux et rotations

Les déplacements dans le plan horizontal de l'appareil, c'est-à-dire avancer, reculer, se diriger vers la droite ou la gauche, se font grâce à une différence de vitesse de rotation entre les différents rotors. En diminuant de manière égale la vitesse de rotation de deux rotors adjacents, l'intensité de la force de traction du côté de l'appareil, où les rotors tournent moins vite, devient plus faible

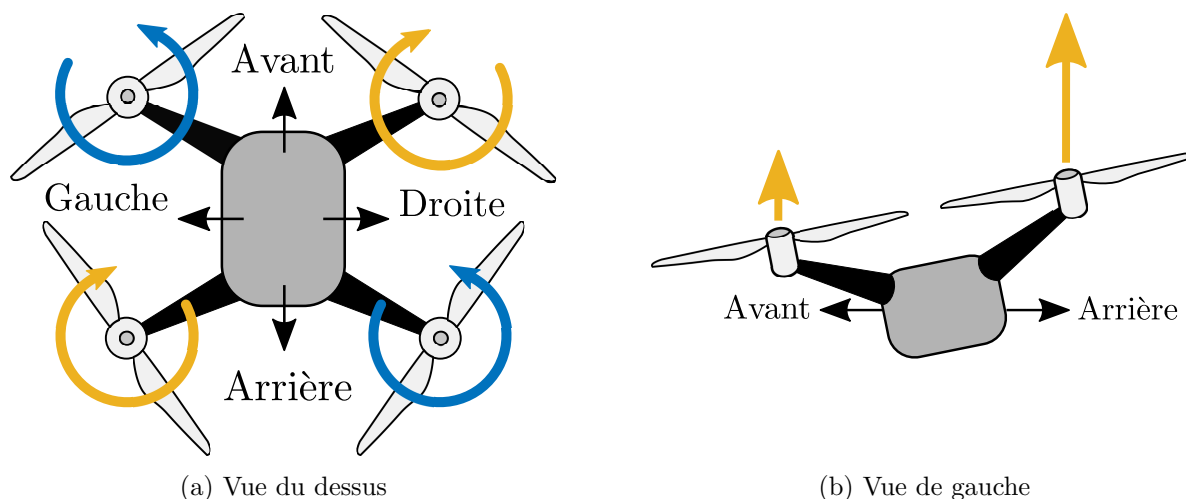


FIGURE 3.3 – Schéma du principe de fonctionnement des hélices pour le vol d'un drone constitué de quatre rotors : (a) description du sens de rotation des différentes hélices et (b) principe du déplacement de l'appareil dans le plan horizontal de vol.

entraînant ainsi l'inclinaison du drone comme le montre le schéma de la figure 3.3b. Sur la figure, les 2 moteurs à l'arrière ont une vitesse de rotation plus importante entraînant son inclinaison vers l'avant, et par conséquent, son déplacement vers l'avant. Le principe est similaire quelle que soit la direction prise. Ce mouvement est appelé tangage (ou *pitch* dans la littérature anglophone) lorsque le drone avance ou recule tandis qu'il est appelé roulis (*roll*) pour les directions droite et gauche. La rotation de l'appareil sur lui-même se fait par une augmentation de la vitesse de rotation des rotors tournant dans le même sens. Le couple résultant devient alors non nul et l'appareil est entraîné par réaction. Ce mouvement est appelé mouvement de lacet (*yaw*).

3.2 Présentation des appareils utilisés

Pour la thèse, 4 engins aériens ont pu être étudiés : 2 avions de modélisme amateur, 1 drone constitué de 4 rotors et 1 avion thermique mono-moteur.

3.2.1 Premier avion de modélisme amateur

Le premier appareil est un petit avion de modélisme construit à l'École Nationale Supérieure d'Ingénieurs du Mans dans le cadre de projets étudiants et visible sur la figure 3.4a. L'avion, d'une longueur d'environ 90 cm, est équipé d'un moteur électrique alimenté par une batterie au lithium d'une capacité de 1700 mAh (milli-ampère heure) qui entraîne la rotation d'une hélice bipale de dimension 6×3 . Les mesures à partir de cet avion ont été réalisées dans la salle anéchoïque du laboratoire. Les ailes de l'avion n'étaient pas montées pour ces mesures.

3.2.2 Deuxième avion de modélisme amateur

Le second appareil est un avion de modélisme, AEROSPORT 103 de Super Flying Model (figure 3.4b), d'une envergure beaucoup plus importante que celui précédemment présenté. L'avion a été construit dans le cadre d'un projet étudiant de dernière année. L'avion est équipé d'un moteur électrique qui est alimenté par une batterie au lithium d'une capacité de 2800 mAh. L'en-

vergure de l'appareil est de 2.4 m pour une longueur de 1.5 m environ. Les hélices de l'appareil sont présentées dans la section suivante où des mesures de caractérisation acoustique, réalisées dans une salle semi-anéchoïque, ont permis d'analyser le bruit généré par leur rotation.

3.2.3 Drone quadrimoteurs DJI

Des mesures de caractérisation ont été menées sur un drone quadrimoteurs de la compagnie DJI série Phantom 4 Advanced. Cet appareil prêt à l'utilisation est équipé de plusieurs capteurs intégrés dont un système de positionnement satellite GPS/GLONASS qui permet de relever ses positions géographiques (longitudes et latitudes) en cours de vol avec une précision haute de ± 1.5 m. Un système de détection optique permet également d'estimer son altitude par rapport au niveau de la mer ou son altitude relative par rapport à une position de départ avec une précision pouvant atteindre ± 0.1 m. L'appareil, visible sur la photographie de la figure 3.4c, est équipé de 4 hélices bipales de dimensions 9.4×5 .

3.2.4 Avion mono-moteur CESSNA

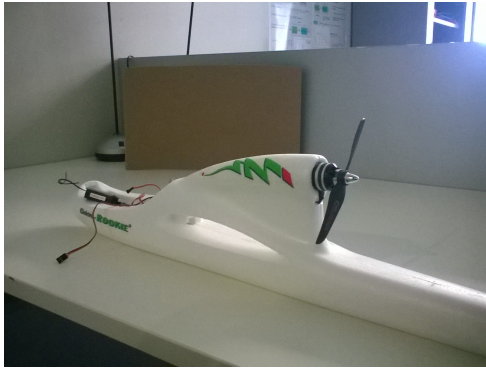
Un avion léger mono-thermique CESSNA 152 (figure 3.4d), d'une puissance de 115 chevaux, a fait l'objet de mesures acoustiques lors d'un vol à l'aérodrome d'Arnage au Mans (France). L'avion est équipé d'un système embarqué permettant de restituer ses caractéristiques de vol telles que ses coordonnées GPS, sa vitesse horizontale, son altitude, son temps de vol, etc.). L'avion est doté d'une hélice bipale en aluminium à pas fixe de 1.75 m de diamètre.

3.3 Caractérisation acoustique de systèmes moteur/hélice

3.3.1 Description du protocole de mesures

Des mesures en salle semi-anéchoïque ont permis de mettre en évidence la signature acoustique du bruit généré par la rotation d'hélices de différentes dimensions à l'aide d'un moteur électrique. Les hélices ont été montées individuellement sur un moteur électrique Dualsky xm506ea-7 d'une puissance maximale de 1641 W. L'ensemble est fixé sur un support en trépied permettant la stabilisation du système lors de son fonctionnement. Le système d'acquisition est composé d'une carte d'acquisition PXI reliée à un ordinateur portable pour l'enregistrement des données à l'aide du logiciel SignalExpress 2015 et d'un microphone BSWA Technology série MPA 416 et 466 1/4", dont la plage dynamique est 20 Hz - 20 kHz. Le microphone a été placé à la même hauteur que le centre de l'hélice et en face de ce dernier. Le système était orienté de sorte que le flux d'air propulsé par la rotation des hélices ne soit pas dirigé vers le microphone. Un absorbeur acoustique a également été placé au sol afin d'atténuer les premières réflexions venant du sol. La durée de chaque acquisition a été fixée à 10 s et la fréquence d'échantillonnage à $f_e = 20$ kHz. Enfin, les densités spectrales de puissance ont été calculées par périodogramme moyenné sur des tronçons pondérés par des fenêtres de Hanning de 2^{13} échantillons et avec un recouvrement de 50%. Les photos de la figure 3.5 montrent le système de mesures décrit précédemment et les hélices utilisées pour les mesures.

La mise en marche du système a été faite manuellement à l'aide d'une radio-télécommande. Compte tenu du fait qu'aucun système de mesure n'était disponible pour indiquer la valeur de



(a)



(b)



(c)



(d)

FIGURE 3.4 – Photographies des engins aériens utilisés pour les mesures acoustiques : (a) l’avion de modélisme « fait maison » (sans les ailes), (b) l’avion de modélisme amateur AEROSPORT 103, (c) le drone DJI Phantom Advanced équipé de ses hélices et (d) l’avion mono-thermique CESSNA 152 (source *Wikipedia*).

la vitesse de rotation du rotor pendant les mesures, les acquisitions ont été réalisées à puissance maximale du rotor pour chaque hélice (bouton de vitesse en position de butée haute). Les vitesses de rotation de chaque hélice peuvent donc être différentes car la charge appliquée sur le moteur n’est pas identique selon les dimensions de l’hélice.

3.3.2 Résultats

Les mesures réalisées visent à identifier les bruits d’origine aérodynamique et mécanique provenant de la rotation des hélices et du moteur dans le spectre du signal mesuré. Les Densités Spectrales de Puissance (DSP) des signaux mesurés sont données à la figure 3.6. Sur le premier graphe, les DSP des signaux mesurés pour chaque hélice, du bruit du moteur à vide (sans hélice) et du bruit ambiant de la salle sont tracés sur la plage $[0, 10]$ kHz. Les trois graphes suivants montrent les DSP des signaux émis par chaque hélice sur une plage fréquentielle réduite allant jusqu’à 1 kHz respectivement pour les dimensions 14×8.5 , 16×10 et 17×8 .

Les résultats montrent que la structure spectrale des signaux mesurés pour chaque hélice est similaire avec une structure principalement harmonique. Le bruit rayonné par le moteur à vide, c’est-à-dire sans hélice, est beaucoup plus faible que celui rayonné avec hélice. La contribution du moteur au bruit total lorsque l’hélice est montée est donc négligeable. Les DSP calculées pour chaque hélice montrent la présence d’harmoniques de faible et de forte amplitudes réparties



FIGURE 3.5 – (a) Photo du système de mesure pour la caractérisation acoustique des hélices et (b) photo des hélices à caractériser à côté d'un double décimètre. De gauche à droite : hélices 14×8.5 , 16×10 et 17×8 .

de manière équidistante entre elles. Par exemple, pour l'hélice 14×8.5 , les harmoniques de forte amplitude sont situées à des fréquences multiples de 193 Hz, fréquence correspondant à la première harmonique de haute énergie. Les harmoniques de plus faible énergie apparaissent quant à elles à des fréquences multiples impaires de 96.5 Hz, soit $193/2$ Hz. Ce rapport est lié au nombre de pales de l'hélice, qui au nombre de 2. La fréquence du premier harmonique de faible énergie correspond donc à la fréquence de rotation du rotor et celle de l'harmonique de plus forte amplitude à la fréquence de passage des pales (FPP). De manière générale, la fréquence de la première harmonique dominante, notée f_d , se calcule comme le produit entre le nombre N_p de pales de l'hélice et la fréquence de rotation du rotor f_{rotor} :

$$f_d = N_p f_{\text{rotor}}. \quad (3.2)$$

3.4 Analyses acoustiques du bruit généré par un quadricoptère de petite taille

3.4.1 Objectifs et protocole

Une campagne de mesures a été réalisée sur un drone de la compagnie DJI, série Phantom 4, dans la salle anéchoïque du laboratoire dans le but de caractériser le bruit acoustique rayonné pour différentes situations de fonctionnement. L'objectif principal de ces mesures est l'identification de la signature acoustique caractéristique de ce type d'appareil. Ce drone est constitué de quatre moteurs électriques sur lesquels sont montées des hélices à deux pales. Les mesures réalisées consistent à analyser le bruit généré par la rotation des moteurs dans un premier temps sans hélice puis avec et d'évaluer les variations spectrales dans le signal total lorsqu'une direction est imposée à l'appareil et pendant la phase de décollage. Des mesures du bruit rayonné en périphérie et en-dessous du drone ont également été faites. Le schéma du protocole de mesures est montré à la figure 3.7. Le système d'acquisition utilisé pour ces mesures est similaire à celui décrit à la section 3.3 pour la caractérisation des hélices. Une caméra rapide Vision Research

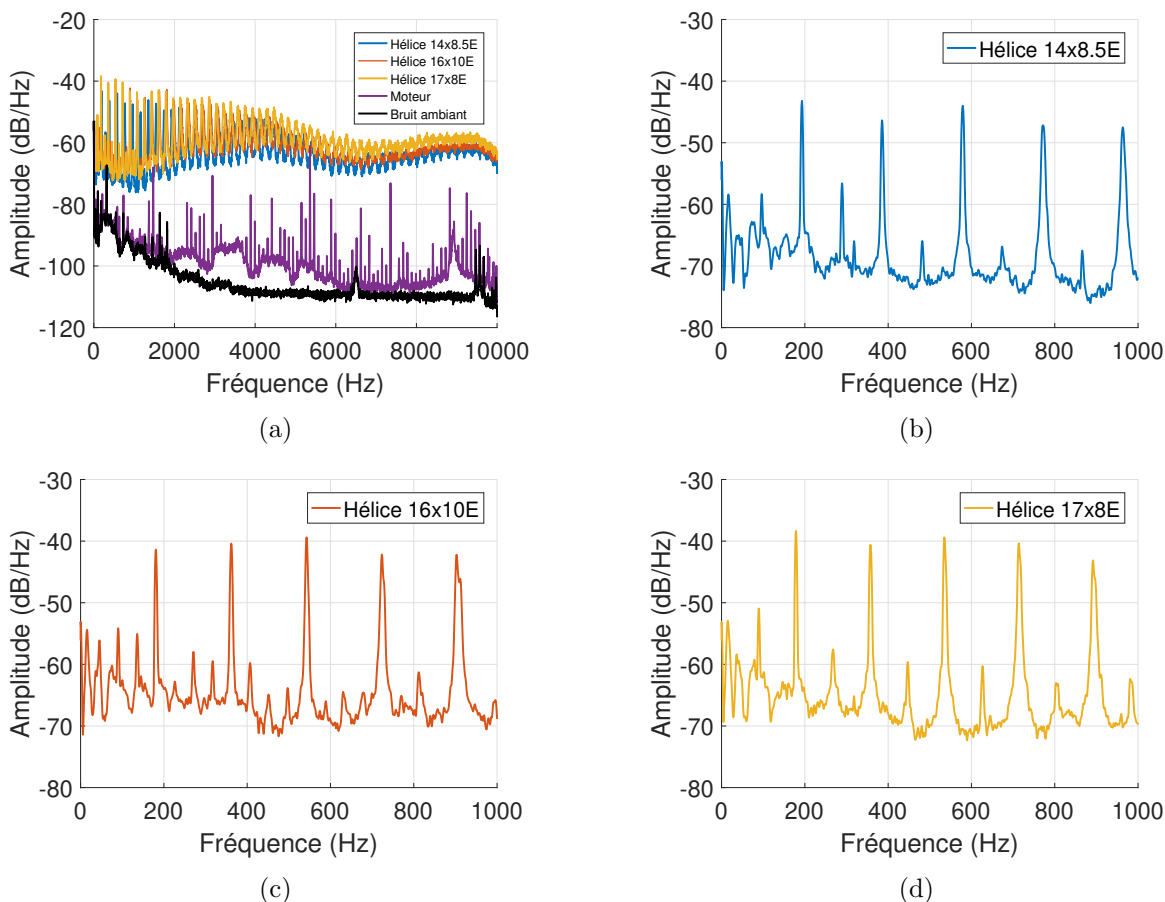


FIGURE 3.6 – (a) Densités Spectrales de Puissance des bruits acoustiques rayonnés par la rotation de trois hélices montées individuellement sur un moteur électrique, par le moteur sans hélice et par le bruit ambiant. (b), (c) et (d) DSP sur une plage fréquentielle réduite allant jusqu’à 1 kHz du bruit rayonné pour chaque hélice respectivement pour les dimensions 14×8.5 , 16×10 et 17×8 .

Inc., série Phantom v5.1 a été ajoutée pour mesurer la fréquence de rotation des hélices. La caméra a été calibrée pour enregistrer à une fréquence de $f_{\text{cam}} = 4000 \text{ images.s}^{-1}$. La fréquence d’échantillonnage pour ces mesures a été fixée à $f_e = 30 \text{ kHz}$. Le drone a été fixé solidement à l’aide de fils en nylon en 8 points d’attaches afin d’éviter un décollage intempestif et d’obtenir une stabilité de l’appareil lors de son fonctionnement à pleine puissance. La caméra rapide a ensuite été positionnée au-dessus du drone comme le montre la photographie à la figure 3.8a. Une capture d’image enregistrée par la caméra est également montrée à la figure 3.8b. Le microphone a été placé à une distance de 1.5 m du drone et dans le même plan que les hélices, soit à une hauteur approximative de 80 cm.

3.4.2 Analyse spectrale du bruit rayonné avec et sans hélices

Les premières mesures de caractérisation acoustique du drone visent à identifier, dans le spectre du signal mesuré, les bruits d’origine aérodynamique et mécanique provenant de la rotation des hélices et des moteurs. Pour cela, les mesures ont été effectuées dans un premier temps sans puis avec hélices. Il est important de noter que pour ces mesures l’appareil fonctionnait en mode de vol stationnaire, c’est-à-dire que l’ensemble des rotors avait la même vitesse de

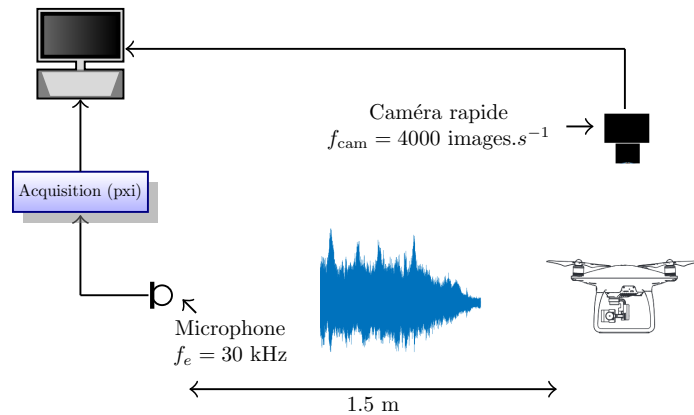


FIGURE 3.7 – Protocole de mesures utilisé pour identifier le bruit acoustique généré par le drone DJI Phantom 4.

rotation. De la même manière que les mesures de caractérisation des hélices, l'acquisition des données a été faite avec le bouton de vitesse en position de butée haute. Les DSP des signaux enregistrés avec et sans hélices sont données à la figure 3.9. Les graphes montrent clairement la présence d'harmoniques jusqu'à environ 6 kHz lorsque les hélices sont montées. De plus, la structure spectrale du signal émis est similaire à celles obtenues à la section 3.3.2 traduisant la signature acoustique typique des systèmes de propulsion moteur/hélice. En revanche, le spectre du signal mesuré lorsque les rotors tournent à vide ne présente pas de structure harmonique particulière. Il apparaît que le bruit généré par l'appareil en fonctionnement normal d'utilisation est principalement d'origine aérodynamique et la motorisation de l'engin contribue peu au bruit total puisqu'il est plus faible d'environ 30 dB. Un écart d'environ 50 dB est observable entre le bruit ambiant et celui émis par l'appareil en fonctionnement et environ 20 dB avec le bruit des moteurs seuls. La fréquence de rotation du rotor a été estimée à l'aide de la caméra rapide à environ 7742 tr.min^{-1} , ce qui correspond à une fréquence de rotation $f_{rotor} = 129 \text{ Hz}$. Cette fréquence correspond effectivement à la première harmonique de faible énergie du signal, comme l'a montré les mesures de caractérisation à la section précédente. La FPP, correspondant au premier harmonique dominant (harmoniques paires), se situe comme prévue par la relation (3.2) à une fréquence double de f_{rotor} avec un écart de près de 24 dB en amplitude.

3.4.3 Influence du déplacement du drone

Comme évoqué à la section 3.1.2, le drone est capable de se déplacer dans les différentes directions de l'espace en modifiant la vitesse de rotation de certains de ses rotors. Ces modifications induisent nécessairement une modification du spectre du champ de pression acoustique total rayonné. En considérant que chaque système rotor/hélice peut être envisagé comme des sources qui rayonnent indépendamment les unes des autres, la densité spectrale de puissance totale théorique doit être une combinaison de toutes les DSP des signaux issus du rayonnement individuel de chacun de ces systèmes. Concrètement, lorsqu'un des rotors a sa vitesse de rotation modifiée, il y a un décalage fréquentiel des harmoniques du spectre du signal émis, pouvant créer un phénomène de battement par interférence avec les bruits générés par les autres hélices. Ce fait

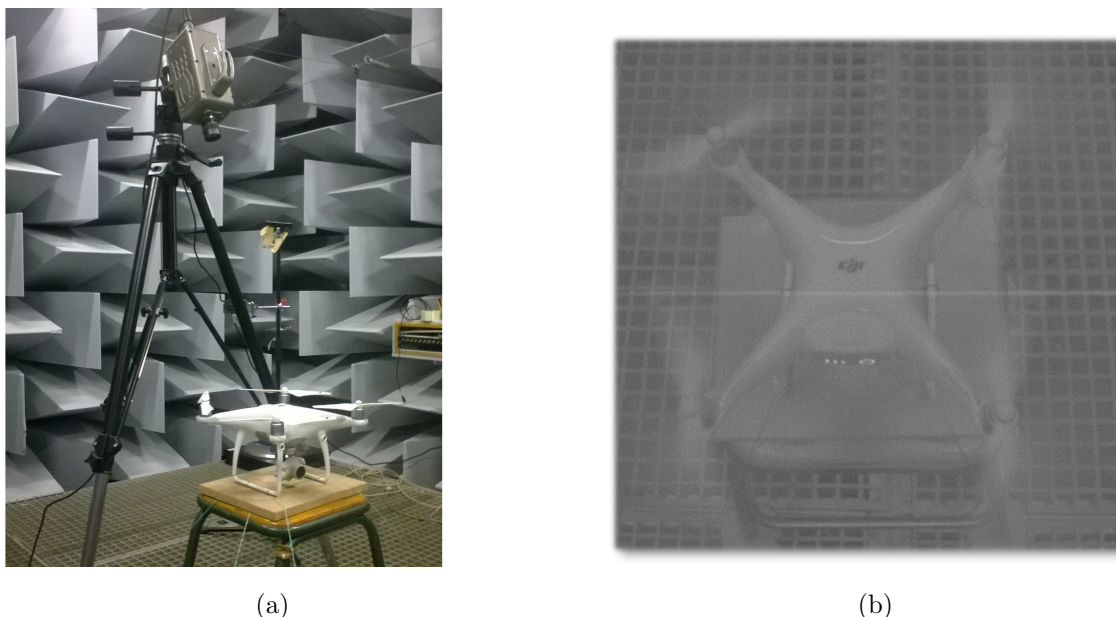


FIGURE 3.8 – (a) Photo du drone fixé en 8 points d’attaches à l’aide de fils en nylon. La caméra rapide pointée verticalement au-dessus du drone permet de mesurer la vitesse de rotation des hélices et (b) capture d’une image filmée par la caméra rapide.

peut être visualisé sur les graphes de la figure 3.10 où les résultats obtenus montrent effectivement des variations dans le spectre lorsqu’une direction est imposée. Sur ces graphes, deux directions ont été tracées, l’une lorsque le drone avance (tangage avant) et l’autre lorsque l’appareil recule (tangage arrière). La DSP du signal pour le vol stationnaire est également tracée à titre de comparaison. Les résultats montrent que les variations fréquentielles pour les harmoniques en basses fréquences (figure 3.10b) sont relativement peu importantes - de l’ordre de 5 à 10 Hz. À l’opposé, les décalages fréquentiels pour les fréquences plus élevées sont plus importants, pouvant atteindre jusqu’à 50 Hz. La présence de trois maxima locaux par harmonique souligne bien le fait qu’au moins deux rotors tournent à des vitesses différentes. La structure spectrale du signal total reste néanmoins fortement similaire quel que soit le mouvement de l’appareil. En réalité, des variations plus importantes peuvent avoir lieu en vol car l’appareil ajuste en permanence la vitesse de ses rotors pour maintenir un vol stable. De plus, un effet Doppler peut apparaître avec le déplacement de l’appareil.

3.4.4 Évolution du spectre en phase de décollage

Une acquisition du bruit rayonné a été réalisée entre la phase d’amorçage de décollage et le plein régime de l’appareil. Le spectrogramme de la figure 3.11 montre l’évolution du spectre du signal mesuré. Il a été calculé en utilisant une transformation de Fourier à court-terme avec une fenêtre glissante de Hanning dont la taille a été fixée à 1/10 de celle du signal et avec un recouvrement de 50 %. Le spectre fait apparaître la présence d’harmoniques dans les basses fréquences dès que les rotors sont en fonctionnement. La fréquence de ces harmoniques évolue progressivement en fonction du régime des moteurs avec l’apparition au cours de la montée d’harmoniques supplémentaires dans les hautes fréquences. Une harmonique haute fréquence se démarque dès le démarrage des rotors à environ 1 kHz. Cette harmonique correspond à l’harmonique qui se distingue aux alentours de 5 kHz sur le graphe de la DSP de la figure 3.9a.

3.4. Analyses acoustiques du bruit généré par un quadricoptère de petite taille

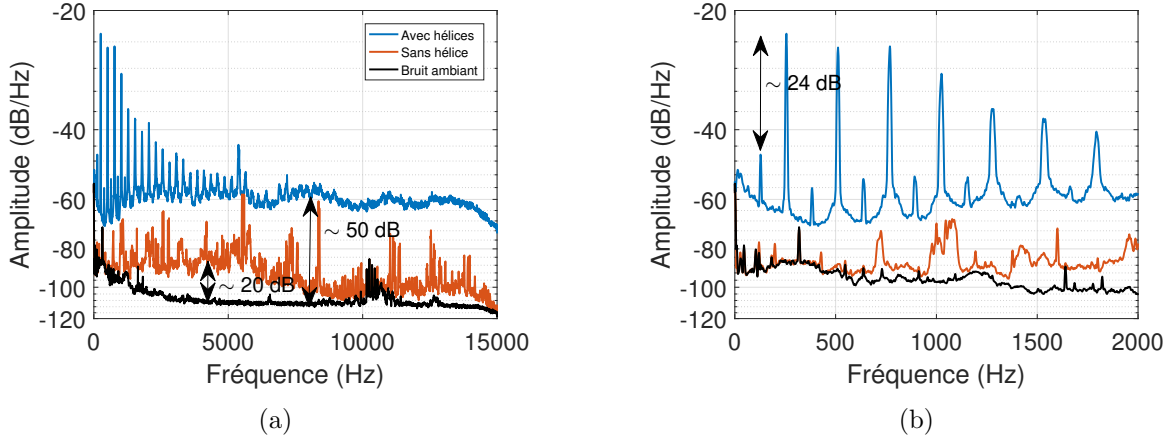


FIGURE 3.9 – Densités Spectrales de Puissance du bruit généré par le drone avec hélices (bleu), sans hélice (rouge) et du bruit ambiant (noir). (b) Élargissement du graphe sur la plage [0, 2000] Hz.

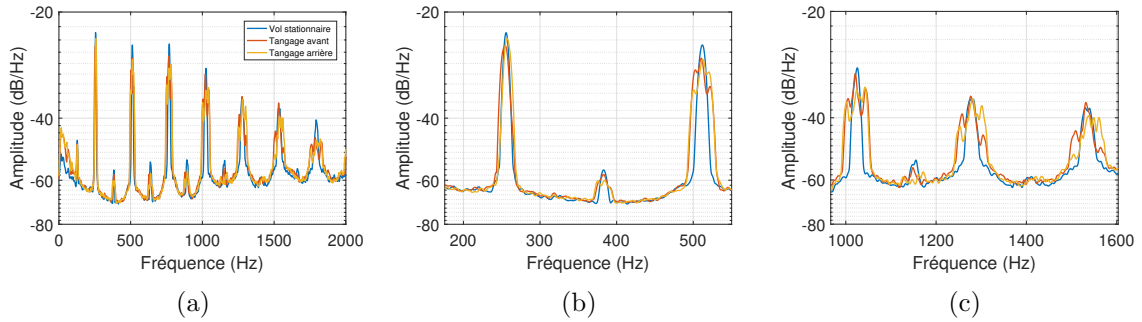


FIGURE 3.10 – (a) Densités Spectrales de Puissance des signaux mesurés lorsqu’une direction est privilégiée, en l’occurrence un mouvement de tangage avant et arrière, et comparées à la DSP du signal émis pour un vol stationnaire. (b) Élargissement de la plage fréquentielle sur les deux premières harmoniques paires et (c) élargissement sur les harmoniques paires 4, 5 et 6.

Il est possible de déterminer la fréquence de rotation nécessaire à l’appareil pour décoller d’après la relation d’Abbott [58]. Cette relation exprime de manière empirique la portance aérodynamique générée par une hélice en fonction de son pas ϱ , de son diamètre \emptyset et de sa vitesse de rotation v_{rotor} en $\text{tr} \cdot \text{min}^{-1}$ par

$$\|\mathbf{P}_a\| \simeq 28.25 \emptyset^3 v_{\text{rotor}}^2 \varrho 10^{-12}. \quad (3.3)$$

Par exemple, la vitesse de rotation nécessaire à chaque hélice pour permettre au quadricoptère de décoller - *i.e.* lorsque la portance totale générée par l’ensemble des hélices est supérieure à son propre poids, de 13,42 N environ - est de $5460 \text{ tr} \cdot \text{min}^{-1}$. Cette vitesse est équivalente à une fréquence de rotation de 91 Hz. À cette vitesse de rotation, la structure harmonique du drone est clairement identifiable avec au moins sept harmoniques de forte énergie dans la bande [0 2] kHz.

3.4.5 Mesure du bruit rayonné en périphérie

Des mesures ont été menées pour quantifier l’intensité acoustique générée par la rotation des hélices de l’appareil pour deux types de configurations. La première phase consistait à évaluer

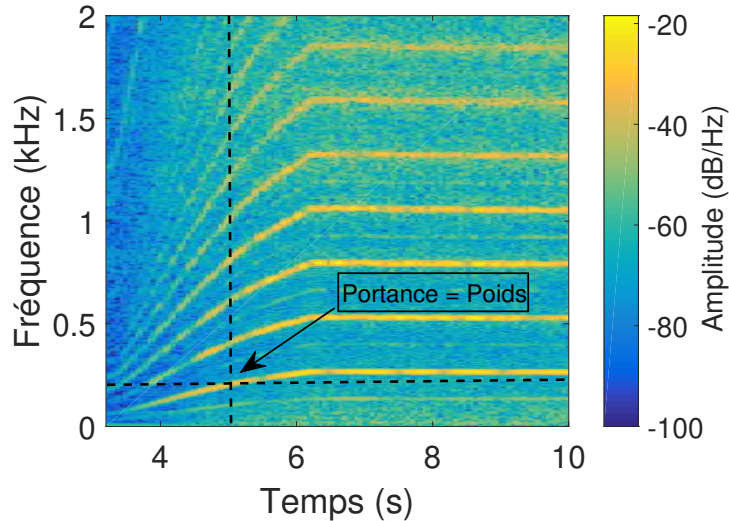


FIGURE 3.11 – Spectrogramme du signal acoustique, sur la plage $[0, 2000]$ Hz, généré par le drone à partir du démarrage de l'appareil jusqu'à sa vitesse maximale.

l'intensité du champ rayonné en périphérie du drone au niveau des hélices. Pour cela le microphone a été placé à 1 m de l'appareil et dans le même plan que les hélices avec des enregistrements audio réalisés tous les 20° autour du drone comme le montre le schéma de la figure 3.12a. L'objectif de la seconde phase de mesures était d'évaluer le bruit généré en dessous de l'appareil. Le microphone est placé à 1.5 m. Le protocole de mesures initialement mis en place avait pour but de réaliser des mesures sous l'appareil où les points de mesures décrivent un demi-cercle dont le centre est le drone. Le protocole finalement exécuté a permis de réaliser des mesures pour 3 observations différentes comme le montre le schéma de la figure 3.12b. Le microphone observe le drone avec des angles de 0° , 14.9° et 21.8° respectivement. Les mesures sont réalisées avec le drone attaché permettant de faire l'acquisition des données avec un fonctionnement de l'appareil à plein régime. Le niveau sonore, en dB, a été calculé de la manière suivante :

$$P_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left(\frac{x_{\text{eff}}^2}{b_{\text{eff}}^2} \right) \quad (3.4)$$

où x_{eff} et b_{eff} sont respectivement les valeurs efficaces du signal mesuré et celui du bruit ambiant. Ce niveau sonore correspond également au RSB du bruit rayonné dans la salle anéchoïque.

Les résultats des mesures sont présentés sur le diagramme polaire 3.13a et le graphe 3.13b. L'intensité du bruit rayonné en périphérie de l'appareil est identique tout autour de ce dernier avec une moyenne de 97.4 dB. La symétrie de l'appareil justifie l'allure omnidirectionnelle de l'intensité sonore rayonnée. En revanche, le niveau sonore augmente à mesure que le microphone se trouve sous l'appareil avec un gain de près de 3 dB lorsque le drone est vu par le microphone avec un angle de 21.8° par rapport à la mesure en face (0°). En effet, la majeure partie de l'air propulsé par les hélices est envoyée vers le bas tandis que seulement une faible partie est propulsée latéralement. La distance entre le microphone et le drone légèrement plus grande entre les deux mesures explique les différences de niveau sonore observables notamment en face de l'appareil (0°). Le niveau est de 99.8 dB pour l'un et de 94.6 dB pour le second.

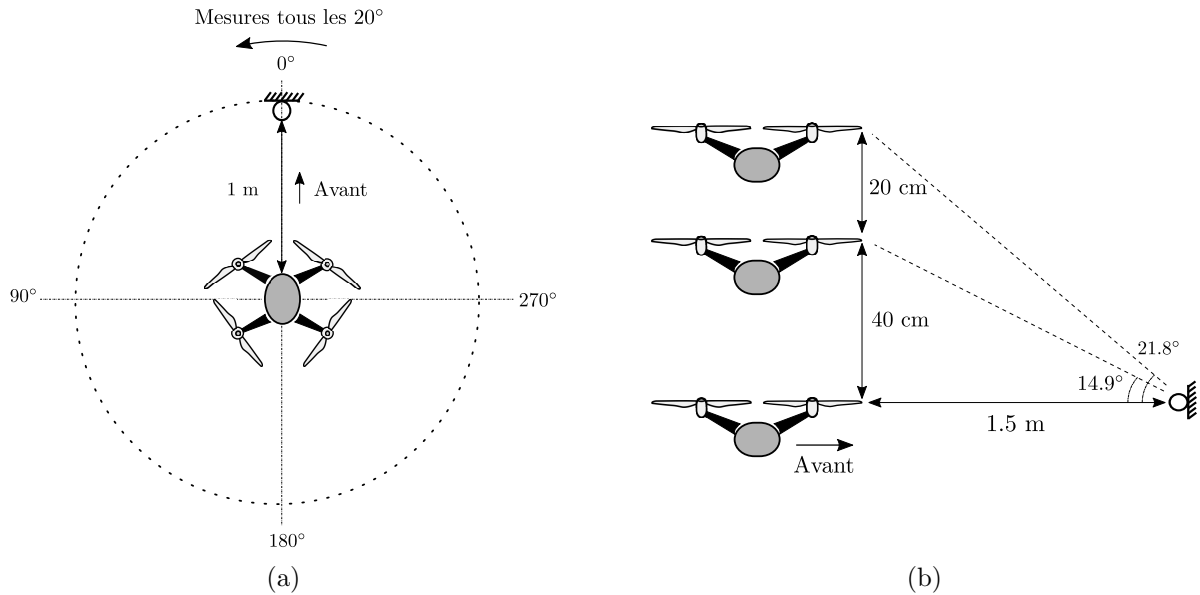


FIGURE 3.12 – Schéma des mesures du niveau sonore du bruit rayonné par le drone (a) en périphérie et (b) en fonction de sa hauteur par rapport au microphone.

3.5 Bruit rayonné par des aérodynes à voilure fixe

3.5.1 Caractérisation acoustique d'un petit avion de modélisme

Une campagne de mesures de caractérisation acoustique a été réalisée sur le petit avion de modélisme amateur de la figure 3.4a. Comme pour les mesures de caractérisation du drone, un microphone a été placé à 1 m en face de l'avion - le centre de l'hélice et le microphone étant à la même hauteur. Trois mesures ont été réalisées dans la salle anéchoïque pour trois vitesses de rotation différentes choisies de manière progressive. La première vitesse est très faible. La propulsion qu'elle génère n'est pas suffisante pour permettre à l'avion de voler. La seconde vitesse est une vitesse intermédiaire pour laquelle la poussée peut permettre à l'avion de décoller. Et la dernière vitesse correspond à une vitesse du rotor fonctionnant à haut régime. Les DSP associées sont montrées, d'une part sur la figure 3.14a, puis d'une autre part, sur la figure 3.14b pour un élargissement du spectre sur la plage $[0, 500]$ Hz. Contrairement aux mesures réalisées précédemment, la signature acoustique de cet appareil ressort moins, masquée par la présence de partiels et d'un bruit large bande dès les 2000 Hz. Une analyse plus poussée des DSP, représentées individuellement pour chaque vitesse à la figure 3.15c et comparées au bruit ambiant, permet d'identifier le bruit tonal émis par la FPP de l'hélice et de ses 3 premiers harmoniques (les graphes utilisent le même code couleur que ceux de la figure 3.14). Pour la première vitesse (donnée par la 1ère colonne de la figure), le bruit émis est quasi masqué par les premières raies du bruit ambiant, rendant l'identification de la FPP ambiguë. En effet, le bruit ambiant présente une raie dominante située à 100 Hz. Néanmoins, une différence de l'ordre de quelques hertz entre la première raie du bruit, à 48 Hz, et la première raie du signal, à 50 Hz, permet de lever l'ambiguïté sur la FPP du signal. Pour la seconde vitesse (2ème colonne) et la troisième vitesse (3ème colonne), la FPP émerge plus clairement du spectre ainsi que quelques de ses harmoniques. La difficulté d'identifier clairement la signature acoustique de ce système, qui devrait être similaire à celle mise en évidence par les mesures de caractérisation des hélices

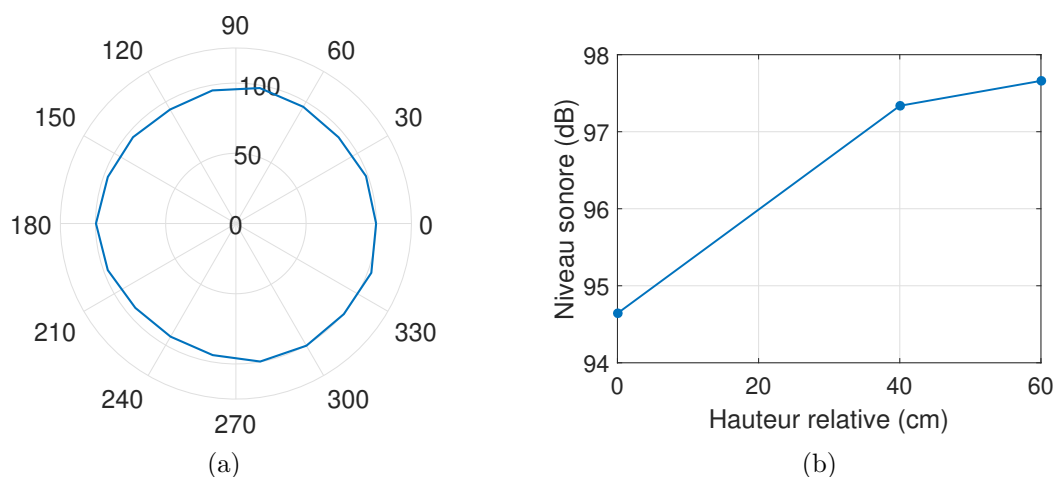


FIGURE 3.13 – (a) Diagramme polaire de l'intensité sonore, en dB, du bruit généré par le drone en fonctionnement maximal (vitesse de rotation maximale des hélices) dans son plan latéral et (b) Intensité sonore mesurée pour différentes hauteurs de l'appareil.

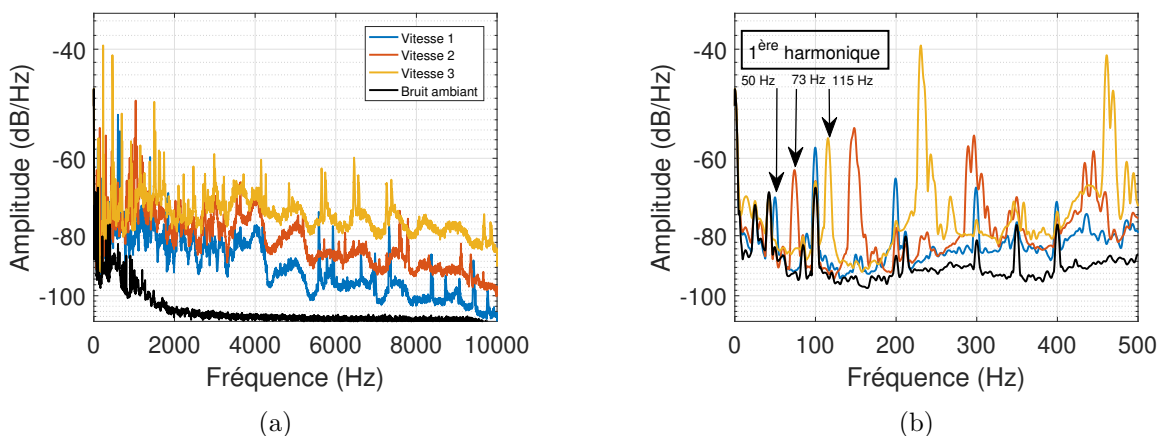


FIGURE 3.14 – (a) DSP des signaux mesurés pour trois vitesses différentes et du bruit ambiant, (b) élargissement sur la plage [0, 500] Hz.

à la section 3.3.2 et du drone à la section 3.4.2, trouve son origine par la présence de défauts mécaniques. Ils peuvent être causés, par exemple, par un déséquilibre entre l'arbre et le rotor, d'un arbre fléchi ou encore d'un jeu mécanique générant ainsi des résonances par couplage vibro-acoustique.

3.5.2 Mesures acoustiques d'un avion à moteur thermique

Des mesures acoustiques ont pu être réalisées sur un avion mono-moteur thermique de modèle CESSNA à l'aérodrome d'Arnage, en France. Les enregistrements ont été effectués à partir d'une antenne de microphones pendant que l'avion effectuait des tours dans la zone de vol. Le plan de vol enregistré à l'aide des données GPS de l'avion est répertorié sur la carte de la figure 3.16a. La position GPS de l'antenne est repérée par un indicateur vert. L'avion a effectué un total de trois tours. Durant son passage devant l'antenne, trois hauteurs différentes ont été présentées à l'antenne. Le premier passage s'est fait à une hauteur d'environ 30 m (100 Pieds), le second passage à 61 m (200 Pieds) et enfin le dernier passage à 91.5 m (300 Pieds). Les DSP des signaux enregistrés lors des deux derniers passages, données sur le graphe de la figure 3.16b, ont

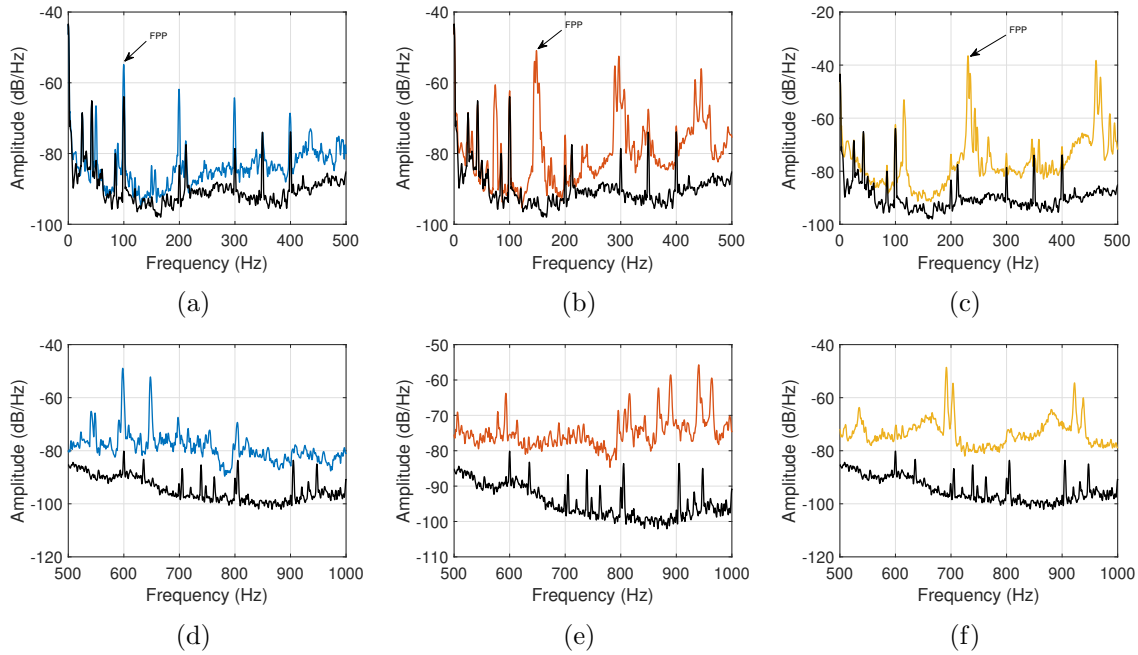


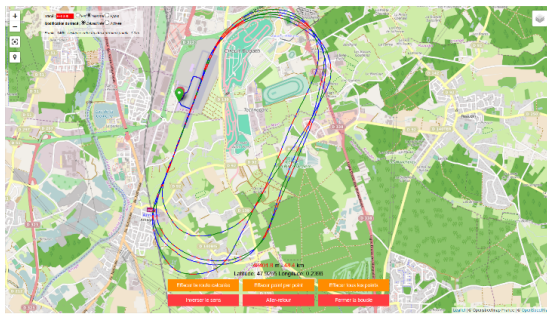
FIGURE 3.15 – DSP des signaux mesurés pour les trois vitesses ainsi que du bruit ambiant. Les figures sont placées de sorte que la première ligne des figures correspond aux DSP sur la plage $[0, 500]$ Hz et la seconde ligne à la plage $[500, 1000]$ Hz. La vitesse 1 est associée à la 1ère colonne, la vitesse 2 à la seconde et la vitesse 3 à la dernière. Le même code couleur qu’à la figure 3.14 est utilisée.

été calculées à partir du microphone de référence de l’antenne. Un problème d’acquisition lors du premier passage n’a pas permis d’enregistrer le signal dans des conditions satisfaisantes. Les DSP montrent la présence de 3 harmoniques distinctes dans le signal avec une fondamentale à environ 73.1 Hz. Relativement aux drones de petites tailles avec moteurs électriques, le bruit généré par l’avion est quasi monochromatique avec une différence d’amplitude entre sa fondamentale et sa première harmonique paire (lors du 3ème passage) de 8 dB environ contre 22 dB avec l’harmonique suivante.

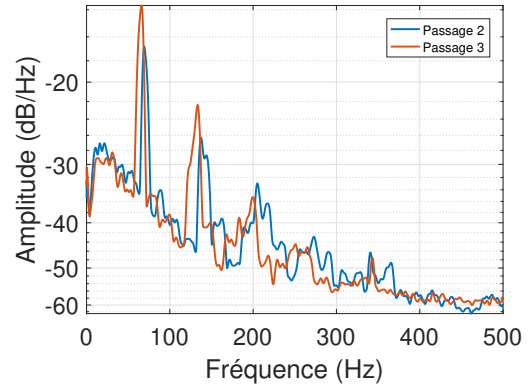
3.6 Conclusion

Ce chapitre a été dédié à la caractérisation acoustique des systèmes de propulsion de 4 appareils aériens : 1 avion de modélisme mono-moteur électrique d’une envergure de 2.4 m, 1 drone quadrimoteurs électrique de petite taille, 1 second avion de modélisme amateur mono-moteur alimenté par une batterie électrique au Lithium et d’une envergure de 1 m, et enfin 1 avion de vol léger mono-thermique. Une brève discussion sur la physique de propulsion d’une hélice a permis d’introduire les notions de bases sur la dynamique de vol de ces appareils. Une première phase de mesures du rayonnement acoustique généré par la rotation, à l’aide d’un moteur électrique, d’hélices de différentes tailles en salle semi-anéchoïque, a mis en évidence le caractère harmonique inhérent de ces signaux. La répartition des harmoniques dépend à la fois de la fréquence de rotation du rotor mais également du nombre de pales de l’hélice.

Une campagne de mesures a ensuite été réalisée sur le petit drone quadrimoteurs en salle anéchoïque. Ces mesures ont permis de confirmer la structure harmonique du signal dans le cas



(a)



(b)

FIGURE 3.16 – (a) Cartographie du plan de vol de l’avion CESSNA durant les mesures à l’aérodrome d’Arnage, France et (b) DSP des signaux mesurés pour deux passages devant le système d’acquisition.

d’un système multi-rotors. Une caméra rapide a pu établir avec certitude la relation entre les fréquences des harmoniques du signal et la fréquence de rotation des rotors. Un protocole de mesures précis a été proposée afin d’exhiber les variations du bruit acoustique rayonné pour différentes situations de fonctionnement de l’appareil. Les mesures du bruit généré par l’appareil à vide, *i.e.* sans hélices, ont montré que le bruit acoustique rayonné lorsque l’appareil est en vol est principalement d’origine aérodynamique. De plus, les variations fréquentielles des harmoniques du signal qui apparaissent lorsque le régime des rotors est modifié (afin de privilégier une direction de déplacement) sont suffisamment petites pour ne pas altérer significativement la signature acoustique de l’appareil, qui est identifiable dès la phase de décollage. Enfin, l’énergie acoustique rayonnée par l’engin est omnidirectionnelle en périphérie de cette dernière et tend à augmenter lorsque le point d’observation se déplace sous l’appareil.

La caractérisation de l’avion de modélisme de plus petite envergure a également permis de confirmer la signature acoustique type que génère les systèmes de propulsions par hélice mis en évidence plus tôt. Néanmoins, les mesures ont révélée la présence de résonances dans le spectre du signal dues à des défauts mécaniques provenant certainement du mauvais couplage existant entre les différents éléments constituant le système moteur + hélice de l’appareil. Ces résonances peuvent parfois rendre l’identification de la signature acoustique de tels systèmes complexe sans informations extérieures supplémentaires.

CHAPITRE 4

Simulations numériques pour la localisation de sources

Le chapitre 2 a été consacré à la description de méthodes de localisation et de suivi de sources acoustiques. Dans ce chapitre, les méthodes de formation de voies et de goniométrie sont évaluées au travers de simulations numériques à partir d'une antenne 3D constituée de dix microphones. Les objectifs de ce chapitre sont multiples. D'une part, de quantifier les performances de localisation pour les deux méthodes, en matière de précision angulaire, face à du bruit de mesures. L'influence des erreurs liées à l'estimation des retards par la fonction d'inter-corrélation sur la localisation par goniométrie est d'abord évaluée. La robustesse des deux méthodes face à du bruit est ensuite analysée pour un scénario favorable et non favorable, où la source est placée d'abord dans une zone de meilleure performance pour la goniométrie, puis dans une zone moins bonne. Une brève description de l'influence du nombre de microphones utilisées est discutée. D'autre part, de valider une méthode de localisation et de suivi, en présence de deux sources virtuelles en mouvement. Les signaux des sources sont construits selon un modèle, du signal émis par un drone, développé à partir des mesures réalisées au chapitre 3. Leur structure harmonique suggère l'utilisation d'un algorithme de détection du fondamentale qui permettra d'extraire, ensuite, la signature acoustique d'une des sources à l'aide de filtres passe-bande à phase nulle. Le principe des filtres à phase nulle consiste à réaliser un premier filtrage, puis de faire une inversion temporelle et d'exécuter à nouveau le premier filtrage. Cela conduit à l'annulation de la phase induite par le filtre mais augmente l'ordre du filtre d'un facteur 2. La localisation par formation de voies est réalisée sur un maillage surfacique, pour l'analyse des performances de l'antenne, puis volumique, en forme de parallélépipède rectangle pour la localisation des deux drones virtuels. Le choix d'un maillage volumique permettra de mettre en relief les différences avec le maillage surfacique, notamment par la discussion sur l'estimation des distances des sources. Les estimations des angles d'azimut et d'élévation des sources sont donc, dans un premier temps, confrontées en fonction du traitement ou non des signaux. Le suivi par filtrage de Kalman est validée en présence de bruit sur les angles. Les estimations des distances, sont dans un deuxième temps, présentées. Dans ce chapitre, et dans toute la suite du document, la localisation sur un maillage surfacique, discrétisé sur un ensemble de points en azimut $N_\varphi = 50$ et en élévation $N_\theta = 50$, conduisant à des résolutions angulaires respectivement de 7.2° et 1.8° , est réalisée en cherchant le nœud de la grille qui maximise la puissance en sortie de formation de voies. La localisation pour un maillage volumique utilise l'algorithme SRC sur un volume englobant *a priori* l'espace

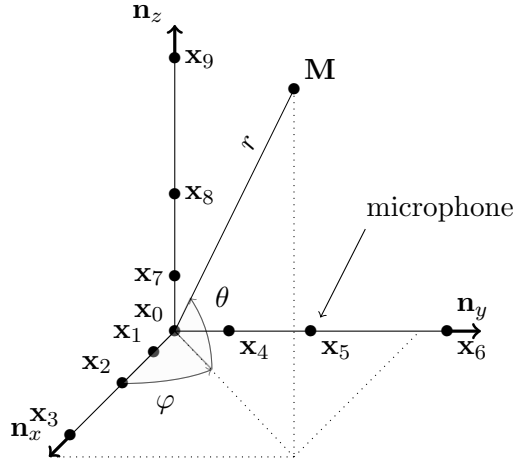


FIGURE 4.1 – Schéma de l'antenne acoustique 3D utilisée pour la localisation de sources. Elle est constituée de dix microphones répartis sur 3 branches orthogonales.

occupée par la source, pour estimer la position qui maximise la puissance en sortie de formation de voies avec une résolution de $V_u = 1 \text{ cm}^3$.

4.1 Description de l'antenne de microphones 3D

4.1.1 Notations

La géométrie de l'antenne utilisée pour ces simulations est présentée sur le schéma de la figure 4.1. Les microphones sont répartis sur trois branches orthogonales. L'antenne est associée à un repère orthonormé $\mathcal{R} = (\mathbf{x}_0, \mathbf{n}_x, \mathbf{n}_y, \mathbf{n}_z)$, où l'origine est confondue avec le microphone indiqué zéro, choisi comme référence et commun aux trois branches. La position vectorielle \mathbf{M} d'un point de l'espace est repérée par ses coordonnées sphériques, à savoir sa distance r par rapport au centre de l'antenne, son azimut φ qui est donné par l'angle entre l'axe \mathbf{n}_x et la direction du point dans le plan horizontal $(\mathbf{x}_0, \mathbf{n}_x, \mathbf{n}_y)$, et enfin son élévation θ qui est l'angle entre la droite passant par l'origine du repère et le point, et sa projection sur le plan horizontal. Les angles d'azimut et d'élévation sont compris respectivement dans les intervalles $]-180^\circ, 180^\circ]$ et $[0, 90^\circ[$. Un angle négatif en azimut indique que la source se trouve du côté des $y < 0$. Les microphones sont positionnés de manière similaire sur chaque bras en suivant les distances suivantes :

$$\begin{aligned} \|\mathbf{x}_1\| &= \|\mathbf{x}_4\| = \|\mathbf{x}_7\| = l_1, \\ \|\mathbf{x}_2\| &= \|\mathbf{x}_5\| = \|\mathbf{x}_8\| = l_2, \\ \|\mathbf{x}_3\| &= \|\mathbf{x}_6\| = \|\mathbf{x}_9\| = l_3. \end{aligned} \tag{4.1}$$

Le choix des distances l_1 , l_2 et l_3 dépend des fréquences émises par les sources à localiser. Ces distances permettent en effet de définir les fréquences pour lesquelles l'antenne est adaptée selon le critère spatial de Nyquist-Shannon :

$$f \leq \max_{i \in \{1,2,3\}} f_{l_i}, \quad f_{l_i} = \frac{c}{2l_i}. \tag{4.2}$$

4.1.2 Dimension de l'antenne

Pour ces simulations, la géométrie de l'antenne correspond aux dimensions suivantes :

$$\mathcal{A}_{\text{simu}} : \begin{cases} l_1 = 5 \text{ cm}, \\ l_2 = 20 \text{ cm}, \\ l_3 = 110 \text{ cm}. \end{cases} \quad (4.3)$$

La bande passante d'étude de l'antenne est définie par les fréquences limites f_{\min} et f_{\max} données respectivement par les relations (2.9) et (2.7). Cette géométrie d'antenne conduit aux fréquences $f_{\min} = 220.5 \text{ Hz}$ et $f_{\max} = 3430 \text{ Hz}$ avec une envergure de $L \simeq 155.6 \text{ cm}$.

4.1.3 Performances de l'antenne

4.1.3.1 Localisation par goniométrie : influence de l'estimation des temps de retard

Les performances de localisation par goniométrie sont examinées en matière d'erreurs angulaires, entre la position théorique de la source et sa position estimée. L'approche proposée pour quantifier les erreurs de localisation se base sur une évaluation statistique de l'erreur commise lorsque les retards estimés entre paires de microphones ont un biais systématique. Cette démarche permet d'évaluer les performances de localisation indépendamment du type de sources en jeu en considérant uniquement les erreurs par rapport aux estimations des retards entre les signaux issus de paires de microphones. Pour chaque point de localisation, un biais aléatoire $\delta\tau_{nm}$ d'au plus 10% du retard théorique τ_{nm} , pour un modèle d'ondes planes, entre les microphones m et n est ajouté :

$$\tau_{nm}^b = \tau_{nm} + \delta\tau_{nm}, \quad (4.4)$$

où l'indice b précise que la quantité est biaisée. Les erreurs de localisation pour chaque position sont calculées sur 150 réalisations. Les erreurs sont ensuite moyennées et reportées sur une carte d'énergie 2D, données à la figure 4.2, en fonction de l'azimut et de l'élévation de la source visée. Les cartographies révèlent une zone de meilleure performance, à la fois en azimut et en élévation, lorsque la source se situe face à l'antenne, à un azimut d'environ 45° . Une zone de meilleure performance pour l'angle d'azimut est également visible à -160° en azimut. Les erreurs en azimut augmentent de manière drastique lorsque la source dépasse un certain angle d'élévation. Par exemple, à 45° azimutal, les erreurs dépassent 20° à partir de 70° en élévation et atteignent près de 85° vers 90° . Les erreurs calculées en élévation mettent en évidence une zone aux performances limitées à l'arrière de l'antenne, aux alentours de -160° , mais restent néanmoins relativement faibles avec au plus 10° d'écart.

4.1.3.2 Robustesse des méthodes face au bruit

La localisation de sources est théoriquement possible avec un nombre réduit de microphones (seulement 4 si la source est située dans l'espace 3D). Cependant l'emploi de microphones supplémentaires permet de réhausser le Rapport Signal à Bruit (RSB) du signal mesuré et ainsi permettre la localisation de sources dans des situations fortement bruitées. En notant la variance du signal du microphone de référence (non bruité) σ_r^2 et la variance du bruit $\sigma_{b,r}^2$, le

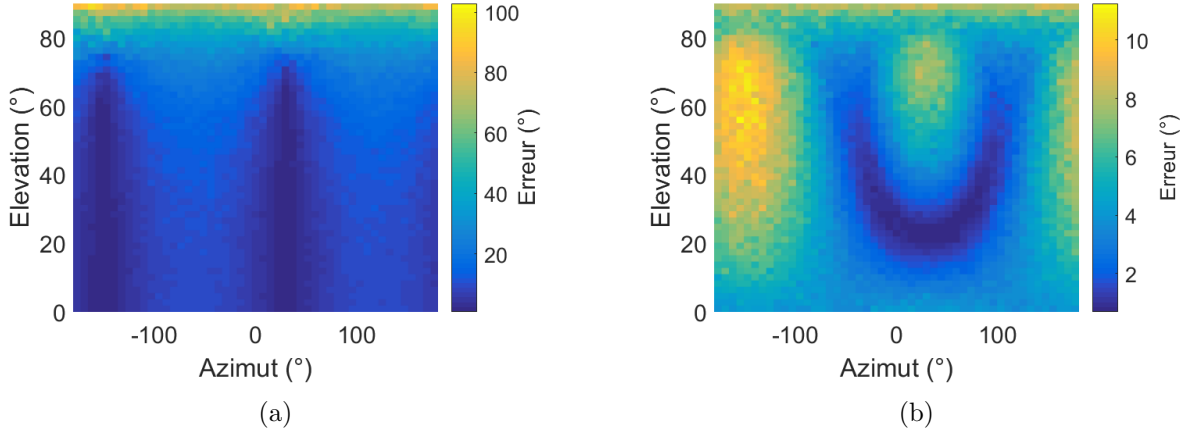


FIGURE 4.2 – Cartographies des erreurs de localisation, en matière d'azimut (a) et d'élévation (b), pour la méthode de goniométrie acoustique. Les erreurs sont calculées en ajoutant un biais aléatoire au retard théorique d'au plus 10% du retard théorique maximal. 150 réalisations sont calculées pour chaque point de la grille. Les erreurs obtenues sont ensuite moyennées.

RSB d'entrée RSB_e de l'antenne est défini (en dB) par :

$$RSB_e = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_r^2}{\sigma_{b,r}^2} \right). \quad (4.5)$$

Pour la formation de voies, le RSB de sortie, défini de manière similaire à la relation (4.5) en utilisant la variance du signal en sortie de formation de voies comme numérateur du quotient, est lié au nombre M de microphones utilisés et au RSB d'entrée (ou de référence) selon [50] :

$$RSB_e \leq RSB_s \leq RSB_e + 10 \log_{10} M. \quad (4.6)$$

Cette relation traduit le fait que le signal en sortie de formation de voies sera toujours moins bruité que le signal issu de n'importe quel microphone. Les performances de localisation face au bruit de mesures sont évaluées en fonction du RSB (d'entrée) pour les deux méthodes de localisation. Une source virtuelle est placée à 45° en azimut et 35° en élévation, direction qui se situe dans la zone de haute performance pour la goniométrie (scénario idéal), puis à -160° en azimut et à 35° en élévation, zone de moins bonne performance (pire scénario). La distance de la source est fixée à une distance de 15 m de l'antenne. La formation de voies est appliquée sur une grille de recherche surfacique afin d'estimer uniquement les angles de la source. Les erreurs calculées pour cette position fournissent ainsi des résultats pour un scénario idéal. Son signal est modélisé par un monopôle de fréquence f correspondant à une longueur d'onde égale à $2l_1$. Les erreurs de localisation sont données en matière de déviation angulaire en fonction de RSB_e . La notion de déviation angulaire ς , utilisée par la suite pour évaluer la précision de localisation de l'antenne, est définie comme étant la racine de la somme des erreurs quadratiques en azimut et en élévation :

$$\varsigma = \sqrt{(\theta - \tilde{\theta})^2 + (\varphi - \tilde{\varphi})^2}, \quad (4.7)$$

où $\tilde{\theta}$ et $\tilde{\varphi}$ sont respectivement les estimations en azimut et en élévation. Dans le plan angulaire (θ, φ) , la déviation angulaire correspond à la plus courte distance entre la position de référence

et la position estimée. Dix réalisations sont calculées pour chaque RSB d'entrée. Les erreurs sont ensuite moyennées et reportées sur les graphes de la figure 4.3. Les performances de localisation pour la formation de voies sont nettement plus robustes que la goniométrie avec des erreurs inférieures à 5° jusqu'aux alentours de -15 dB contre 10 dB avec la goniométrie pour la première position de la source. Les erreurs par formation de voies sont sensiblement similaires pour les deux positions. Tandis que les erreurs par goniométrie sont en moyenne, supérieures pour le second scénario et un RSB positif. La faible robustesse de la goniométrie face au bruit s'explique par le fait que les estimations des retards sont calculées individuellement en utilisant une fonction d'inter-corrélation classique (se référer à la section 2.4.3). En effet, contrairement à la formation de voies, la méthode de goniométrie utilisée n'exploite pas les informations redondantes contenues dans les signaux mesurés. Le RSB en entrée d'antenne étant directement pris en compte dans les calculs du retard, un bruit trop important, comme dans le cas de forte réverbération, pourrait noyer le pic indiquant la position du retard pour lequel les signaux sont en phases. Plusieurs alternatives, exploitant tous les canaux de l'antenne, ont été proposées dans la littérature. L'une d'elles se base sur la construction d'une fonction coût à minimiser intégrant l'ensemble des retards à estimer :

$$J(\tau) = \mathbb{E} \left[\left(p_{\text{réf}}(t) - \sum_{m=1}^{M-1} p_m(t + \tilde{\tau}_m) \right)^2 \right], \quad (4.8)$$

où $\tau = [\tilde{\tau}_1 \ \tilde{\tau}_2 \ \dots \ \tilde{\tau}_{M-1}]^T$ est le vecteur des retards à estimer. Lorsque le vecteur τ est correctement estimé, l'ensemble des signaux sont alors simultanément en phase avec le signal de référence $p_{\text{réf}}(t)$. Le lecteur est invité à se référer à [59], [60] et [22] pour plus de détails.

4.1.3.3 Phénomène de repliement spatial

Analogue au repliement de spectre rencontré en traitement du signal, le repliement spatial (ou *spatial aliasing* dans la littérature anglophone) est un phénomène qui apparaît en formation de voies lorsque l'échantillonnage spatial, *i.e.* l'espacement entre les microphones de l'antenne, est grand par rapport à la demi-longueur d'onde du champ de pression acoustique mesuré. Le cas échéant, des lobes de *réseau* apparaissent dans le spectre (spatial) du signal en sortie de formation de voies entraînant une difficulté à discerner la position réelle de la source, indiquée par le lobe principal. Pour observer ce phénomène, les spectres en sortie de formation de voies sont tracés sur les graphes de la figure 4.4 pour deux situations distinctes. Dans les deux cas, une source virtuelle monochromatique de fréquence $f_s = 400$ Hz est placée dans le plan angulaire (φ , θ) à $(46^\circ, 50^\circ)$ et à $r_s = 10$ m de l'origine. Dans le premier cas (figure 4.4a), le spectre (spatial) de la formation de voies est calculé à partir des microphones m_0 , m_3 , m_6 et m_9 . La fréquence limite haute, selon le théorème d'échantillonnage spatial de Nyquist-Shannon (équation (2.7)), vaut pour cette configuration 155.9 Hz, qui est inférieure à la fréquence émise par la source. La carte d'énergie fait clairement apparaître la présence de 4 lobes ayant une amplitude (normalisée) proche de 1. Le champ de pression acoustique reconstruit ne correspond donc pas au champ de pression acoustique réel ce qui rend la localisation de la source difficile, voire impossible sans informations supplémentaires. Dans le second cas de figure, la fréquence limite haute permettant d'obtenir une reconstruction du champ de pression plus fidèle sans phénomène de repliement spatial est augmenté à 606.3 Hz avec l'utilisation des microphones m_0 , m_2 , m_5 et m_8 (figure

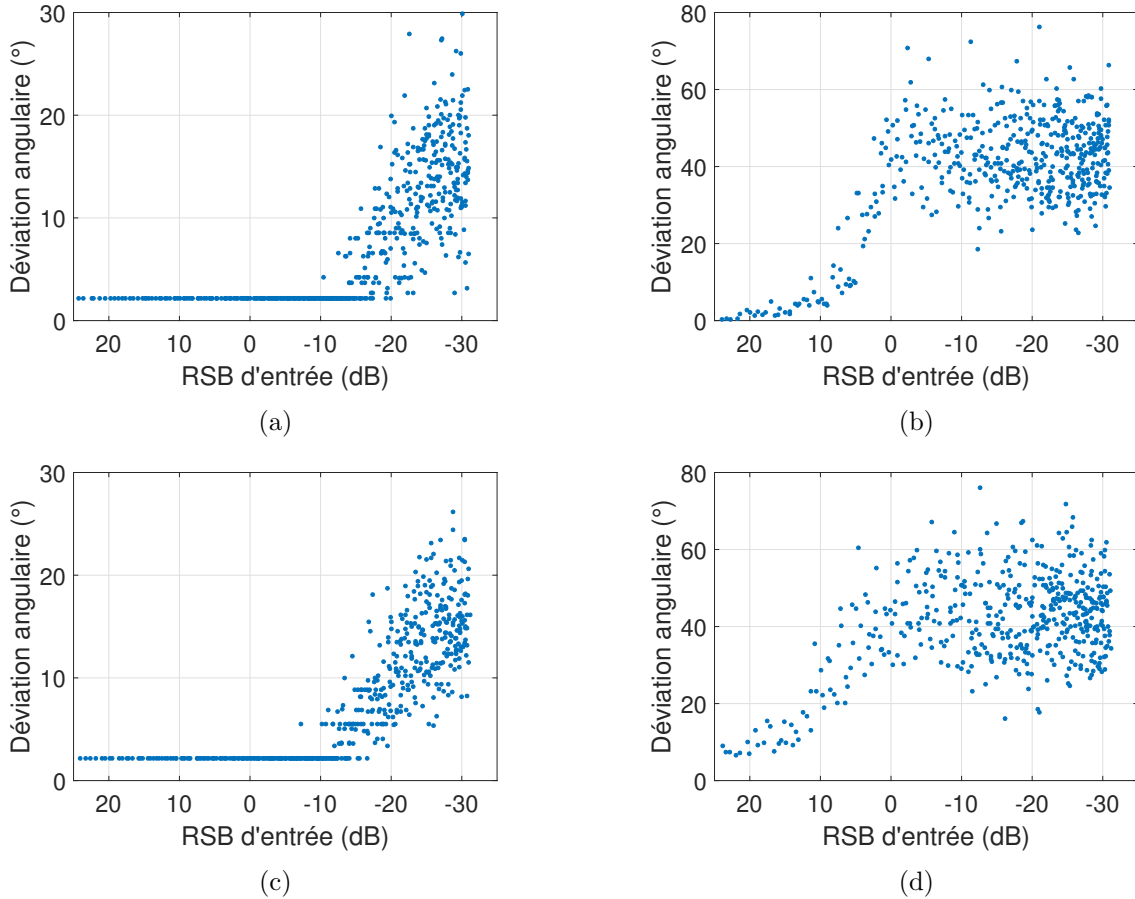


FIGURE 4.3 – Estimation des erreurs, en matière de déviation angulaire pour deux positions de source données, en fonction du RSB d'entrée, pour [(a), (b)] (45°, 35°) et [(c), (d)] (-160°, 35°), calculée par formation de voies (colonne de gauche) et goniométrie acoustique (colonne de droite).

4.4b). Cette fois, le phénomène de repliement spatial a disparu mais la largeur du lobe principal couvre une très grande zone angulaire. La résolution de localisation, *i.e.* la capacité d'une antenne à discerner deux sources spatialement proches, dépend à la fois du nombre M de microphones déployés, de la fréquence f_s de la source et de l'envergure de l'antenne L . Un compromis entre résolution et présence de lobes secondaires doit donc pris en compte lors du choix de la disposition des microphones de l'antenne en fonction de la fréquence de la source à localiser. Enfin, l'ajout de microphones supplémentaires permet d'augmenter la bande passante de l'antenne. Par exemple, la cartographie, donnée à la figure 4.4c, pour la localisation de la même source, à partir des 10 microphones de l'antenne, atteste d'une atténuation des lobes secondaires tout en conservant une résolution raisonnable.

4.2 Modélisation du signal d'un drone

Les mesures de caractérisation acoustique réalisées sur plusieurs engins aériens, et présentées au chapitre 3, ont permis de révéler le caractère harmonique des signaux générés par ces appareils. Les signatures acoustiques mesurées montrent la présence d'harmoniques de forte énergie localisés à des fréquences paires de la fréquence de rotation f_{rotor} du rotor. Les multiples impaires

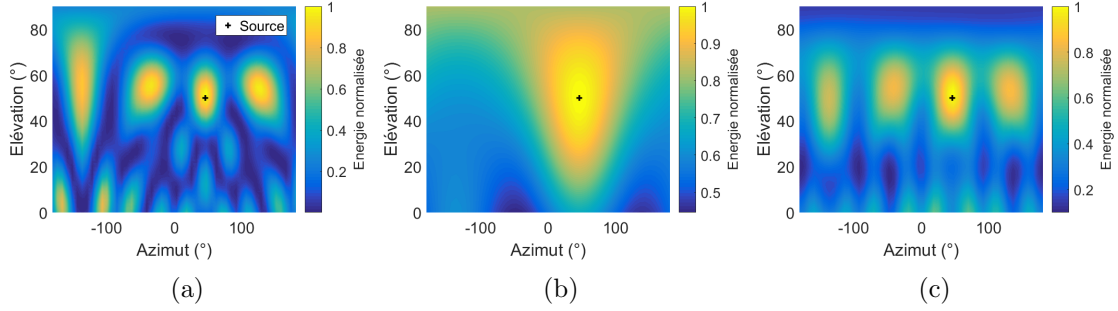


FIGURE 4.4 – Cartographies de l’énergie du signal en sortie de formation de voies pour la localisation d’une source virtuelle monochromatique de fréquence $f = 400$ Hz (a) à partir de 4 microphones de l’antenne de sorte que le théorème d’échantillonnage spatial n’est pas respecté, (b) pour une configuration similaire avec le critère d’échantillonnage spatial respecté et (c) avec un échantillonnage spatial (10 microphones) plus grand.

de f_{rotor} coïncident pour la plupart à des harmoniques d’énergie beaucoup plus faible. Ce type de signaux peut être modélisé comme la contribution de plusieurs monopoles dont une partie décrit le bruit aéro-acoustique généré par le passage des N_p pales de l’hélice en rotation (harmoniques dominants) et l’autre partie le bruit induit par la rotation du rotor (harmoniques faibles). En considérant le cas $N_p = 2$ et que le signal modélisé est constitué d’autant d’harmoniques dominants N_h que d’harmoniques faibles, le signal mesuré par le m -ième microphone s’écrit :

$$p_m(t) = \sum_{n=1}^{N_h} \underbrace{\beta \frac{\cos(2\pi [2n-1] f_0(t - r_{ms}(t)/c))}{4\pi r_{ms}(t)}}_{\text{Harmoniques faibles}} + \underbrace{\alpha_{f_0}(n) \frac{\cos(2\pi [2n] f_0(t - r_{ms}(t)/c))}{4\pi r_{ms}(t)}}_{\text{Harmoniques dominants}}, \quad (4.9)$$

où $r_{ms}(t)$ est la distance entre la source et le microphone m à l’instant t et f_0 la fréquence fondamentale correspondant à la fréquence de rotation du moteur. Afin d’adapter le modèle aux mesures réalisées sur le drone DJI, les contributions des monopoles associés aux harmoniques dominants et faibles sont respectivement pondérées par un facteur d’atténuation $\alpha_{f_0}(n)$, dépendant de l’harmonique considéré, et d’un gain β . L’atténuation de l’amplitude des harmoniques de faible énergie est supposée uniquement géométrique. Le facteur $\alpha_{f_0}(n)$ est calculé en réalisant une régression logarithmique sur l’amplitude des harmoniques dominants du signal mesuré donné par sa DSP à la figure 3.9 lorsque les hélices sont montées. Les valeurs calculées sont :

$$\begin{cases} \alpha_{f_0}(n) &= 10^{\frac{1}{20}(-11.6 \log_{10}(2nf_0) + 65.4)}, \\ \beta &= 10^{-1.5}. \end{cases} \quad (4.10)$$

Le graphe de la figure 4.5 permet de comparer les DSP du signal mesuré à partir du drone DJI et du signal modélisé avec un bruit additif de type gaussien. Il faut noter que ce modèle (simple) ne permet pas de considérer les variations fréquentielles liées au changement de régime du moteur lorsque l’appareil se déplace. Il intègre néanmoins l’effet Doppler grâce à la dépendance temporelle de la distance r_{ms} .

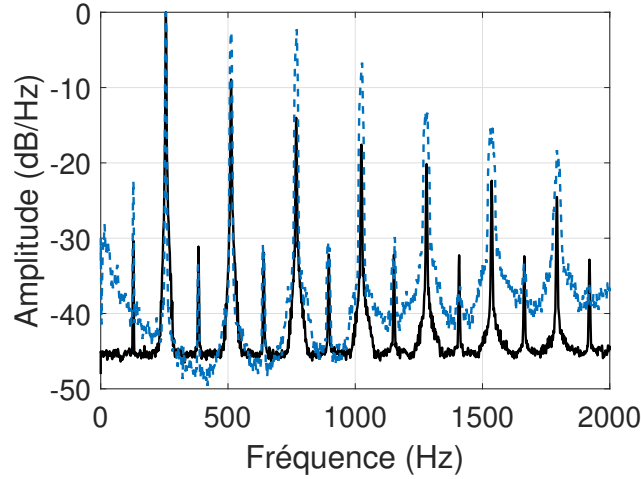


FIGURE 4.5 – Comparaison entre les DSP du signal mesuré à partir du drone DJI en salle anéchoïque (bleu) et du signal modélisé (noir) sur la plage [0 2] kHz.

4.3 Pré-filtrage adapté pour les signaux à structure harmonique

Lors de l'estimation de la position d'une source par formation de voies temporelle, toute l'énergie des signaux enregistrés est prise en compte. Des fréquences indésirables sont donc considérées dans le signal en sortie de formation de voies et peuvent donc parasiter l'estimation. Pour contourner ce problème, chaque signal est dans un premier temps filtré afin d'isoler les fréquences utiles du signal de la source considérée. Ainsi, l'énergie des fréquences indésirables provenant d'autres sources ou du bruit parasite de la source elle-même est atténuée, améliorant ainsi le rapport signal/bruit du signal en sortie de formation de voies. La méthode de filtrage proposée exploite la structure harmonique inhérente des systèmes de propulsion des drones [6], [61]. En vol, la fréquence des harmoniques du signal généré par l'appareil peut varier car il ajuste continuellement la vitesse de ses moteurs pour s'équilibrer dynamiquement et maintenir une position stable. De plus, le déplacement du drone peut également induire un effet Doppler. Ces éléments montrent la nécessité de concevoir un filtrage adapté en fonction des variations spectrales du signal source pour optimiser la localisation. Pour cela, le signal est divisé en segments de durée T suffisamment courte pour que les variations dans ces intervalles de temps soient négligeables. Pour chaque segment, un algorithme de détection de l'harmonique fondamental est appliqué au signal du microphone de référence pour estimer la fréquence de l'harmonique fondamental. L'algorithme choisi pour réaliser cette tâche est le produit harmonique spectrale (ou *Harmonic Product Spectrum* (HPS) dans la littérature anglophone) [62]. Le raisonnement intuitif de la méthode se base sur le fait que les harmoniques dans le spectre logarithmique s'additionnent de façon cohérente. Pour cela, le module de la transformée de Fourier $|X(f)|$ du signal $x(t)$ considéré est compressé à plusieurs reprises par des facteurs entiers donnant lieu aux différents modules $|X(2f)|$, $|X(3f)|$, ..., $|X(kf)|$ pour $k \in \mathbb{N}^*$. La fréquence qui maximise la somme des logarithmes des modules compressés correspond à l'harmonique de plus forte énergie, généralement à la fréquence fondamentale :

$$f_0 = \arg \max_f \sum_{k \in \mathbb{N}^*} \log_{10} |X(kf)|. \quad (4.11)$$

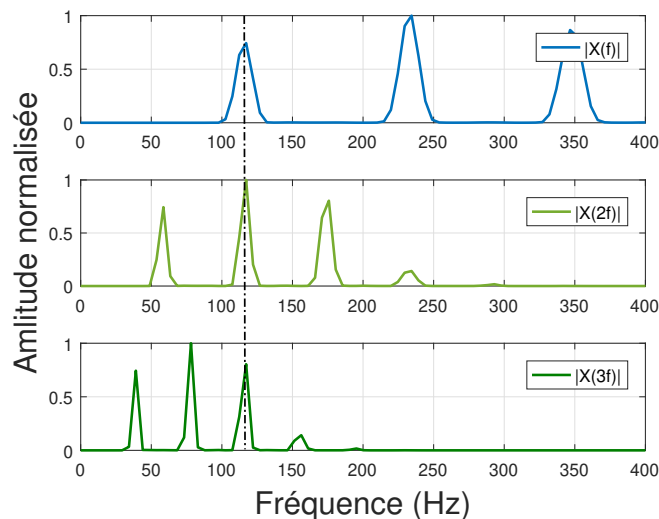


FIGURE 4.6 – Illustration du principe de l’algorithme HPS pour la détection de la fondamentale (indiquée par la droite en trait discontinu) d’un signal harmonique à partir de 2 compressions du module du spectre du signal. L’argument qui maximise le produit des modules est donné par la fréquence fondamentale du signal considéré.

La taille de la somme dépend du nombre d’harmoniques dans le signal, mais un faible nombre, jusqu’à 5, est généralement suffisant pour estimer correctement la fréquence fondamentale du signal. Le principe de la méthode est illustré sur le graphe de la figure 4.6 où sont tracés les modules compressés du signal pour 2 compressions. Le graphe fait clairement apparaître une accumulation des raies à la fréquence fondamentale située aux alentours de 120 Hz. La multiplication de l’ensemble de ces modules, ou de manière équivalente la somme de leurs logarithmes, va induire une accumulation d’énergie faisant apparaître un maximum global à cette fréquence.

Cette approche permet de faire un suivi de la fréquence fondamentale en réitérant l’algorithme pour chaque segment du signal. Des filtres passe-bande à phase nulle sont ensuite utilisés pour conserver uniquement l’énergie des harmoniques ayant une fréquence multiple de la fréquence de la fondamentale détectée. Les harmoniques ainsi sélectionnés sont limités à la bande passante de l’antenne. Le choix du nombre d’harmoniques à prendre en compte est discuté dans la section suivante au travers de mesures expérimentales en salle anéchoïque et à l’extérieur. Les signaux ainsi obtenus sont ensuite utilisés pour l’estimation de la source $\mathbf{x}_s(k)$ associée au k -ième segment du signal. Le schéma de la figure 4.7 résume l’approche proposée pour le traitement des signaux avant l’étape de localisation, qu’elle soit réalisée par formation de voies ou par goniométrie. Il faut noter que cette méthode utilise le module du spectre du signal pour estimer la fréquence fondamentale du signal. L’information de phase n’étant pas exploitée, l’estimation de la fréquence fondamentale peut être calculée à partir du signal provenant d’un seul des microphones de l’antenne, à savoir le microphone de référence.

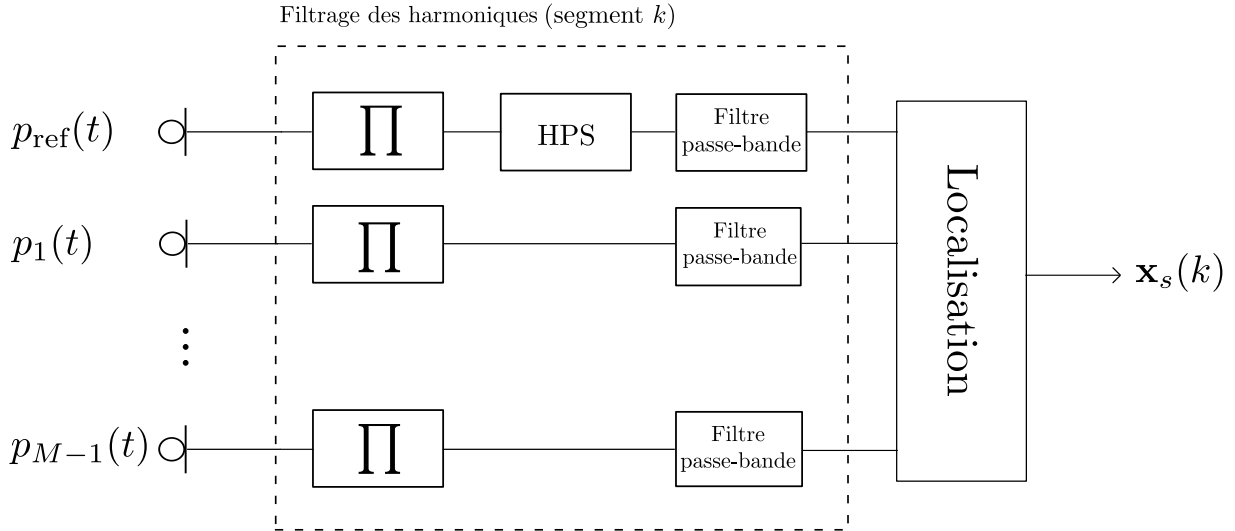


FIGURE 4.7 – Schéma bloc décrivant les étapes de pré-traitement des signaux acoustiques avant l'étape de localisation. Le symbole Π indique que le signal est tronqué par une fonction porte (segment k). Les signaux ainsi filtrés sont utilisés pour estimer la source $\mathbf{x}_s(k)$ associée au k -ième segment du signal.

4.4 Localisation et suivi de sources virtuelles

4.4.1 Situation avec une seule source

4.4.1.1 Formation de voies

La méthode décrite ci-dessus est évaluée numériquement. Dans un premier temps, le cas simple d'une seule source en situation est étudié. Les signaux reçus à chaque microphone sont modélisés selon le modèle de l'équation (4.9) avec une fréquence $f_0 = 128$ Hz, un nombre d'harmoniques $N_h = 30$ conduisant à un spectre allant jusqu'à environ 3.8 kHz et une fréquence d'échantillonnage $f_e = 10$ kHz. Un bruit de type gaussien de variance $\sigma_{b,m}^2$, pour $m = 1..M$, est ajouté à chaque signal. En notant σ_m^2 la variance du signal non bruité issu du m -ième microphone et la variance du bruit $\sigma_{b,m}^2$ ajouté au microphone m , le RSB du signal modélisé est :

$$\text{RSB} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_m^2}{\sigma_{b,m}^2} \right). \quad (4.12)$$

La source virtuelle a pour but de modéliser un drone ayant une vitesse typique de rotation du rotor de 7680 tr.min^{-1} . La source se déplace le long d'une trajectoire reproduite à partir des coordonnées GPS récoltées lors des vols du drone DJI durant les campagnes de mesures extérieures. La trajectoire de la source est représentée en noire sur le graphe de la figure 4.8a. La source débute son trajet du sol aux alentours de 20 m en face de l'antenne, celle-ci étant située à l'origine du référentiel. Elle se déplace dans un premier temps verticalement à une hauteur d'environ 5.5 m puis effectue un déplacement horizontal en direction de l'antenne avant de procéder au chemin inverse et de se poser à nouveau au sol verticalement à une distance d'environ 10 m de l'antenne. La durée totale de la simulation est fixée à 46 s. Le profil de vitesse de la source est donnée en noir sur le graphe de la figure 4.8b. Le spectrogramme du signal de référence est fourni à la figure 4.9a avec un RSB de 50 dB.

La première étape de la méthode consiste donc à segmenter les signaux en tronçons de $T = 450$ ms. Seule la formation de voies est traitée dans cette section. La localisation par goniométrie sera discutée dans la section 4.4.1.2. Le modèle de propagation adopté est celui des ondes sphériques impliquant une localisation sur une grille de recherche volumique comme expliqué à la section 2.2.4. Pour chaque segment, l'algorithme HPS est employé sur le signal de référence afin de déterminer la fréquence du premier harmonique dominant du signal pour ce segment. Lorsque cette dernière est détectée, une série de filtres passe-bande à phase nulle avec un facteur de qualité Q égal à 20 est utilisée pour isoler les harmoniques multiples de cette fréquence. Les harmoniques retenus sont isolés de manière à ce qu'ils soient compris dans la bande passante d'étude de l'antenne à savoir $[220.5, 3430]$ Hz. Toutefois, la fréquence de l'harmonique fondamental de la source étant proche de la fréquence limite basse de l'antenne, elle n'est pas prise en compte dans le traitement. La position de la source est ensuite estimée à partir des signaux traités pour le segment considéré. Un nombre de 2 harmoniques successifs est choisi pour ces simulations. Le graphe de la figure 4.9b montre le résultat du filtrage sur un segment de $T = 450$ ms du signal.

Les estimations de localisation angulaire ainsi que la trajectoire de référence sont tracées sur les graphes des figures 4.10a et 4.10b. La première figure montre l'évolution des angles d'azimut et d'élévation en fonction du temps tandis que la seconde figure fournit une représentation 3D de la position angulaire de la source en fonction du temps. La méthode de localisation est capable d'estimer la source avec une erreur de déviation angulaire moyenne de 1.9° . Des simulations supplémentaires ont montré la robustesse de cette méthode avec une erreur de déviation angulaire moyenne du même ordre de grandeur jusqu'à un RSB de -25 dB. Pour évaluer la méthode de suivi par filtrage de Kalman, les estimations de localisation obtenues précédemment sont parasitées par un bruit additif. Pour chaque estimation, une erreur aléatoire comprise dans l'intervalle $[-5, 5]$ m est ajoutée individuellement à chaque coordonnée (cartésienne) de la position estimée de la source. La moyenne et l'écart-type de la déviation angulaire nouvellement calculés sont respectivement de 16.5° et 9.6° . Les estimations bruitées sont ensuite traitées par un filtre de Kalman linéaire d'ordre 2. Les variances des bruits de modèle et de mesure ont été respectivement fixées à $\sigma_e^2 = 0.75$ et $\sigma_{m,x}^2 = 0.01$. Les résultats reportés sur les graphes des figures 4.10c et 4.10d montrent l'amélioration du suivi de la source lorsque le filtre de Kalman est appliqué avec une réduction de la déviation angulaire moyenne à 7.8° et un écart-type à 5.2° .

4.4.1.2 Discussion sur la localisation par goniométrie acoustique

La localisation et le suivi par goniométrie nécessitent une légère modification de la géométrie de l'antenne. Effectivement, la plus grande distance inter-microphonique actuellement utilisée (c'est-à-dire l_3) implique que la fréquence maximale (donnée par la relation (2.57)) jusqu'à laquelle aucune ambiguïté peut apparaître, lors de l'estimation des retards entre les signaux par la fonction d'inter-corrélation, est égale à environ 156 Hz. Or, les fréquences du premier harmonique dominant des sources S_1 et S_2 se situent respectivement à 256 Hz et 212 Hz. Afin d'inclure ces fréquences, l'envergure de l'antenne doit être modifiée. Par exemple, en plaçant les microphones m_4 , m_7 et m_{10} à une distance du centre de l'antenne de $l_3 = 40$ cm, permet d'augmenter la fréquence maximale à 303.2 Hz. L'influence de cette modification est mise en évidence par la localisation de la source virtuelle S_1 pour les deux configurations d'antenne. Les

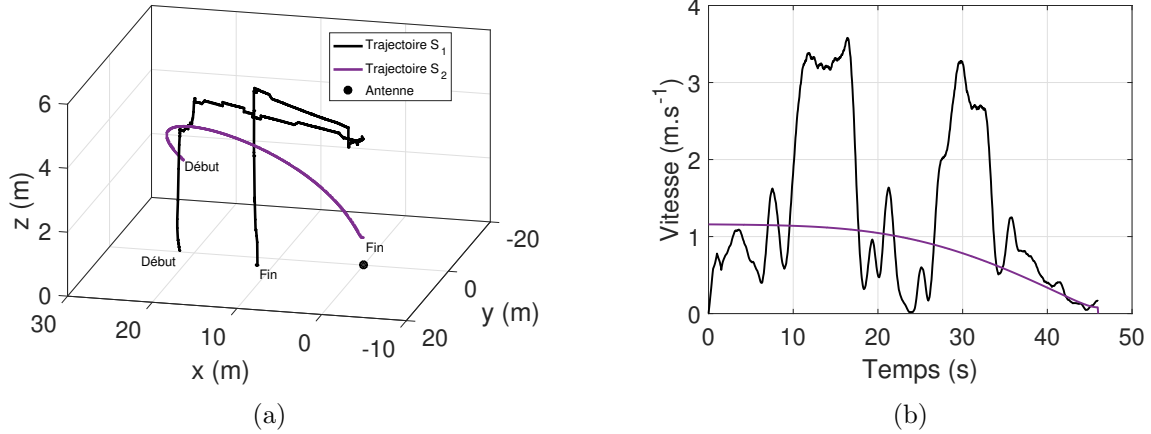


FIGURE 4.8 – (a) Trajectoires suivies par les sources virtuelles S_1 et S_2 et (b) profils de vitesse des deux sources.

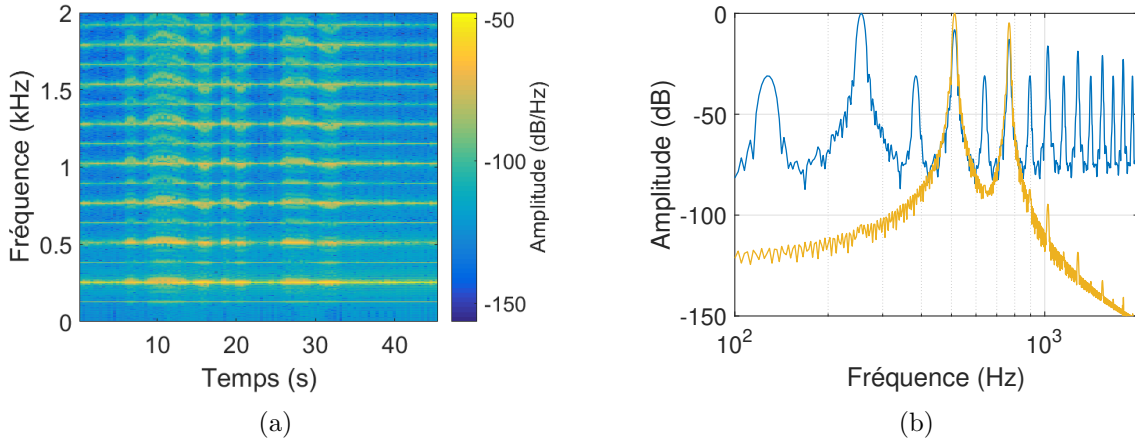


FIGURE 4.9 – (a) Spectrogramme du signal de référence sur la plage fréquentielle $[0, 2]$ kHz avec un RSB de 50 dB et (b) DSP (normalisée) du signal de référence non filtré (bleu) et du signal après traitement (jaune) à partir d'un segment de $T = 0.45$ s du signal.

résultats de localisation, reportées sur les graphes de la figure 4.11, montrent clairement que la localisation de la source à partir de la géométrie de l'antenne initialement introduite est mise en défaut à la fois en azimuth et en élévation. Les estimations des retards sont clairement à l'origine de ces erreurs significatives. En revanche, la localisation est satisfaisante lorsque les distances inter-microphoniques sont adaptées aux fréquences du signal.

4.4.2 Situation avec deux sources

Une deuxième source virtuelle est ajoutée au scénario. La source suit une trajectoire curviligne telle que son azimuth et son élévation varient linéairement respectivement de -20° à 100° et de 5° à 30° . La distance de la source par rapport à l'antenne varie de 25 m à 2 m en suivant une loi sinusoïdale. Le déplacement de la source en début de course est relativement important et tend à diminuer en fin de trajectoire. La trajectoire de la source est représentée en violet sur le graphe de la figure 4.8a ainsi que son profil de vitesse à la figure 4.8b. Le signal est construit à partir du modèle de l'équation (4.9) avec une fréquence $f_0 = 106$ Hz, correspondant à un régime moteur de 6360 tr.min^{-1} et un nombre d'harmoniques $N_h = 30$. Le RSB associé au signal est fixé à 50

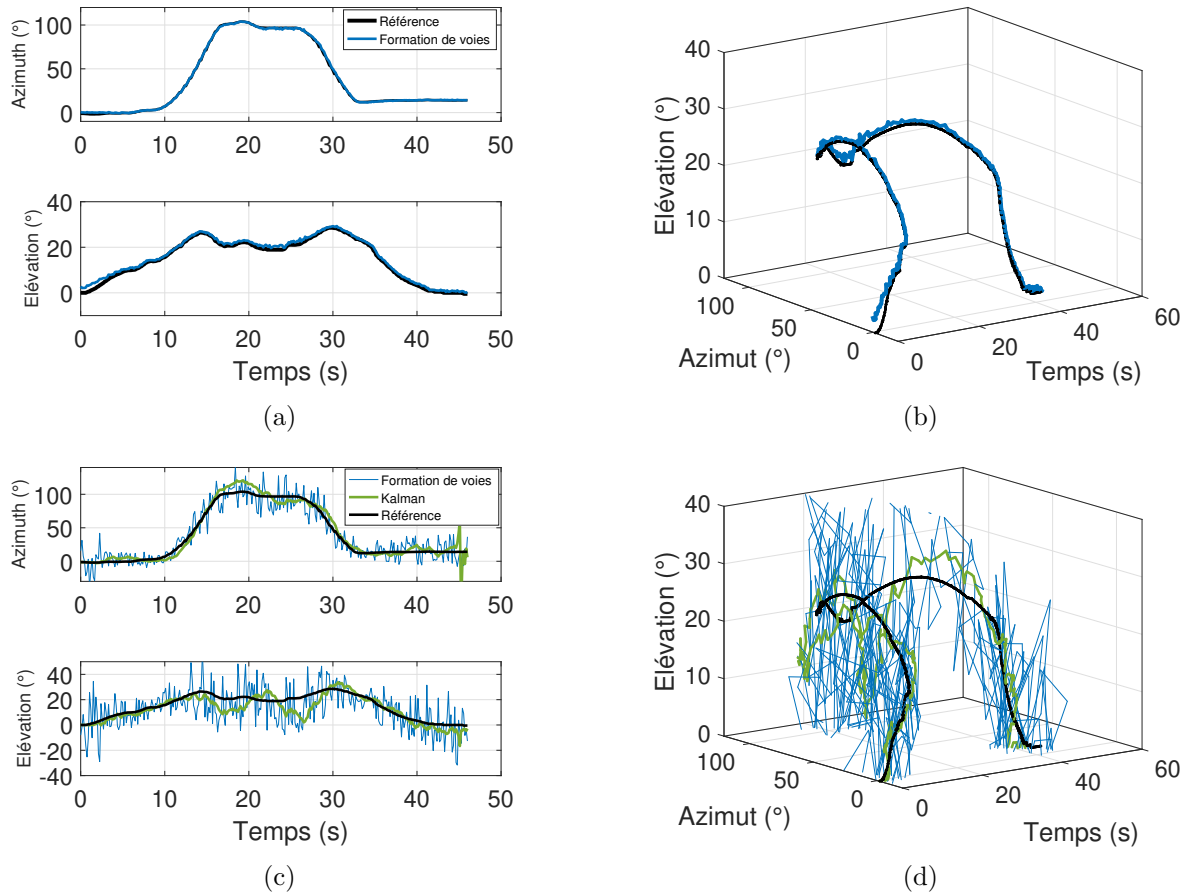


FIGURE 4.10 – Résultats de localisation par formation de voies pour les angles d’azimut et d’élévation d’une source virtuelle en mouvement pour deux représentations différentes. (a) et (b) Localisation de la source avec un RSB de 50 dB. (c) et (d) Localisation spatialement bruitée de la source avec un RSB de 50 dB et traitement par filtrage de Kalman.

dB. Les signaux des deux sources sont ensuite sommés. Afin d’illustrer l’intérêt du traitement des signaux pour la localisation de sources, trois calculs de localisation sont proposés. Le premier réalise une localisation sans traitement particulier des signaux mixés. Ils sont limités uniquement à la bande passante de l’antenne. La formation de voies déterminera alors la position de la source ayant la plus forte énergie, ce qui dans ce cas de figure correspond à la position de la source la plus proche de l’antenne. Les deuxième et troisième calculs se basent sur une stratégie de détection de leur fondamentale, présentée ci-après, dans le but d’extraire uniquement la structure spectrale d’une seule des deux sources.

4.4.2.1 Détection simple

La première stratégie se base sur une détection sans *a priori* des sources. La fréquence fondamentale du signal de référence (contenant les signaux provenant des deux sources) est dans un premier temps estimée en appliquant l’algorithme HPS. La fréquence ainsi détectée peut être celle de la source S_1 ou celle de la source S_2 . L’objectif est dans un premier temps, de pouvoir localiser et suivre la position de la source dont la fréquence fondamentale a été initialement détectée. Il est alors nécessaire de s’assurer que l’algorithme HPS puisse estimer correctement la fréquence fondamentale de cette dernière malgré des variations possibles (dues par exemple à

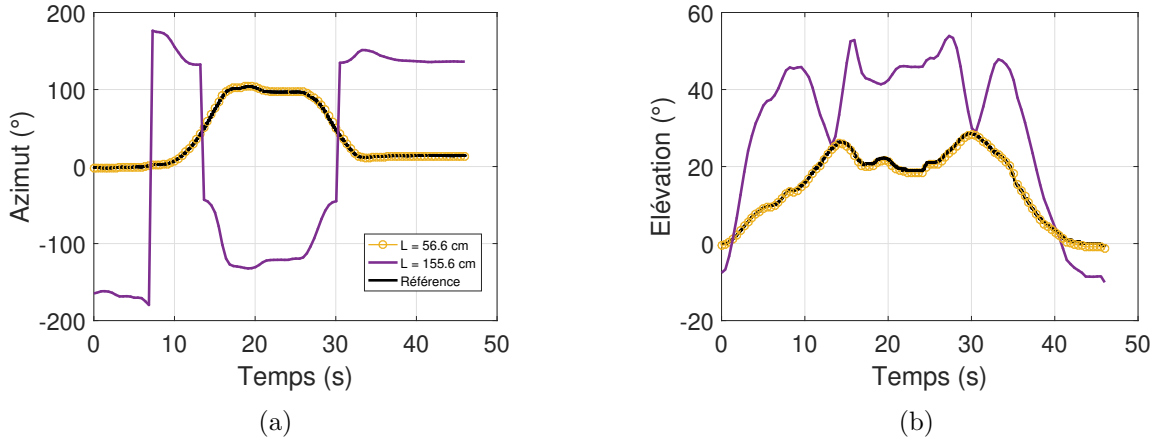


FIGURE 4.11 – Résultats de localisation par goniométrie pour les angles d’azimut et d’élévation de la source S_1 seule pour deux envergures d’antenne différentes. La première a une envergure de $L = 155.6$ cm et la seconde de $L = 56.6$ cm. Les estimations sont comparées aux positions de référence.

un changement de régime ou à un effet Doppler) entre chaque segment du signal. La principale difficulté réside dans le fait que les fréquences fondamentales des deux sources sont proches. La méthode proposée consiste à comparer les fréquences estimées entre les segments $k + 1$ et k . Les mesures présentées au chapitre 3 ont montré que la fréquence de rotation des hélices du drone quadrimoteur DJI pouvait varier entre 91 Hz, correspondant à la fréquence minimum de rotation pour que l’appareil puisse décoller, et 128 Hz, fréquence à plein régime. En considérant l’effet Doppler et l’hypothèse qu’un drone vole généralement avec un régime moteur relativement constant, à quelques variations près, dues aux ajustements pour maintenir l’appareil stable, les variations de la fréquence fondamentale sont supposées ne pas excéder ± 10 Hz entre deux segments du signal. Une fréquence estimée avec un écart de plus de 10 Hz est alors supposée appartenir à la seconde source. Ce cas est rencontré notamment lorsque l’énergie de la deuxième source devient plus importante que la première. L’amplitude de sa fréquence fondamentale est alors plus importante que celle de la première source, masquant ainsi la détection la fréquence fondamentale de cette dernière. Pour continuer à estimer la fréquence fondamentale de la source initialement détectée, une série de filtres coupe-bande à phase nulle d’ordre 2 et de facteur de qualité $Q = 20$ est utilisée pour atténuer à la fois l’amplitude de la fréquence fondamentale de la seconde source, mais également ses harmoniques. L’algorithme HPS est de nouveau appliqué au signal traité. Le processus est réitéré jusqu’à ce que la fréquence nouvellement estimée vérifie la condition imposée. Lorsque la fréquence fondamentale est correctement estimée, la localisation est réalisée en suivant l’approche proposée auparavant.

4.4.2.2 Détection de la seconde source

La localisation et le suivi de la seconde source (dont la fréquence fondamentale n’a pas été initialement détectée) sont garantis en appliquant une stratégie similaire à celle décrite ci-dessus, lorsque le signal de la première source est masqué par celui de la seconde. Une série de filtres coupe-bande d’ordre 2 à phase nulle et de facteur de qualité $Q = 20$ est alors utilisée pour atténuer la fréquence fondamentale de la première source, ainsi que ses harmoniques. Une fois appliquée, la fréquence fondamentale du signal traité est à nouveau estimée à l’aide de

l'algorithme HPS. La fréquence fondamentale nouvellement estimée est supposée correspondre à la fréquence fondamentale de la seconde source si elle dépasse, cette fois-ci, de plus de 10 Hz (tout en restant du même ordre de grandeur que la fréquence fondamentale de la première estimation, *i.e.* une fréquence estimée aux alentours de 200 Hz ne peut pas correspondre à la fréquence fondamentale de la seconde source si la fréquence initialement estimée est de 100 Hz). Lorsque la fréquence fondamentale de la seconde source est détectée correctement, elle est suivie segment après segment en s'assurant que sa différence avec la fréquence estimée au segment suivant ne dépasse pas les 10 Hz.

4.4.2.3 Résultats

Les résultats de localisation pour les trois cas de figure, *i.e.* une localisation intuitive sans traitement particulier des signaux pour privilégier le signal d'une source, une localisation adaptée pour suivre la source S_1 et enfin une localisation adaptée pour suivre la seconde source S_2 , sont présentés à la figure 4.12. Dans le premier cas, l'algorithme HPS est appliqué simplement à chaque segment du signal de référence. Il apparaît que la fréquence de l'harmonique dominant détecté en premier par l'algorithme appartient à la source S_1 . En effet, en observant l'évolution des distances des sources par rapport à l'antenne en fonction du temps donnée par la figure 4.13, la source S_1 est plus proche de l'antenne entre 0 et approximativement 21 s. L'énergie perçue alors par l'antenne provient majoritairement de cette source. Au-delà des 21 s, c'est le scénario inverse qui se produit avec la source S_2 qui est plus proche de l'antenne que la source S_1 . Ceci s'observe sur les résultats de localisation puisque la formation de voies estime la position de la première source jusqu'aux alentours de 20 s avant d'estimer la position de la seconde source (cercles bleus). Dans le deuxième cas de figure, la localisation d'une seule source est privilégiée. La fréquence fondamentale estimée par l'algorithme HPS sur le premier segment du signal est suivie selon l'approche proposée à la section 4.4.2.1. Il s'agit, pour ce scénario, de la fréquence fondamentale de la source S_1 . La méthode proposée permet alors de suivre correctement la position de cette source au cours de temps (courbe jaune) même lorsque la source S_2 se retrouve plus proche de l'antenne. Enfin, sous l'hypothèse de la présence d'une source supplémentaire, dont le signal émis est masqué par celui de la source prédominante, une stratégie, telle que celle décrite à la section 4.4.2.2, permet de faire ressortir la fréquence fondamentale de cette source et ainsi d'extraire sa signature spectrale pour l'étape de localisation (courbe rouge).

4.4.3 Estimation de la distance

Les distances source-antenne fournies par formation de voies et données à la figure 4.13 montrent une plus forte sensibilité aux erreurs d'estimations que les angles. Cette difficulté à correctement estimer la distance des sources peut s'expliquer par le modèle de propagation des ondes. En effet, pour un monopôle de fréquence f , le front d'onde issu de cette source est supposé plan (champ lointain) si sa distance r au point d'observation est très grand devant $c/2\pi f$ (généralement à un facteur 10 au moins). La notation $kr \gg 1$ est souvent préférée dans la littérature, avec k le nombre d'onde. En pratique, le modèle de propagation en ondes planes est favorisé lorsque le point d'observation se trouve à une distance supérieure à la distance D_F de Fresnel, qui dépend à la fois de la fréquence de la source, de la dimension D caractéristique

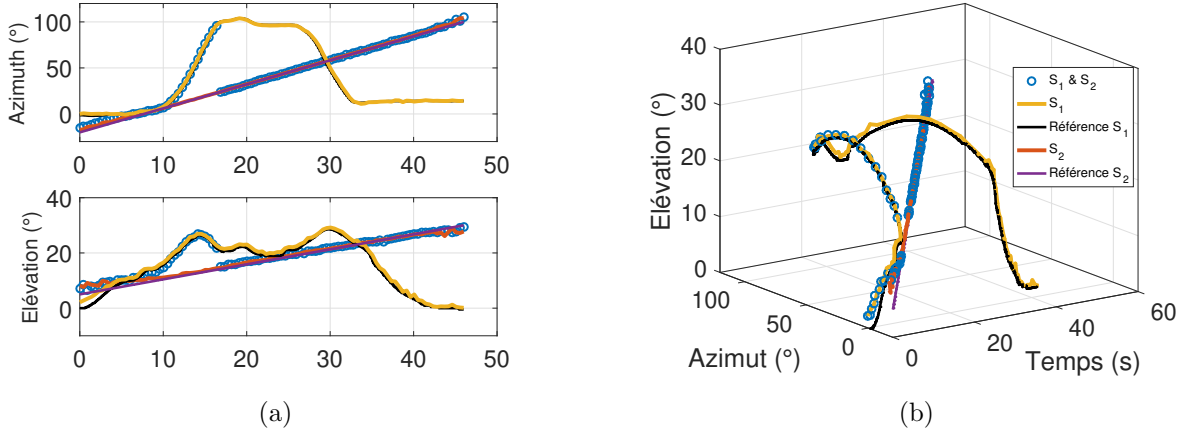


FIGURE 4.12 – Résultats de localisation par formation de voies pour les angles d’azimut et d’élévation de deux sources virtuelles S_1 et S_2 en mouvement pour trois cas de figure : localisation sans extraction particulière du signal d’une des sources (S_1 & S_2) et localisation avec extraction du signal de la source S_1 puis S_2 . (a) Représentation des angles en fonction du temps et (b) représentation 3D de la position angulaire de la source en fonction du temps.

de cette dernière et de la célérité des ondes selon :

$$D_F = \frac{fD^2}{2c}. \quad (4.13)$$

Pour un monopôle rayonnant à une fréquence de 500 Hz, le modèle d’ondes planes est privilégié lorsque la source se trouve à une distance très supérieure à $c/2\pi f \simeq 11$ cm. Avec une source de dimension $D = 50$ cm, rayonnant à la même fréquence, cette distance est égale à environ 18 cm. En champ lointain, l’amplitude des ondes mesurées est sensiblement la même pour l’ensemble des microphones de l’antenne. Or, la formation de voies est basée sur l’interférence constructive de ces ondes. Elle est donc sensible aux différences d’amplitudes entre les signaux mesurés qui dépend principalement de la distance de la source à l’antenne. Si ces différences sont minimales, ce qui est le cas lorsque la source est située en champ lointain, le contraste d’énergie en sortie de formation de voies est faible. L’estimation de la distance source-antenne peut alors être fortement biaisée. En revanche, l’estimation de la direction de la source est moins sensible aux différences d’amplitudes qu’il y a entre les signaux puisque la direction visée par l’antenne va dépendre uniquement du retard (ou de l’avance) appliqué aux signaux. Leur interférence sera donc d’autant plus marquée que les signaux sont en phases. Néanmoins, les résultats de simulation soulignent la capacité de la formation de voies à estimer la distance de la source S_2 avec un des erreurs inférieures à 2 m lorsque la source se trouve dans un rayon d’au moins 10 m autour de l’antenne.

4.5 Conclusion

Ce chapitre a mis en évidence, au travers de simulations numériques, les performances d’une antenne 3D constituée de 10 microphones pour les méthodes de formation de voies par retard et sommation dans le domaine temporel ainsi que pour la goniométrie acoustique. L’analyse sur la précision de localisation par goniométrie en matière de déviation angulaire a montré une zone de meilleure performance se situant en face de l’antenne à 45° en azimut. Les cartographies des erreurs obtenues en fonction de l’azimut et de l’élévation de la source visée montrent que la

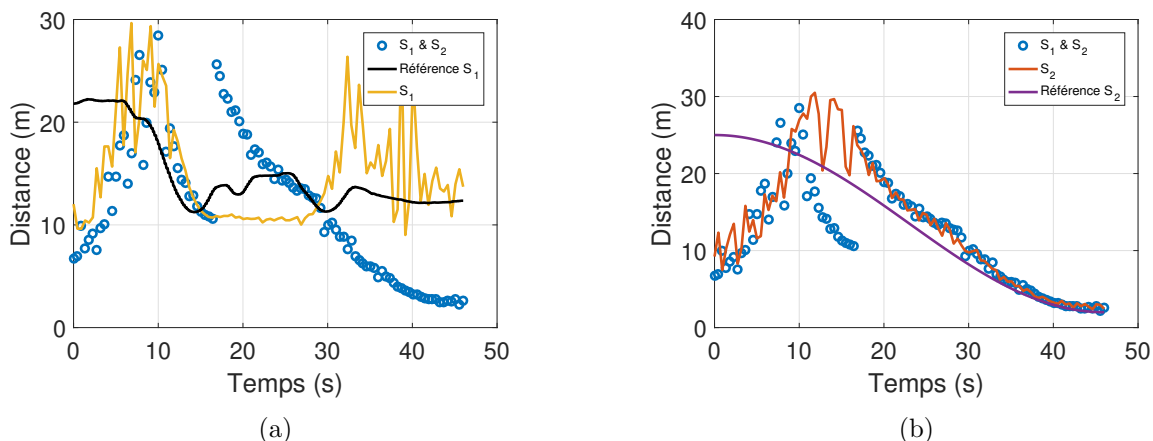


FIGURE 4.13 – Évolution temporelle des distances estimées par formation de voies des sources S_1 (a) et S_2 (b) par rapport à l'antenne. Les distances de références sont également tracées ainsi que les distances estimées par formation de voies sans extraction particulière du signal d'une des sources (S_1 & S_2).

précision de localisation est d'autant meilleure que l'envergure de l'antenne vue par la source est grande. Cette analyse a été menée indépendamment du type de signal émis par la source en ajoutant un biais aléatoire directement au retard théorique qui doit être mesuré par corrélation entre les signaux issus de paires de microphones. La robustesse des méthodes face au bruit a été évaluée et montre une meilleure performance pour la formation de voies avec des erreurs sur l'estimation de la source inférieures à 5° jusqu'aux alentours d'un RSB de -15 dB pour la formation de voies contre 10 dB pour la goniométrie.

La structure spectrale du signal acoustique généré par les systèmes de propulsion de petits drones mise en évidence dans le chapitre 3 a permis de développer un modèle simple du signal acoustique émis par un drone. Une méthode de traitement des signaux basée sur la détection de la fondamentale du signal de référence à l'aide de l'algorithme HPS, et d'une série de filtres passe-bande à phase nulle, a été proposée pour extraire les harmoniques du signal de la source visée. La localisation de deux sources virtuelles se déplaçant le long de trajectoires prédéfinies a été traitée pour trois scénarios différents. Le premier consiste en une localisation sans privilégier l'extraction des harmoniques d'une source en particulier. Dans les deux cas de figure suivants, deux approches ont été proposées pour extraire les harmoniques d'une source selon la détection initiale de l'harmonique dominant. Les résultats de simulations montrent la capacité de la méthode à pouvoir localiser et suivre une source par traitement des signaux en amont de l'étape de localisation. Le suivi de la trajectoire d'une source par filtrage de Kalman a également été validé dans le cas d'une source dont les estimations de localisation sont fortement bruitées. Enfin, la localisation par goniométrie a montré ses limites face au type de signal émis par la source à localiser. En effet, la structure harmonique des signaux utilisés rend l'estimation des retards par la fonction d'inter-corrélation difficile avec la configuration d'antenne initialement proposée. Les retards réels sont parfois supérieures à la plus grande demi-période du signal correspondant à la fréquence minimale de la bande passante de la source, impliquant un maximum dans la fonction de corrélation à un retard différent du retard réel. La résolution de ce problème peut-être traitée en modifiant les écarts entre les microphones de l'antenne.

CHAPITRE 5

Validation expérimentale pour la localisation de sources

Dans ce chapitre, les méthodes de localisation sont appliquées au cas de signaux réels. Une première phase de mesures se focalise sur la localisation de sources statiques, à savoir un haut-parleur (HP) générant trois signaux différents, puis du petit avion de modélisme. Le premier signal généré par le HP est un signal harmonique pur, le second un *chirp* (sinus glissant) et enfin, le dernier, est une modulation par une séquence de Barker du premier signal favorisant la corrélation des signaux. Cette campagne de mesures est réalisée à partir d'une première configuration d'antenne 3D constituée de 10 microphones. Elle vise à valider les méthodes et à en décrire certaines de leurs limites dans des conditions contrôlées. Une seconde phase présente les mesures réalisées sur une source dynamique à la fois en salle anéchoïque et en extérieur. La source choisie est le drone quadri-moteurs DJI. La disposition des microphones de l'antenne, pour les mesures en salle anéchoïque, a été modifiée au profit d'une géométrie adaptée à une certaine bande de fréquences du signal. Cette bande a ensuite été élargie pour les mesures en extérieur afin de considérer plus d'harmoniques. L'objectif visé par ces mesures consiste à valider les méthodes de localisation et de suivi 3D dans le cas d'un drone en conditions normales d'utilisation. Une quantification de l'impact du pré-filtrage des signaux sur la localisation est dressée. Enfin, les résultats sont comparés à ceux obtenus par simulations numériques.

5.1 Localisation de sources idéales

Une première configuration d'antenne a été testée pour la localisation de sources statiques en salle anéchoïque. La disposition des microphones sur l'antenne est la suivante :

$$\mathcal{A}_{\text{HP}} : \begin{cases} l_1 = 33\text{cm} (\simeq \frac{1}{3}l_3), \\ l_2 = 66\text{cm} (\simeq \frac{2}{3}l_3), \\ l_3 = 100 \text{ cm}. \end{cases} \quad (5.1)$$

Cette configuration limite l'antenne aux fréquences comprises dans la bande [242.5, 514.5] Hz. Un HP monté sur un support a été placé en 4 positions différentes dans la salle aux angles reportés sur le schéma de la figure 5.1a et le graphe de la figure 5.1b. Les positions angulaires exactes du HP ont été déduites des distances mesurées par rapport au centre de l'antenne avec une incertitude estimée à $\pm 10^\circ$ en azimut et $\pm 5^\circ$ en élévation. Ces incertitudes sont reportées

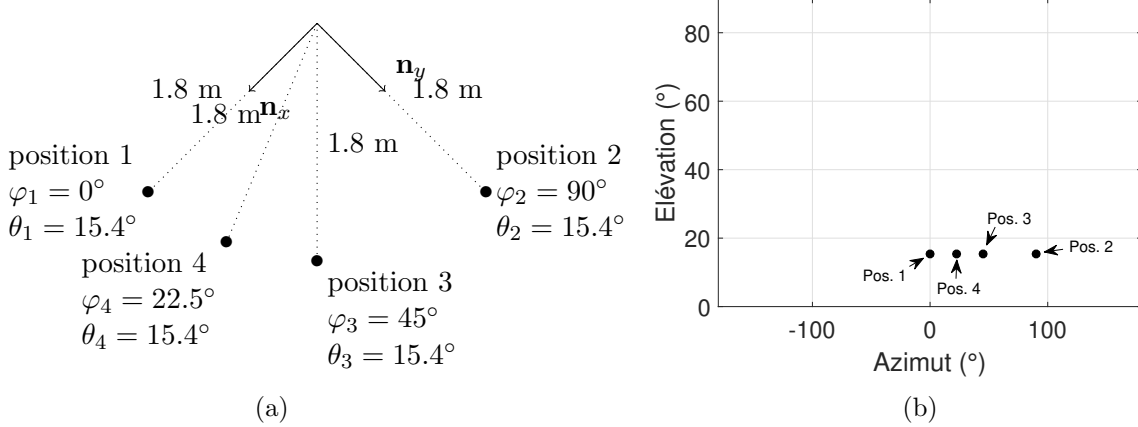


FIGURE 5.1 – (a) Schéma donnant les positions du HP par rapport à l’antenne acoustique en vue du dessus et (b) positions reportées sur le plan (azimut, élévation).

systématiquement sur les cartographies d’énergie en sortie de formation de voies. Ces incertitudes ne tiennent pas compte des incertitudes liées à la disposition des microphones sur l’antenne. Une étape de calibration est généralement utilisée pour palier ces erreurs mais n’est pas réalisée ici. Pour chaque position, 3 signaux différents ont été émis : un signal de fréquence pure, un sinus glissant modulé en fréquence et un signal modulé par une séquence de Barker. La position du HP a été estimée à la fois par formation de voies et goniométrie. Les résultats de localisation sont présentés séparément par méthode (section 5.1.1 pour la formation de voies et section 5.1.2 pour la goniométrie). Lorsque le domaine de la formation de voies est précisé, elle fait référence à la position qui maximise les puissances données par les équations (2.14) et (2.19) respectivement pour le domaine temporel et fréquentiel. L’hypothèse de champ lointain est adoptée pour ces mesures. La localisation se fait donc sur une grille de recherche surfacique comme cela a été décrit dans la section 2.2.4. Seule la direction de la source, *i.e.* son azimut θ_{hp} et son élévation ϕ_{hp} , est donc estimée. Ces mesures ont pour objectif de mettre en évidence les limites physiques de l’antenne pour la localisation à partir de signaux réels contrôlés.

5.1.1 Localisation par formation de voies

5.1.1.1 Signal harmonique pur

Le premier signal testé est un signal harmonique pur de fréquence $f = 500$ Hz, proche de la fréquence limite haute de l’antenne. La durée de chaque enregistrement est de 5 s avec une fréquence d’échantillonnage fixée à 20 kHz. Du fait que la source soit statique et émettant un signal stationnaire, la formation de voies temporelle est appliquée uniquement sur une fenêtre de 150 ms du signal. Les déviations angulaires calculées selon l’équation (4.7) pour chacune des positions sont données par la courbe bleue du graphe de la figure 5.2a. La position du HP est relativement bien estimée par formation de voies temporelle à l’exception de la position 3. Pour cette position, le phénomène de repliement spatial est clairement à l’origine de cet écart important. En effet, la représentation de la puissance en sortie de formation de voies en fonction des angles d’azimut et d’élévation visés par l’antenne montrée par la figure 5.2b, fait apparaître au moins 2 lobes pour chaque position. Dans le cas de la position 3, l’un des lobes possède une amplitude plus importante ce qui entraîne une estimation de localisation erronée. Ce

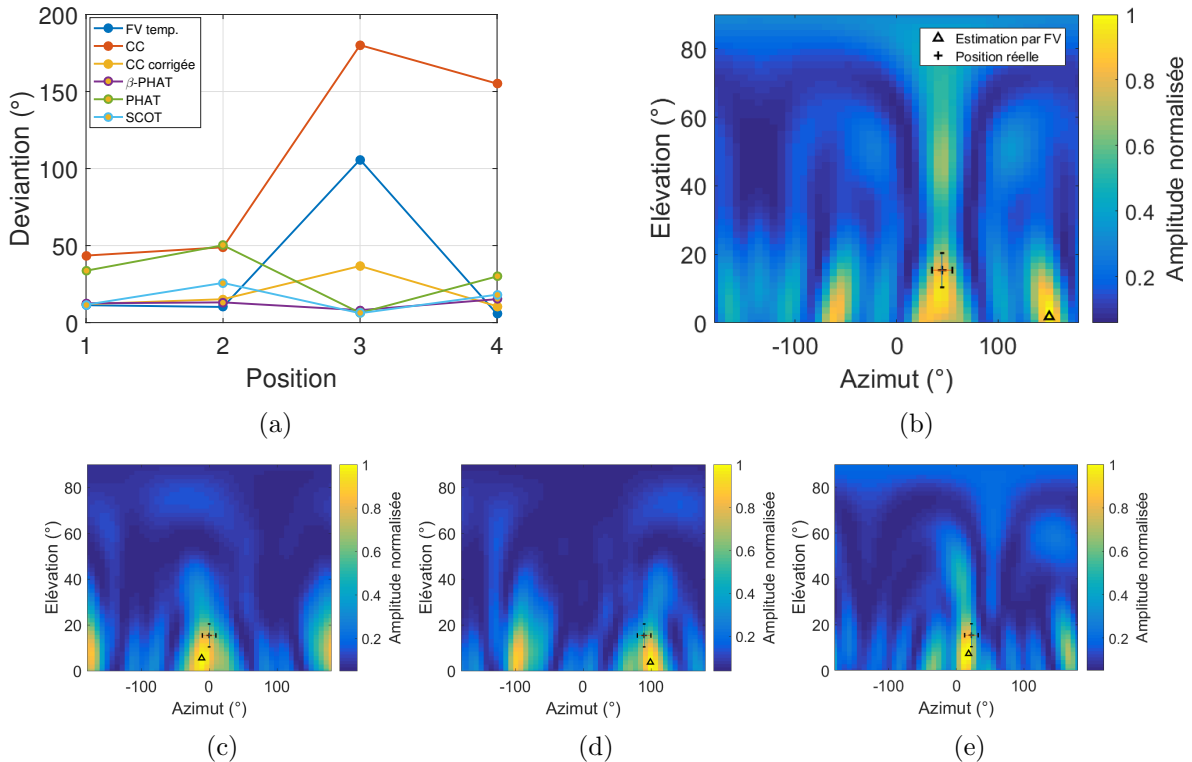


FIGURE 5.2 – (a) Erreur de localisation par formation de voies temporelle et goniométrie (pour différentes pondérations) en matière de déviation angulaire pour chaque position du HP générant un signal harmonique pur à 500 Hz en salle anéchoïque et (b) cartographie de l'énergie du signal en sortie de formation de voies, pour la position 3, en fonction de l'azimut et de l'élévation visées par l'antenne. L'erreur importante pour cette position s'explique par le phénomène de repliement spatial dû à la fréquence de la source proche de la fréquence limite haute de l'antenne. (c), (d) et (e) cartographies de l'énergie en sortie de formation de voies respectivement pour les positions du HP 1, 2 et 4.

phénomène est d'autant plus accentué que la fréquence de la source est élevée comparativement à la fréquence limite haute de l'antenne. Dans le cas de sources possédant une structure harmonique plus complexe, il est parfois intéressant d'appliquer un filtrage des signaux enregistrés en amont de la formation de voies pour limiter le spectre de la source à la bande fréquentielle d'étude de l'antenne, d'une part, puis de réaliser un filtrage plus adapté au type de signaux en jeu comme dans le cas de signaux harmoniques abordé à la section 4.3.

5.1.1.2 Sinus glissant

Le sinus glissant émis par le HP a été prévu pour balayer linéairement les fréquences allant de 200 à 600 Hz pendant une durée de 10 s. Le signal enregistré par l'antenne a été divisé en tronçons de 0.15 s de sorte à avoir un accroissement d'environ 6 Hz par tronçon sur lequel la formation de voies a été appliquée. La déviation angulaire a ensuite été calculée à partir de l'estimation obtenue pour chaque tronçon. La formation de voies est appliquée à la fois dans le domaine temporel et le domaine fréquentiel. La formation de voies fréquentielle a été réalisée pour une fréquence de $f_{\text{ant}} = 394$ Hz, afin d'illustrer la limite de la méthode face à des signaux de fréquences différentes. Les résultats sont synthétisés sous forme de graphes, représentés par les figures 5.3a et 5.3b, où la déviation angulaire est donnée en fonction de la fréquence du signal.

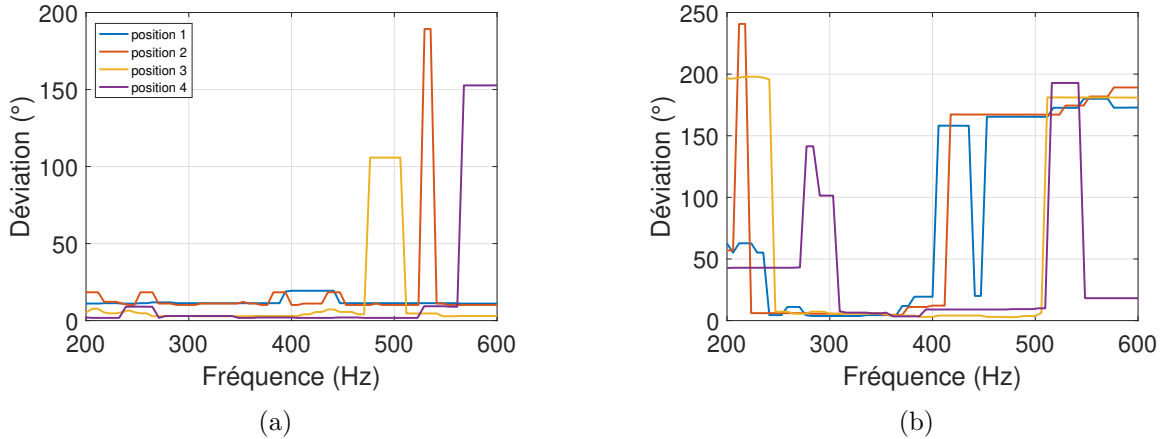


FIGURE 5.3 – (a) Erreur de localisation par formation de voies temporelle en matière de déviation angulaire pour chaque position du HP émettant un sinus glissant modulé linéairement en fréquence de 200 à 600 Hz et (b) erreur de localisation par formation de voies fréquentielle à une fréquence $f_{\text{ant}} \simeq 394$ Hz pour le même signal.

Ces résultats mettent en évidence les limites de localisation de l'antenne vis-à-vis de la fréquence du signal. Dans le cas de la formation de voies temporelle, les erreurs de localisation pour chaque position du HP sont relativement faibles jusqu'à environ 500 Hz, ce qui correspond approximativement à la fréquence limite de l'antenne selon le critère spatial de Nyquist-Shannon. Au-delà de cette fréquence, un phénomène de repliement spatial apparaît, parasitant alors la localisation. En revanche, les erreurs de localisation par formation de voies fréquentielle sont beaucoup plus importantes en moyenne sur l'ensemble du spectre balayé. Pour mieux comprendre ces erreurs, 6 cartographies de l'énergie en sortie de formation de voies fréquentielle pour la position 3 du HP sont présentées à la figure 5.4. Les 3 premières cartographies correspondent à une localisation à $f_{\text{ant}} = 400$ Hz respectivement pour les fréquences du signal à 242 Hz, 398 Hz et 524 Hz. Les 3 suivantes correspondent à une localisation à $f_{\text{ant}} = 300$ Hz pour les mêmes fréquences. Les cartes d'énergie révèlent effectivement une ambiguïté possible pour la localisation de la source lorsque la fréquence de cette dernière est très différente de f_{ant} . Par exemple, la localisation du HP émettant à $f = 242$ Hz est incorrecte lorsque l'antenne localise à 400 Hz (figure 5.4a), alors que sa position est correctement estimée à 300 Hz (figure 5.4d). La source est également estimée correctement à $f = 398$ Hz avec toutefois une déviation angulaire légèrement plus importante pour $f_{\text{ant}} = 300$ Hz (figures 5.4b et 5.4e). Le phénomène de repliement spatial rend, quelque soit la fréquence à laquelle l'antenne localise, l'estimation de la position de la source difficile (figures 5.4c et 5.4f).

5.1.1.3 Séquence de Barker

Les séquences de Barker sont usuellement utilisées en traitement d'antenne car elles présentent des propriétés de corrélation intéressantes. Une séquence de Barker est une séquence finie de +1 et -1 de sorte que le ratio entre le lobe principal et les lobes secondaires de son auto-corrélation soit maximisé. Les séquences de Barker sont généralement utilisées pour moduler des signaux comportant des informations à transmettre. En effet les caractéristiques des signaux modulés par une séquence de Barker font qu'une forte corrélation est attendue lorsque les signaux sont en phase et inversement une faible corrélation lorsqu'ils ne le sont plus. Pour ces mesures,

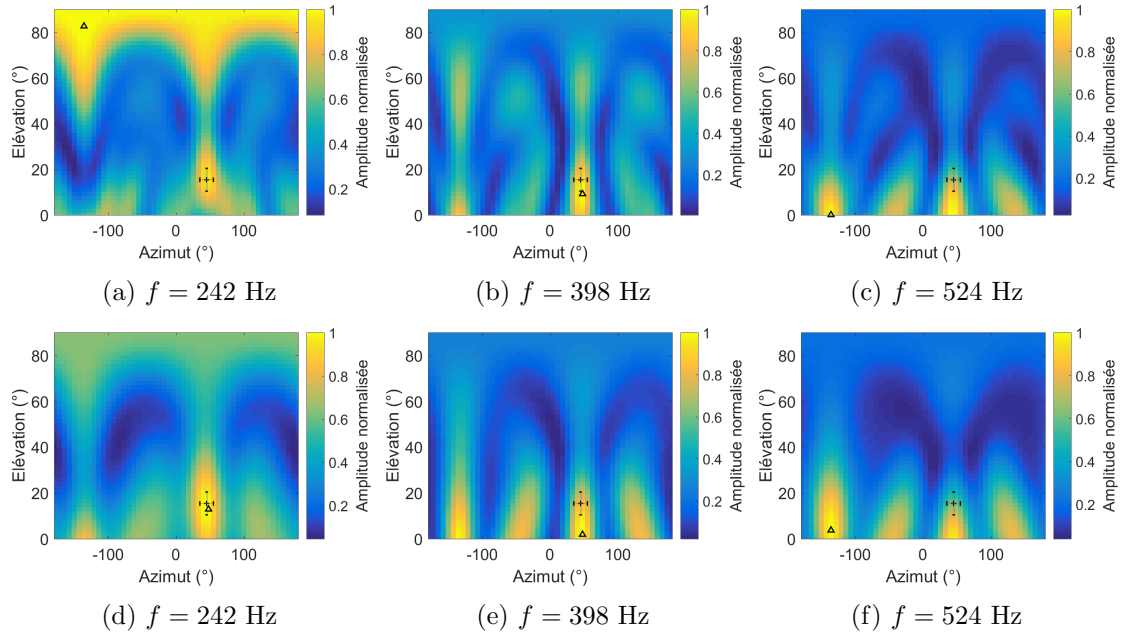


FIGURE 5.4 – Cartographies des énergies en sortie de formation de voies fréquentielle pour la localisation du HP en salle anéchoïque générant un sinus glissant balayant linéairement les fréquences de 200 à 600 Hz. (a), (b) et (c) Cartographies pour la localisation à $f_{\text{ant}} = 400$ Hz pour trois fréquences de la source. (d), (e) et (f) Localisation à $f_{\text{ant}} = 300$ Hz pour les mêmes fréquences du signal.

une séquence de longueur 13 (*barker-13*) a été générée pour moduler le signal harmonique pur précédemment utilisé. Son code est donnée par :

$$\textit{barker-13} = [+1 + 1 + 1 + 1 + 1 - 1 - 1 + 1 + 1 - 1 + 1 - 1 + 1] \quad (5.2)$$

Chaque élément de la séquence est associé à une période du signal de sorte qu'une séquence comporte 13 périodes du signal. Le signal modulé, envoyé en entrée du haut-parleur, est donnée à la figure 5.5a. L'amplitude du signal est conservée lorsque la valeur de la séquence est +1 et est inversée pour -1. Le signal restituée par le HP est donnée à la figure 5.5b. Des distorsions dans le signal apparaissent vers 190 ms du signal sans toutefois détériorer significativement la modulation du signal. Compte tenu des caractéristiques du signal et de sa durée, la formation de voies temporelle est privilégiée pour la localisation sur un tronçon de 30 ms du signal. Les déviations angulaire calculées pour chaque position sont représentées sur le graphe de la figure 5.6a par la courbe bleue. Les erreurs restent mineures ($\leq 15^\circ$) avec notamment l'amélioration de l'estimation de la position 3 en comparaison de celle obtenue avec le signal harmonique pur. En effet, le phénomène de repliement spatial est atténué grâce aux propriétés de la séquence de Barker comme le montre la cartographie de la puissance en sortie de formation de voies à la figure 5.6b.

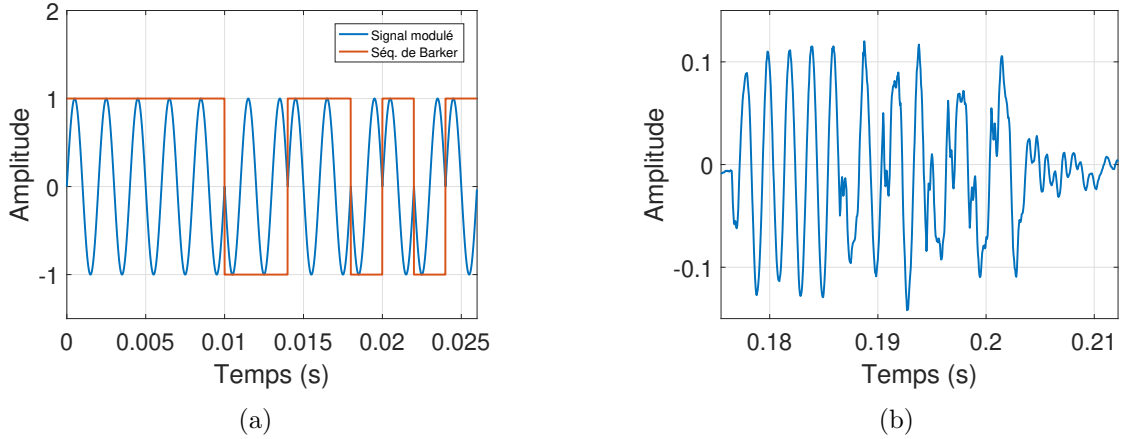


FIGURE 5.5 – (a) Signal harmonique pur modulé par une séquence de Barker de longueur 13 envoyé en entrée du HP et (b) signal mesuré en sortie de ce dernier.

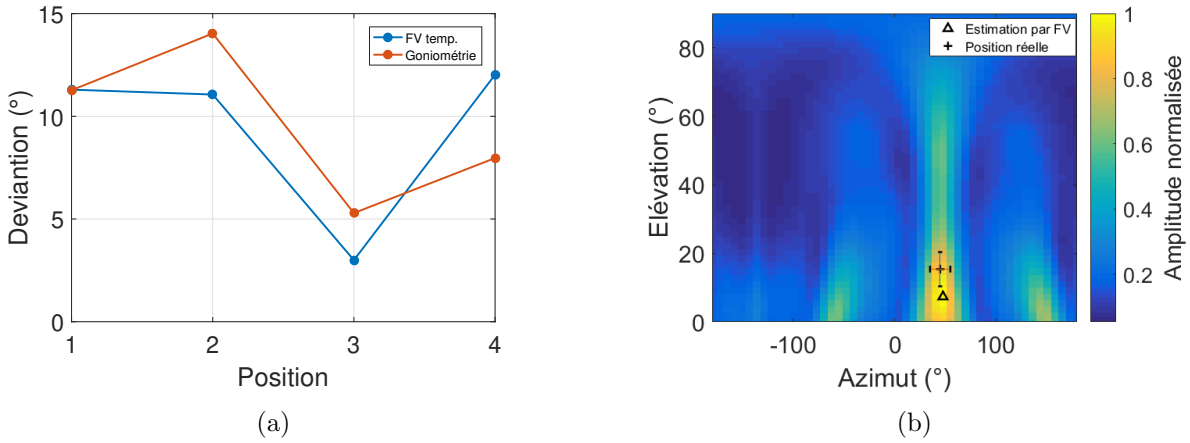


FIGURE 5.6 – (a) Erreur de localisation par formation de voies temporelle et goniométrie en matière de déviation angulaire pour chaque position du HP émettant un signal modulé par une séquence de Barker et (b) cartographie de l'énergie du signal en sortie de formation de voies (FV), pour la position 3, en fonction de l'azimut et de l'élévation visées par l'antenne.

5.1.2 Localisation par goniométrie

5.1.2.1 Signal harmonique pur

Les estimations des retards, pour la localisation par goniométrie, ont été calculées à partir de la fonction d'inter-corrélation sur des segments de signaux de 500 ms pour 4 pondérations différentes, la pondération classique ($\Phi(f) = 1$), la pondération β -PHAT, PHAT et la pondération SCOT. Les déviations angulaires pour chaque position du HP sont présentées sur le graphe de la figure 5.2a. Les erreurs d'estimation par goniométrie, plus importantes avec l'utilisation de la fonction de pondération classique (CC), en comparaison de la formation de voies, sont liées à une mauvaise estimation de certains ou de la totalité des retards. En effet, l'analyse, par exemple, des signaux entre les microphones m_0 et m_3 pour la position 3 sur la figure 5.7b, montre que le retard réel ne correspond pas au retard estimé par la fonction de corrélation. Le retard a été estimé à environ 13 échantillons d'avance ($\tau = -13$ échantillons) tandis que le décalage réel est d'environ 27 échantillons de retard ($\tau = +27$ échantillons) - la période du signal étant de 40 échantillons.

Cette ambiguïté lors de l'estimation du retard, décrit dans la section 2.4.3.2, apparaît lorsque que le retard réel est supérieur à une demi-période du signal émis. Le choix du retard associé au second pic de la fonction d'inter-corrélation, permet d'améliorer nettement la localisation du HP. Les erreurs angulaires calculées à partir des estimations corrigées sont présentées sur le graphe de la figure 5.2a par la courbe jaune (CC corrigée). Les estimations des retards sont cependant améliorées, sans apporter de correction, avec l'utilisation des fonctions de pondération β -PHAT ($\beta = 0.7$), PHAT ($\beta = 1$) et SCOT. Il est intéressant de noter que la pondération β -PHAT fournit une meilleure estimation que la pondération PHAT, avec des déviations inférieures à au moins 15.2° (position 4) pour la première contre 50.2° (position 2) pour la seconde. K. D. Donohue *et al.* [63] ont montrés que les performances de mesures par la pondération PHAT sont dégradées dans le cas de signaux à bande étroite, alors que la pondération β -PHAT permet de s'affranchir de cette limite et s'emploie aussi bien pour les signaux à bande étroite que large bande. Ils suggèrent un choix de β compris entre 0.5 et 0.7 quelque soit le type de signal. Les fonctions d'inter-corrélation pour les deux pondérations sont données respectivement par les figures 5.7c et 5.7d. L'influence du paramètre β est clairement visible sur ces graphes avec une accentuation du bruit lorsque β tend vers 1 masquant la périodicité de la fonction. En somme, La localisation par goniométrie avec une pondération β -PHAT est non seulement améliorée, mais fournit également une localisation plus précise la formation de voies.

5.1.2.2 Sinus glissant

Une des principales difficultés de localisation par goniométrie réside dans l'estimation des retards des signaux périodiques. Au contraire, lorsqu'un signal ne présente pas de périodicité ou que sa structure est suffisamment modulée, par exemple, en fréquence, alors l'estimation des retards est largement améliorée. Cependant, si le signal n'est pas suffisamment modulé, la corrélation peut échouer. Par exemple, une modulation trop lente, par rapport à la fenêtre d'analyse du sinus glissant, peut conduire à approximer ce dernier par un signal harmonique pur. Ainsi, les difficultés d'estimation du retard liées à ce type de signal seraient similaire au cas précédent. En revanche, une modulation plus importante renforcerait la corrélation des signaux, et améliorerait ainsi la localisation. Pour ces mesures, la corrélation des signaux a été calculée sur toute leur durée d'émission afin de souligner les modifications. Les déviations angulaires, calculées pour chaque position et reportées sur le graphe de la figure 5.8a, montrent d'erreurs inférieures à au moins 15° . Ces résultats soulignent l'efficacité de la méthode de goniométrie en présence de sources présentant de fortes propriétés de corrélation. En effet, le maximum de la fonction d'inter-corrélation est renforcé pour ce type de sources, permettant d'estimer correctement le retard sans l'utilisation de fonction de pondération particulière. Par exemple, la fonction d'inter-corrélation classique entre les signaux issus des microphones m_0 et m_3 , donnée à la figure 5.8b, illustre ce fait avec un maximum bien distinct de ses lobes secondaires.

5.1.2.3 Séquence de Barker

De la même manière que le sinus glissant utilisé précédemment, les signaux modulés par une séquence de Barker, construits dans le but de renforcer leur corrélation, présentent un maximum dans la fonction d'inter-corrélation bien distinct. Les retards entre les différents signaux mesurés sont ainsi estimés sans ambiguïté, conduisant à une localisation satisfaisante du HP.

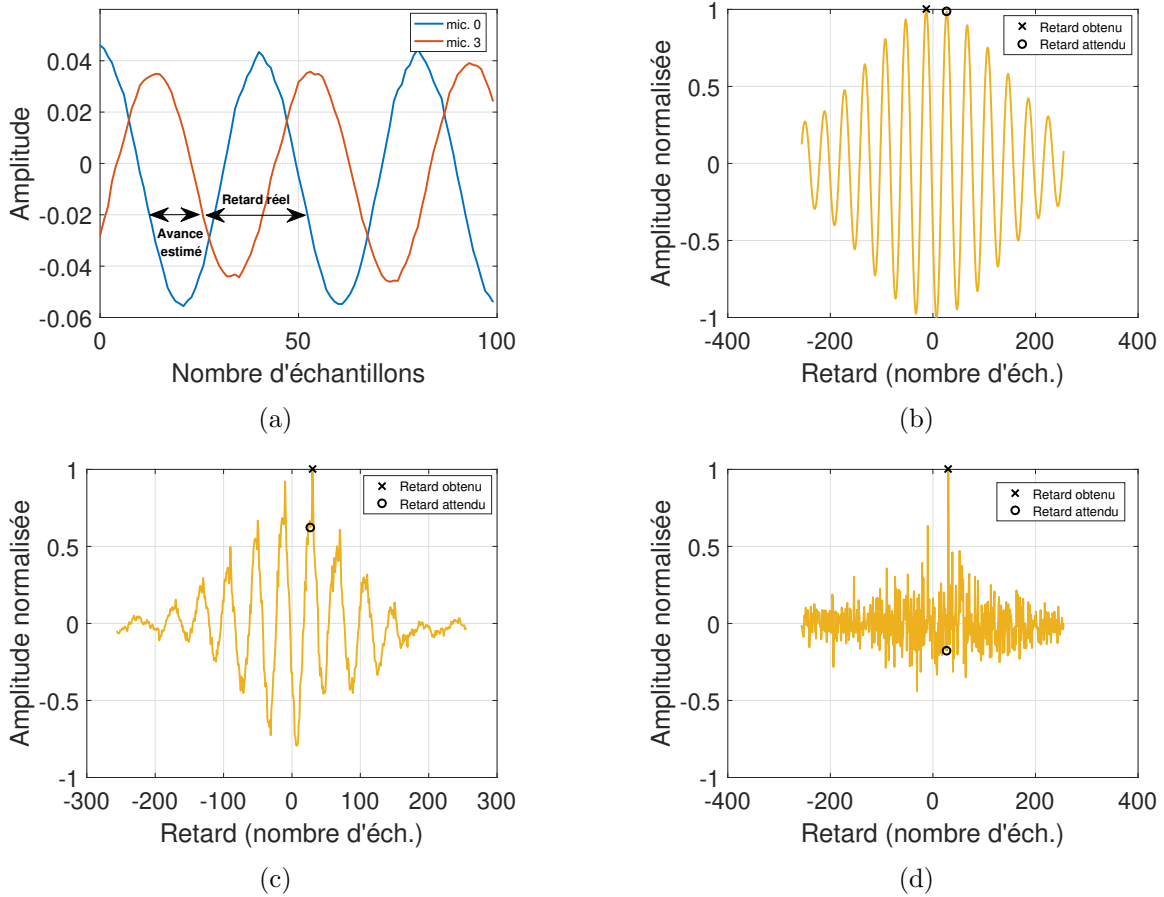


FIGURE 5.7 – (a) Signal mesuré à partir des microphones m_0 et m_3 de l'antenne pour le signal harmonique pur généré par le HP à la position 3, (b) fonction d'inter-corrélation classique entre les deux signaux, (c) fonction d'inter-corrélation avec une pondération β -PHAT ($\beta = 0.7$) et (d) fonction d'inter-corrélation avec une pondération PHAT ($\beta = 1$).

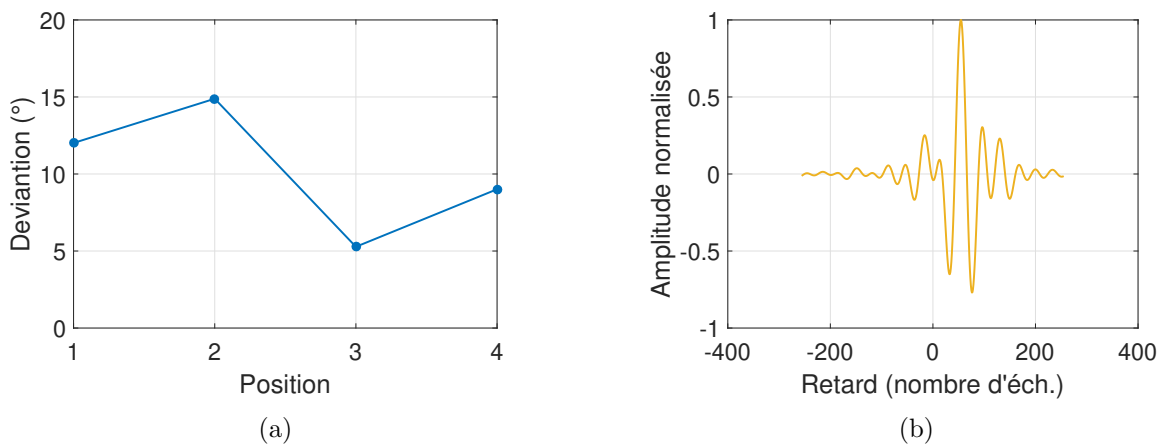


FIGURE 5.8 – (a) Erreur de localisation par goniométrie en matière de déviation angulaire pour chaque position du HP émettant un sinus glissant et (b) fonction d'inter-corrélation classique entre les signaux issus des microphones m_0 et m_3 pour la position 1.

Les déviations angulaires calculées pour chaque position du HP et représentées sur le graphe de la figure 5.6a par la courbe rouge, montrent des erreurs du même ordre de grandeur que celles calculées par formation de voies.

5.1.3 Synthèse

Cette section a présenté les mesures de localisation d'un HP émettant différents types de signaux. Le premier est un signal harmonique pur. Les résultats de localisation pour ce signal ont mis en évidence certaines difficultés à estimer la position du HP par formation de voies fréquentielle et goniométrie. En absence d'informations sur le spectre du signal à identifier, la formation de voies fréquentielle est peu adaptée. De plus, la complexité des signaux réels rencontrés en pratique ne favorise pas son utilisation. La goniométrie est, pour sa part, mise en défaut dues aux difficultés à estimer les retards entre signaux. La géométrie de l'antenne peut jouer un rôle significatif pour l'amélioration des estimations puisqu'elle fixe, selon l'équation (2.57), la fréquence maximale à laquelle le retard peut être estimée sans ambiguïté pour ce type de signaux. Cependant, la localisation, par formation de voies temporelle et goniométrie, à partir de signaux fortement modulés ont montrées des résultats satisfaisants avec des erreurs angulaires n'excédant pas les 15°.

5.2 Localisation d'une source réelle statique

L'étude présentée à la section précédente s'est focalisée sur les performances des méthodes de localisation par formation de voies et goniométrie à partir de signaux contrôlés pour une configuration simple d'antenne 3D. Elle a mis en évidence à la fois l'importance de la disposition des microphones pour localiser une source rayonnant à une certaine fréquence, mais également le choix de certains paramètres selon le type de signal émis. Des signaux peu modulés, et donc présentant de faibles propriétés de corrélation, nécessiteront, par exemple, l'utilisation de fonctions de pondération adaptées, telles que β -PHAT ou SCOT, pour améliorer la localisation par goniométrie. En revanche, des signaux fortement modulés sont idéaux pour la localisation par cette méthode. Ces méthodes sont confrontées dans cette section à un signal réel issu du petit avion de modélisme introduit à la section 3.5.1. Un des objectifs visés par ces mesures est de mettre en évidence l'influence du nombre de microphones sur la localisation. L'effet, sur la localisation par formation de voies, d'un filtrage des signaux sur la bande-passante de l'antenne est également présenté. L'antenne utilisée est identique à celle utilisée dans la section précédente. Les mesures ont été réalisées pour 5 positions de l'avion précisées sur le schéma de la figure 5.9a et reportées sur une carte, figure 5.9b, en fonction de l'azimut et de l'élévation. L'avion a été placé à une hauteur d'environ 1.7 m pour chacune des positions. Les vitesses de rotation des hélices ont été estimées, d'après la relation (3.2), à 6660 tr.min⁻¹, 6780 tr.min⁻¹, 7020 tr.min⁻¹, 8040 tr.min⁻¹ et 7770 tr.min⁻¹ respectivement pour les positions 1, 2, 3, 4 et 5. Ces vitesses correspondent à des FPP respectivement égales à 222 Hz, 226 Hz, 234 Hz, 268 Hz et 259 Hz. Chaque estimation a été réalisée à partir d'un tronçon de 500 ms du signal. La localisation de l'appareil est donc proposée pour 3 configurations. La première utilise un sous-réseau de l'antenne constituée des trois microphones les plus éloignés de chaque branche ainsi que de celui de référence. La seconde configuration considère l'ensemble des microphones de l'antenne. Pour

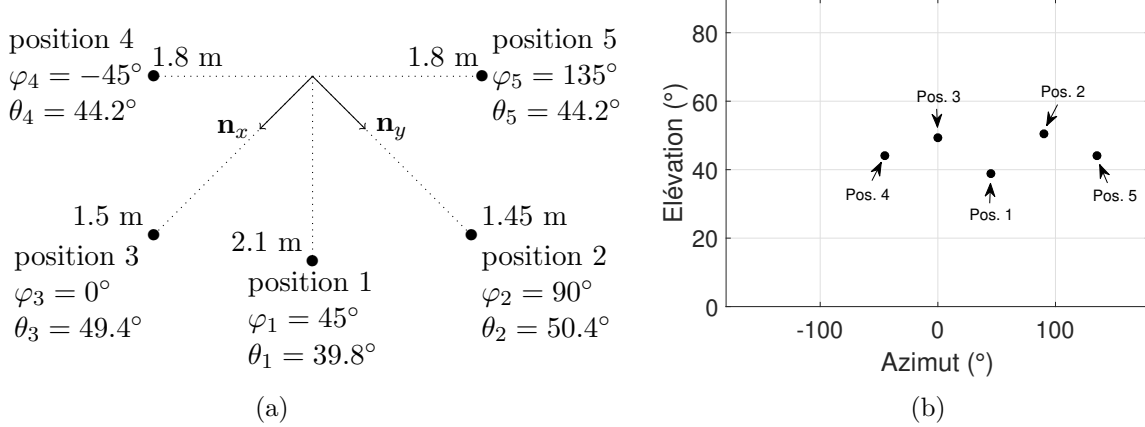


FIGURE 5.9 – (a) Schéma donnant les positions de l'avion par rapport à l'antenne acoustique en vue du dessus et (b) positions reportées sur le plan (azimut, élévation).

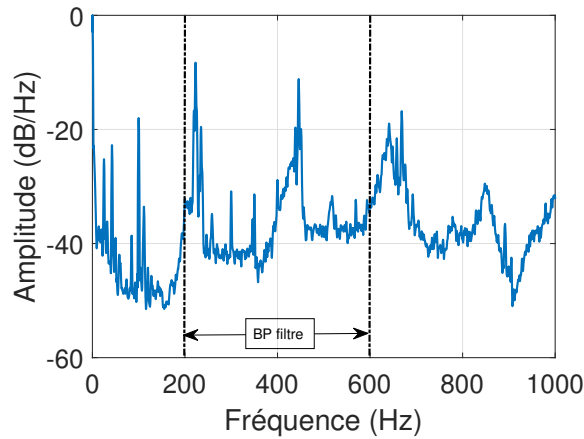


FIGURE 5.10 – Densité spectrale de puissance du signal de référence (non filtré) émis par le petit avion à la position 1 sur la plage [0 1000] Hz.

ces deux configurations, les signaux ont été pré-filtrés, pour la formation de voies, par un filtre passe-bande de Butterworth d'ordre 2 à phase nulle et de fréquences de coupure $f_{c1} = 200$ Hz et $f_{c2} = 600$ Hz afin de limiter approximativement le spectre du signal dans la bande fréquentielle d'étude de l'antenne. Les signaux mesurés pour chacune des positions comportent deux harmoniques dominants après filtrage. La DSP du signal mesuré pour la position 1 est donnée à la figure 5.10 où sont indiqués les limites de la bande-passante (BP) du filtre. Les signaux ne sont pas filtrés pour la goniométrie, puisque l'estimation des retards par la fonction d'inter-corrélation induit déjà un filtrage des signaux via la fonction de pondération $\Phi(f)$. Enfin, la dernière configuration consiste en une localisation avec les 10 microphones de l'antenne sans application du filtre passe-bande sur les signaux. Les estimations calculées en azimut et en élévation, à partir de l'antenne à 4 microphones, ainsi que les cartographies d'énergie obtenues par formation de voies, sont données à la figure 5.11. Celles de l'antenne à 10 microphones avec filtrage et sans filtrage préalable sont respectivement illustrées aux figures 5.12 et figures 5.13. Les estimations obtenues par goniométrie sont également indiquées sur les cartes d'énergie ainsi que les positions réelles de l'avion avec, pour rappel, des incertitudes sur les mesures de 10° en azimut et 5° en élévation.

5.2.1 Estimation à partir d'un sous-réseau de l'antenne

Les estimations calculées par formation de voies et goniométrie, en exploitant uniquement 4 microphones de l'antenne, montrent des erreurs importantes pour certaines positions, notamment la position 2 pour la formation de voies et les positions 2 et 5 pour la goniométrie (voir figure 5.11). Les cartes d'énergie révèlent la présence de plusieurs lobes d'énergie. Bien que la formation de voies affiche, dans la plupart des situations, un lobe principal proche de la position réelle de l'avion, la goniométrie ne permet pas de conforter les résultats. Par exemple, la localisation pour la position 4 est fortement ambiguë. En effet, la goniométrie indique une position située sur un des lobes de la formation de voies. En revanche, la localisation des positions 1 et 3 tend à renforcer la confiance sur leur estimation puisque les deux méthodes indiquent approximativement la même position. Pour la plupart des mesures, la position estimée par formation de voies se situe à proximité du lobe principal d'énergie, à l'exception de la position 2. Pour cette dernière, et à l'inverse des autres mesures, la répartition énergétique calculée ne permet pas de discerner visuellement la position de la source. En parallèle, les estimations par goniométrie sont correctes pour deux positions, à savoir les positions 1 et 3. Les estimations des positions 2 et 5 sont manifestement erronées puisque les élévations calculées sont négatives, ce qui explique pourquoi aucune indication n'est visible sur les graphes. Ces erreurs s'expliquent notamment par une mauvaise estimation du retard lors du calcul de la fonction d'inter-corrélation.

5.2.2 Estimation à partir de l'antenne complète

La localisation, à la fois par goniométrie et formation de voies, est significativement améliorée lorsque l'ensemble des microphones est utilisé (voir figure 5.12). L'ajout de microphones supplémentaires optimise la reconstruction du champ acoustique mesuré. De plus, le filtrage sur la bande passante de l'antenne est un moyen simple pour atténuer les lobes secondaires et ainsi accentuer le contraste du lobe principal aux alentours de la position de la source. Les résultats sont fortement similaires entre les deux méthodes. Il est important de souligner que la précision de localisation est directement liée à la précision sur la mesure des positions des microphones. Une étape de calibration géométrique de l'antenne (qui n'est pas appliquée ici) est parfois nécessaire pour minimiser au mieux les erreurs de localisation. Plusieurs techniques de calibration ont été proposées dans la littérature. Par exemple, il est proposé dans [64] une calibration en 2 étapes basée sur la mesure de la cohérence entre paires de signaux d'un champ diffus. La première étape consiste à estimer les distances entre paires de microphones en résolvant un problème d'optimisation qui intègre la cohérence, qui pour un champ diffus exhibe un sinus cardinal dont la forme dépend de la distance entre les microphones. Les coordonnées relatives des microphones sont ensuite déterminées par l'algorithme MDS (*Multi-Dimensional Scaling*) [65]. Une seconde méthode consiste à mesurer le temps d'arrivée de l'onde émise par une source connue sur l'ensemble des microphones [66], [67], [68]. D'autres approches utilisent les mesures des différences de temps d'arrivée et de direction d'arrivée. La référence [69] propose une synthèse détaillée de ces méthodes à laquelle le lecteur pourra se référer.

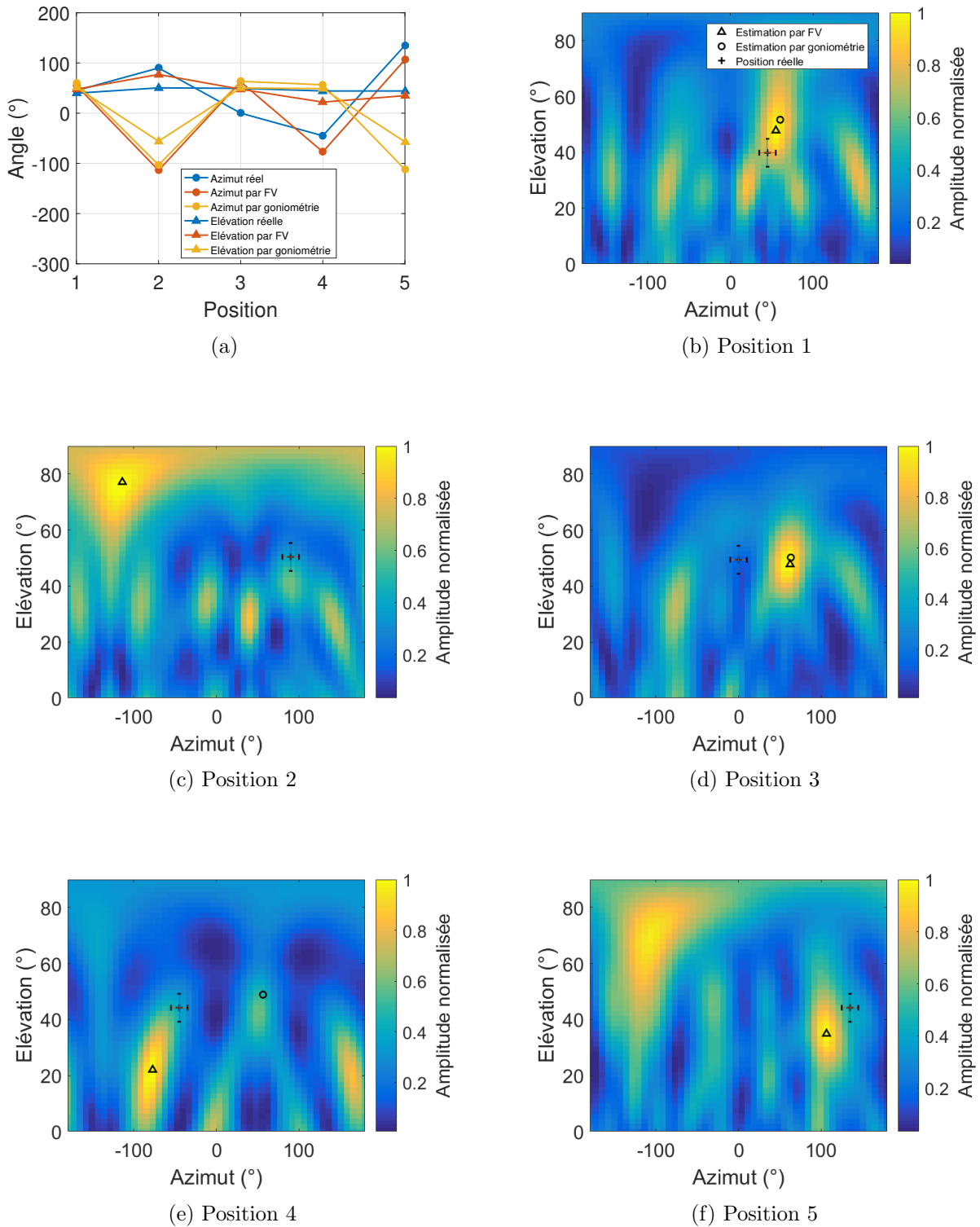


FIGURE 5.11 – (a) Estimations angulaires des positions de l'avion de modélisme, dans la salle anéchoïque, en azimut (cercle) et en élévation (triangle) par formation de voies (FV) et goniométrie à partir de 4 microphones de l'antenne. (b), (c), (d), (e) et (f) cartographies de l'énergie du signal en sortie de formation de voies pour chaque position où sont indiquées les estimations par goniométrie ainsi que les positions réelles de l'appareil. Les positions réelles de l'avion sont indiquées avec des incertitudes de $\pm 10^\circ$ et $\pm 5^\circ$ respectivement en azimut et en élévation.

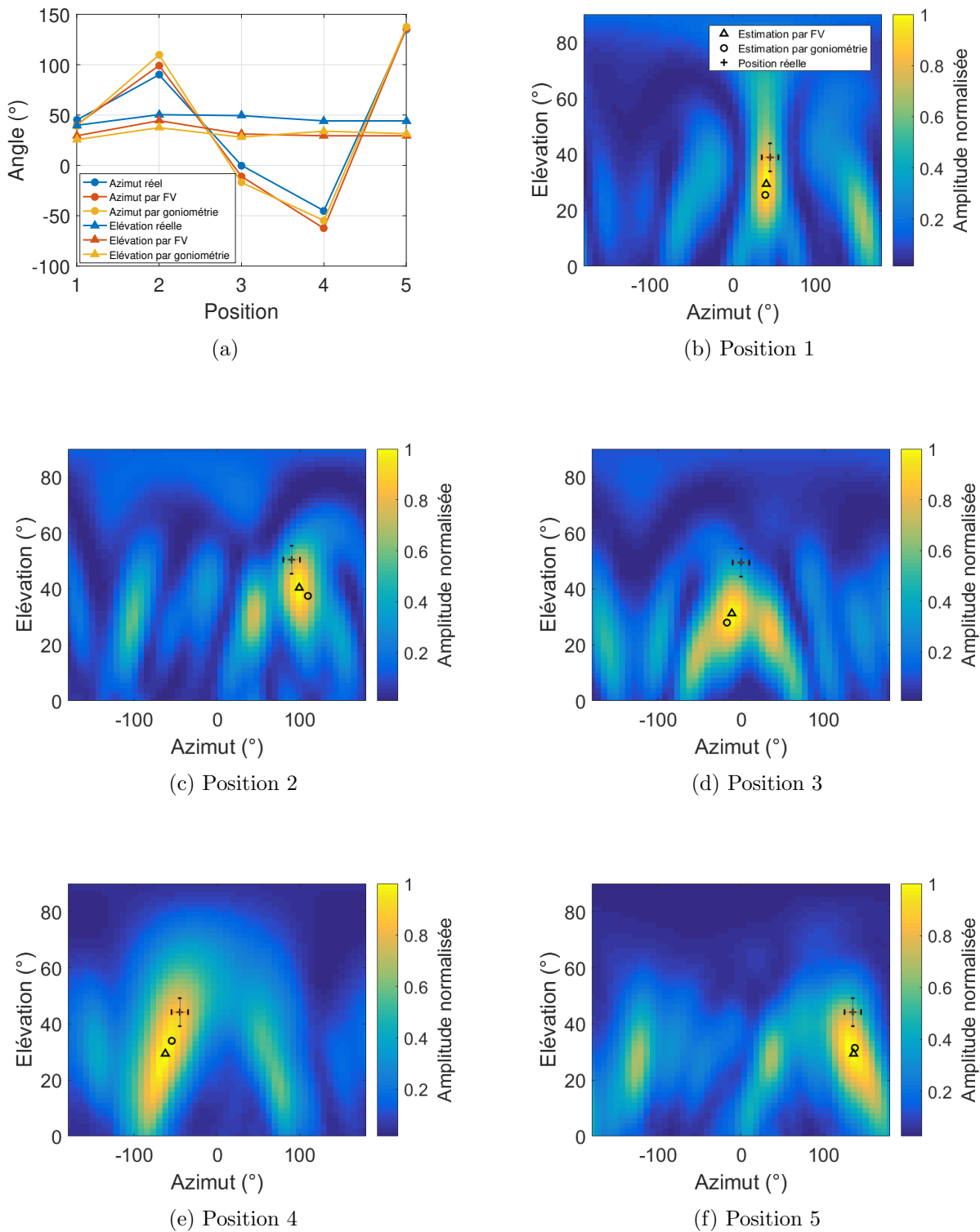


FIGURE 5.12 – (a) Estimations angulaires des positions de l'avion de modélisme, dans la salle anéchoïque, en azimut (cercle) et en élévation (triangle) par formation de voies (FV) et goniométrie à partir des 10 microphones de l'antenne. (b), (c), (d), (e) et (f) cartographies de l'énergie du signal en sortie de formation de voies pour chaque position où sont indiquées les estimations par goniométrie ainsi que les positions réelles de l'appareil. Les positions réelles de l'avion sont indiquées avec des incertitudes de $\pm 10^\circ$ et $\pm 5^\circ$ respectivement en azimut et en élévation.

5.2.3 Estimation sans filtrage des signaux

Le pré-traitement des signaux avant l'étape de localisation permet de supprimer les fréquences qui peuvent parasiter l'estimation de la position de la source. Par exemple, les cartographies de la figure 5.13, montrant les résultats de localisation à partir de l'antenne de 10 microphones, ont été calculées pour des signaux non traités. Contrairement aux cartographies de la figure 5.12, ces dernières montrent la présence d'une multitude de maxima locaux réduisant la précision de localisation, notamment pour la position 1 où la carte d'énergie ne permet pas de discerner explicitement une zone d'énergie où se trouve la source. La localisation pour la position 2 est également biaisée lorsque les signaux ne sont pas filtrés. Le pré-filtrage des signaux permet de s'affranchir des erreurs liées aux fréquences parasites qui se traduit par un *lissage* des cartes d'énergies calculées.

5.3 Localisation et suivi d'un drone quadrimoteur

Dans cette section, la localisation et le suivi du drone quadrimoteur DJI sont traités pour deux configurations d'antennes. La première est utilisée pour les mesures en salle anéchoïque où la localisation est réalisée pour une trajectoire simple du drone. La seconde est utilisée pour les mesures en extérieur où 2 trajectoires sont analysées. La première est similaire à celle effectuée en salle anéchoïque et permettra de confronter les résultats obtenus en conditions idéales. La seconde est une trajectoire plus complexe où l'appareil décrit des cercles au-dessus de l'antenne. Les objectifs de ces mesures sont de justifier l'utilisation d'une méthode particulière de filtrage pour les signaux à structure harmonique en montrant que la localisation n'est pas significativement affectée malgré une restriction assez forte du spectre du signal, puis de comparer les performances de localisation par formation de voies et goniométrie selon le filtrage appliqué. Pour mieux rendre compte de l'influence du filtrage, les estimations des retards pour la goniométrie sont calculées en utilisant une seule fonction de pondération, β -PHAT avec $\beta = 0.7$. Le traitement des signaux à partir des filtres passe-bande à phase nulle est réalisé avec un facteur de qualité $Q = 20$.

5.3.1 Mesures en salle anéchoïque

Les mesures entreprises en salle anéchoïque sur le drone DJI ont pour but de valider la méthode de filtrage des signaux à structure harmonique, décrite à la section 4.3, typique de la signature acoustique des drones. Une trajectoire simple suivie par l'appareil est réalisée. Il s'agit d'une trajectoire rectiligne verticale où le drone décolle du sol pour atteindre une hauteur d'environ 3.5 m avant de se stabiliser quelques secondes puis d'amorcer sa descente et de se poser à nouveau au sol, au point de décollage. Le point de décollage est placé face à l'antenne à environ 45° azimutal et à une distance de 3 m du microphone de référence. La position de référence du drone est estimée à partir des données mesurées au décimètre. La vitesse de déplacement de l'appareil est approximativement constante sur la durée totale du vol (environ 27 s). La fréquence d'échantillonnage a été fixée à 30 kHz. D'après la position du drone mesurée avant le vol et l'estimation de la hauteur atteinte, l'élévation attendue à son point le plus haut est d'environ 49.4° . L'azimut du drone est approximativement constant pendant tout le vol ($\sim 48^\circ$). La localisation de l'appareil par formation de voies et goniométrie a été réalisée respectivement sur des fenêtres de durées $T = 150$ ms et $T = 500$ ms, soient 180 et 54 estimations. Une fenêtre

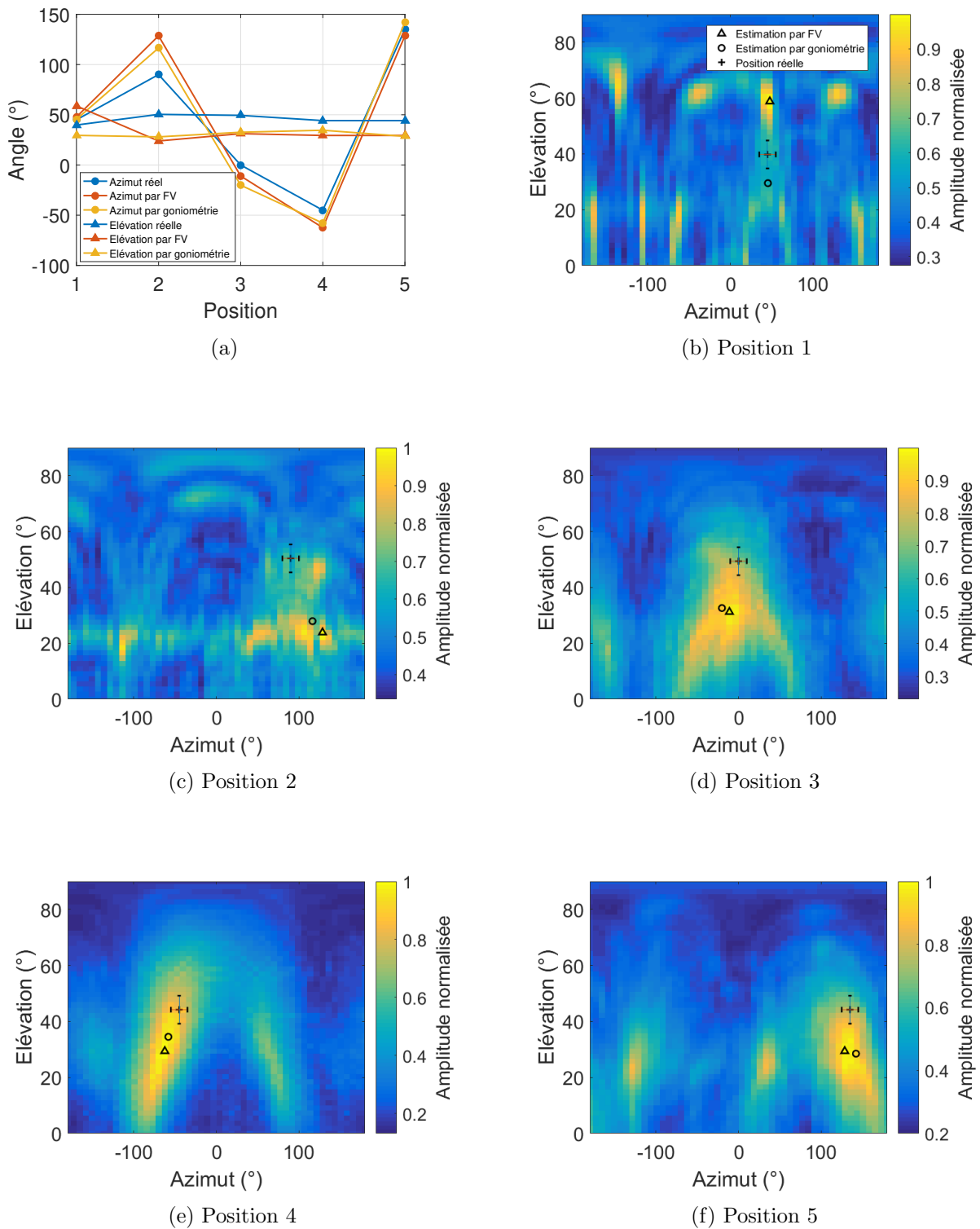


FIGURE 5.13 – (a) Estimations angulaires des positions de l'avion de modélisme, dans la salle anéchoïque, en azimut (cercle) et en élévation (triangle) par formation de voies (FV) et goniométrie à partir des 10 microphones de l'antenne sans pré-filtrage des signaux. (b), (c), (d), (e) et (f) cartographies de l'énergie du signal en sortie de formation de voies pour chaque position où sont indiquées les estimations par goniométrie ainsi que les positions réelles de l'appareil. Les positions réelles de l'avion sont indiquées avec des incertitudes de $\pm 10^\circ$ et $\pm 5^\circ$ respectivement en azimut et en élévation.

plus grande est utilisée pour la goniométrie afin d'avoir un biais le plus faible possible sur la mesure de retard par la fonction d'inter-corrélation. Une première phase de mesures présente les résultats de localisation et de suivi 3D, par formation de voies, lorsque le pré-filtrage des signaux mesurés est appliqué, validant ainsi l'approche proposée. Une seconde phase permet ensuite de quantifier les erreurs liées au pré-filtrage sur la localisation angulaire de l'appareil pour les deux méthodes. Pour ces mesures, la disposition des microphones de l'antenne a été modifiée pour cibler la bande-passante [404.2, 2143.8] Hz :

$$\mathcal{A}_{\text{anécho}} : \begin{cases} l_1 = 8 \text{ cm,} \\ l_2 = 20 \text{ cm,} \\ l_3 = 60 \text{ cm.} \end{cases} \quad (5.3)$$

5.3.1.1 Localisation et suivi 3D de la trajectoire par formation de voies

Malgré les éléments de mesures (spectre et dimensions de la source, distance source-antenne) qui suggèrent un modèle de propagation en ondes planes, celui des ondes sphériques est adopté pour la formation de voies afin d'obtenir une estimation de la position de l'appareil dans l'espace 3D. Ce choix de modèle n'altère pas de façon notable, comme expliqué à la section 4.4.3, les estimations sur les angles. Un maillage volumique est donc construit. Ces dimensions sont $V_0 = 5 \times 5 \times 5 \text{ m}^3$ permettant d'inclure la trajectoire globale de l'appareil sur toute la durée du vol. Le volume d'incertitude V_u pour la localisation de la source a été fixée à 1 cm^3 . Les résultats des estimations de localisation et de suivi sont données à la fois pour les signaux filtrés uniquement sur la bande-passante de l'antenne (filtrage « BP »), et pour ceux dont les 4 premiers harmoniques ont été sélectionnés (filtrage « 4H »). Les DSP du signal de référence et ses versions filtrées sur un segment de 150 ms sont données à la figure 5.14. Les résultats de localisation sont reportés sur les graphes de la figure 5.15 pour 2 représentations. La première est une représentation 3D des coordonnées cartésiennes et la suivante une représentation 2D des coordonnées sphériques en fonction du temps. Un filtre de Kalman d'ordre 2 (voir section 2.5.1) est appliqué avec $\sigma_e^2 = 0.75$, $\sigma_{m,x}^2 = 0.01$ et $\mathbf{E}_0 = [3 \ 3 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$. Les erreurs moyennes et écart-types en matière d'azimut, d'élévation et de distance sont calculés pour les estimations obtenues pour les deux filtrages mais également avec et sans application du filtre de Kalman. Les données sont reportées sur le tableau 5.1.

Les erreurs moyennes, en azimut et en élévation, obtenues par formation de voies seule, c'est-à-dire sans application du filtre de Kalman, sont sensiblement identiques avec 2.7° en azimut et 2.5° en élévation, pour la localisation à partir des signaux filtrés sur la bande-passante de l'antenne, contre 2.3° et 2.5° à partir des signaux filtrés conservant uniquement 4 harmoniques. En revanche, les différences des erreurs moyennes sur les estimations de la distance sont beaucoup plus importantes avec près d'un facteur 3 entre les deux filtrages. Les estimations angulaires obtenues après l'application du filtre de Kalman présentent de légères erreurs, par rapport à la position de référence, avec des erreurs moyennes inférieures à 2.5° en azimut et 2.1° en élévation pour le filtrage BP, contre 2.0° en azimut et 2.3° en élévation pour le filtrage 4H. La localisation souffre d'une faible précision sur l'estimation de la distance malgré le filtre de Kalman avec une erreur moyenne de 0.45 m et 1.2 m respectivement pour les filtrages BP et 4H. Les écarts-types des erreurs sur la distance sont accentués entre les estimations sans et avec application du filtre

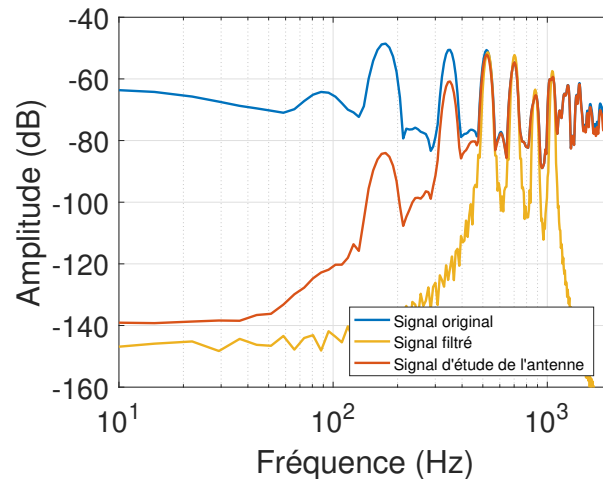


FIGURE 5.14 – Densités spectrales de puissance du signal d’origine (signal original), de sa version filtrée dans la bande-passante de l’antenne (filtrage BP) et de sa version filtrée pour la localisation (filtrage 4H) obtenues à partir du microphone de référence de l’antenne dans la chambre anéchoïque sur la bande [10, 5000] Hz.

de Kalman, tandis que les écarts-types en azimuth et en élévation sont, quant à eux, du même ordre de grandeur. Le filtre de Kalman permet de *lisser* les estimations sans toutefois altérer significativement les erreurs. La précision de la localisation se dégrade légèrement en matière d’angles, mais de façon plus importante pour la distance, lorsque le filtrage est appliqué, ce qui peut s’expliquer par la variation d’amplitude induite par le filtre. En effet, la mesure de la distance est particulièrement sensible aux différences d’amplitude entre les signaux. Or, le filtrage induit forcément une atténuation de l’énergie des signaux puisqu’il limite la bande spectrale, impliquant alors une dégradation de l’estimation de la distance. Ces résultats permettent néanmoins de conforter l’approche proposée pour la localisation et le suivi de drones avec un filtrage adapté. Effectivement, le filtrage proposé permet d’extraire de façon simple une partie du spectre d’un drone. Il est donc possible d’envisager une localisation angulaire et un suivi de plusieurs drones en se limitant seulement à quelques harmoniques de leur spectre sans perdre significativement en précision comme cela a été suggéré à la section 4.4.2. Enfin, le suivi est en plus affiné avec l’utilisation d’un filtre de Kalman. Une analyse supplémentaire est proposée pour quantifier les erreurs de localisation par formation de voies et goniométrie, en matière d’angles uniquement, pour plusieurs filtres permettant de sélectionner jusqu’à 6 harmoniques compris dans la bande-passante de l’antenne.

5.3.1.2 Quantification de l’impact du pré-filtrage des signaux sur la localisation angulaire

Dans cette section, l’influence du filtrage des signaux sur les estimations de localisation angulaire est analysée. Les signaux mesurés sont pré-filtrés afin d’isoler un certain nombre d’harmoniques, entre 1 à 6 compris dans la bande-passante de l’antenne. Un calcul où les signaux sont seulement limités à la bande-passante de l’antenne est également traité. Pour chaque filtrage et pour les deux méthodes de localisation (formation de voies et goniométrie), les estimations sont comparées aux positions de référence. Les erreurs, calculées en matière de déviation angulaires par rapport à la position de référence, conduisent aux histogrammes de la figure 5.16 où les

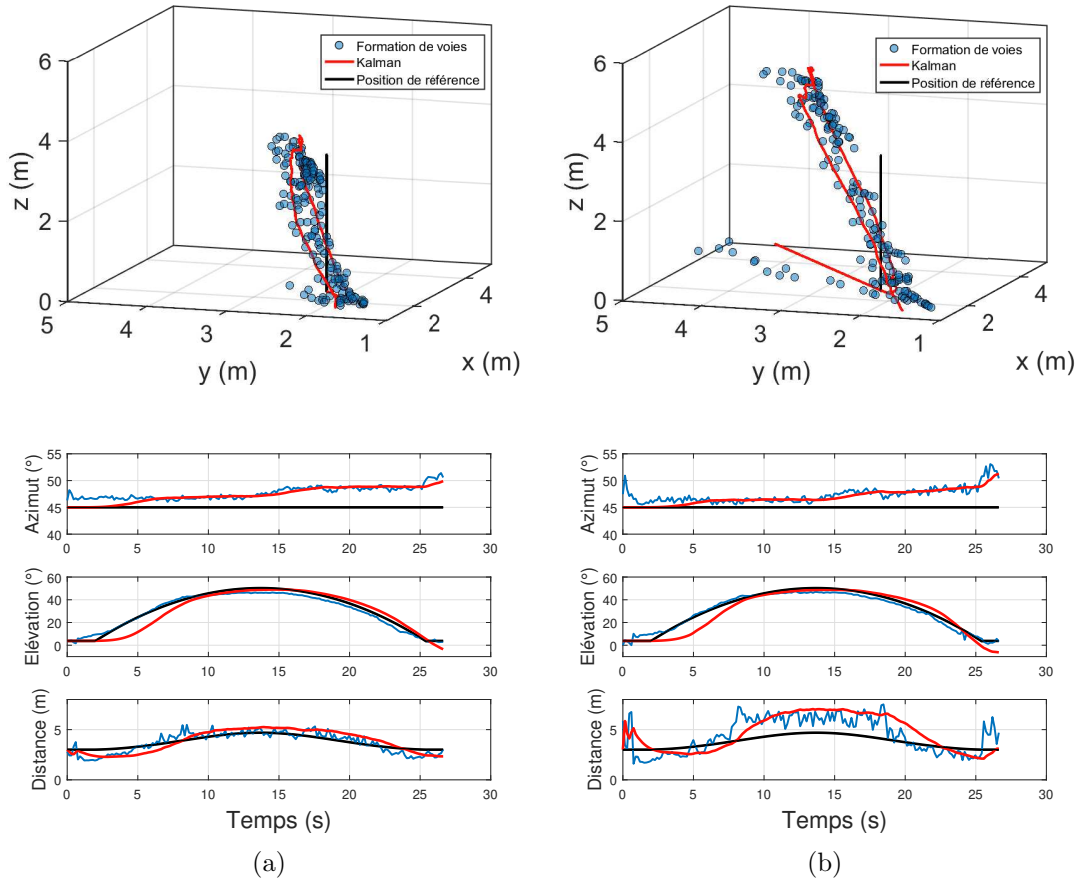


FIGURE 5.15 – Résultats de la localisation 3D du drone par formation de voies temporelle (bleu), des estimations en sortie du filtre de Kalman (rouge) et de la position de référence (noir) à partir des signaux (a) filtrés sur la bande-passante de l’antenne et (b) filtrés pour conserver les 4 premiers harmoniques compris dans la bande-passante de l’antenne. (Haut) Représentations 3D des coordonnées cartésiennes et (bas) représentations 2D des coordonnées sphériques en fonction du temps.

erreurs sont regroupées par intervalles d’erreurs de 10° . Ces histogrammes mettent en évidence l’influence du nombre d’harmoniques sélectionnés sur la précision de localisation. Les résultats montrent pour les deux méthodes que les erreurs de localisation sont plus importantes lorsqu’un seul harmonique est considéré dans les signaux mesurés. Dans le cas de la formation de voies, près de 22.6% des estimations en azimut et 10.7% en élévation ont un écart angulaire de plus de 10° par rapport à la position de référence. Ces pourcentages diminuent au fur et à mesure que le nombre d’harmoniques considéré augmente, chutant à environ 5.1% en azimut et 5.6% en élévation lorsque 5 harmoniques sont sélectionnés : près de 94.9% et 94.4% des estimations, respectivement en azimut et en élévation, ont une erreur inférieure à 10° . Pour la goniométrie, les pourcentages d’estimations ayant un écart angulaire supérieure à 10° , respectivement en azimut et en élévation, sont de 58.5% et 66%. Cette différence s’explique par la difficulté à estimer les retards pour 1 harmonique, pour lequel le signal peut être assimilé à un signal harmonique pur (bande très étroite). Dans ce cas, la corrélation du signal n’est pas optimal et conduit à des biais sur l’estimation des retards. La précision de localisation augmente de façon significative entre 1 et 2 harmoniques et tend à se stabiliser à un certain seuil au-delà de 3 harmoniques. Il est intéressant de noter que la précision de localisation n’est pas significativement altérée,

TABLE 5.1 – Moyennes et écarts-types des erreurs de localisation par formation de voies du drone DJI pour les mesures en salle anéchoïque pour les filtrages BP et 4H, sans et avec application du filtre de Kalman.

		Sans Kalman		Avec Kalman	
Filtrage :		BP	4H	BP	4H
Moyenne	Azimut (°)	2.7	2.3	2.5	2.0
	Élévation (°)	2.5	2.5	2.1	2.3
	Distance (m)	0.43	1.2	0.45	1.2
Écart-type	Azimut (°)	1.1	1.4	1.2	1.3
	Élévation (°)	1.4	1.5	1.7	2.1
	Distance (m)	0.32	0.87	0.42	0.82

pour les deux méthodes, lorsque les signaux sont filtrés pour conserver uniquement quelques harmoniques (au moins 3). Cette propriété peut être exploitée pour la localisation de sources en présence de plusieurs drones. Par exemple, dans le cas où deux drones sont présents dans l'espace de surveillance, un traitement par filtrage peut permettre d'isoler le signal audio d'un des drones, dès lors qu'ils ne partagent pas la même bande de fréquences, puis de réaliser la localisation en conservant uniquement les premiers harmoniques du signal qui sont généralement bien distincts et plus simples à extraire. Des complications peuvent apparaître lorsque les appareils sont du même type. Dans ce cas de figure, il est nécessaire d'exploiter le fait que ces appareils ne suivent pas, la plupart du temps, le même trajet et ne possèdent pas toujours la même vitesse de déplacement. En tirant profit de ces différences, il doit être possible d'identifier dans le spectre du signal mesuré les harmoniques des différents appareils.

5.3.2 Mesures en extérieur

Les mesures de localisation en extérieur sont réalisées pour 2 trajectoires et visent à confronter les résultats obtenus, en conditions réelles, à ceux en condition anéchoïque. La première trajectoire est similaire à celle exécutée en salle anéchoïque. Le drone est placé à une distance d'environ 10,4 m en face de l'antenne et vole verticalement jusqu'à une hauteur d'environ 5 m avec une vitesse constante, se stabilise rapidement avant d'amorcer sa descente à son point de décollage. La seconde trajectoire, plus complexe, a été réalisée sans restriction particulière de vol (vitesse, accélération, chemin) afin de simuler une situation réelle d'utilisation. Le drone a exécuté des mouvements approximativement circulaires au-dessus de l'antenne. Les positions du drone sont collectées à l'aide d'un GPS embarqué. Les coordonnées cartésiennes x, y du drone sont calculées en utilisant ses positions de latitude et de longitude et celles de l'antenne acoustique. La coordonnée z est donnée par un capteur intégré au drone. Les coordonnées cartésiennes sont ensuite converties en coordonnées sphériques pour obtenir les angles d'azimut et d'élévation ainsi que la distance du drone à l'antenne au cours du temps. Les coordonnées GPS de l'antenne sont estimées à l'aide d'une application mobile. Il faut noter que les coordonnées GPS sont peu précises, de l'ordre de quelques mètres, induisant un biais systématique entre ces coordonnées et les estimations. Ce biais est supprimé des mesures en ajustant directement les coordonnées GPS pour minimiser les erreurs moyennes calculées à partir des estimations obtenues. Pour les deux trajectoires, le drone est localisé sur des fenêtres temporelles de durée 150 ms pour la formation de voies et 500 ms pour la goniométrie. La pondération β -PHAT est retenue pour les

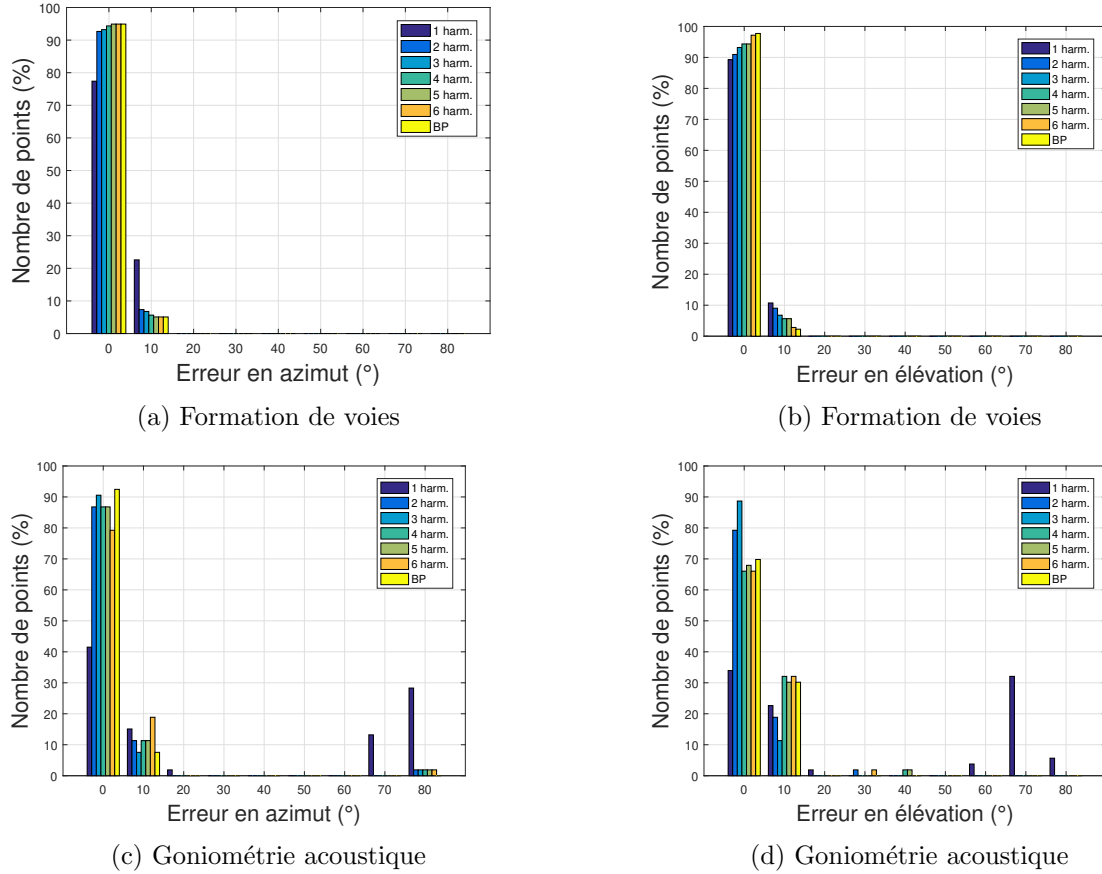


FIGURE 5.16 – Histogrammes des erreurs de localisation du drone par formation de voies [(a), (b)] et goniométrie [(c), (d)] après filtrage pour différentes harmoniques sélectionnées et sur la bande-passante (BP) de l’antenne dans $[0^\circ, 80^\circ]$ et par intervalle de 10° en azimut (gauche) et en élévation (droite) pour les mesures en salle anéchoïque.

estimations des retards par corrélation avec $\beta = 0.7$. Le volume de la grille de recherche pour la formation de voies est ajusté à $V_0 = 25 \times 25 \times 15 \text{ m}^3$ puis $V_0 = 70 \times 40 \times 25 \text{ m}^3$ afin d’englober respectivement la première et la seconde trajectoire effectuées par le drone. Les estimations de localisation sont calculées pour plusieurs filtrages appliqués en amont pour garder uniquement les harmoniques désirés compris dans la bande passante de l’antenne. Les durées d’acquisition des trajectoires sont respectivement de 49,6 s pour la première et de 33.5 s pour la seconde. La présentation des résultats s’organise de la manière suivante. Pour chacune des trajectoire, les résultats obtenus à partir des méthodes de formation de voies et de goniométrie sont, dans un premier temps, confrontées uniquement sur les estimations angulaires de la source. Les résultats de localisation et de suivi 3D sont, dans un deuxième temps, présentés. Seule la formation de voies est utilisée (pour rappel, la méthode de goniométrie proposée ne permet pas une estimation de la distance). La disposition des microphones sur l’antenne a été modifiée pour ces mesures. La nouvelle disposition permet d’élargir la bande passante de l’antenne à $[220.5, 3430] \text{ Hz}$. Ce choix s’explique par le souhait de vouloir considérer plus d’harmoniques dans la bande-passante.

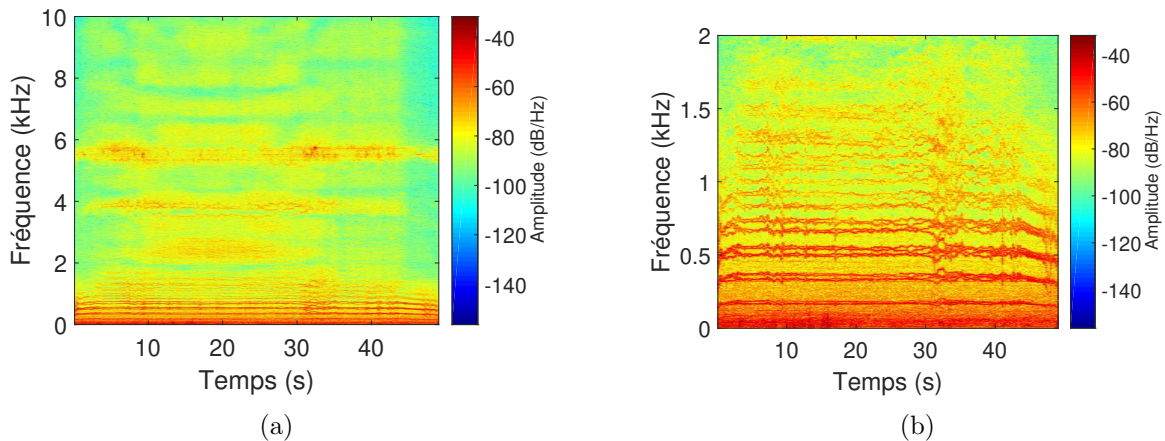


FIGURE 5.17 – Spectrogrammes du signal de référence pour la mesure de la trajectoire verticale en extérieur calculés (a) sur la plage [0 10] kHz et (b) sur la plage [0 2] kHz.

Les nouvelles dimensions de l’antenne sont :

$$\mathcal{A}_{\text{exté.}} : \begin{cases} l_1 = 5\text{cm}, \\ l_2 = 20\text{cm}, \\ l_3 = 110\text{ cm.} \end{cases} \quad (5.4)$$

5.3.2.1 Trajectoire verticale

5.3.2.1.a Conditions de mesures

Les mesures pour cette trajectoire ont été réalisées par temps calme : aucune source de bruit parasite d’origine humaine ou autre (chant d’oiseaux par exemple) n’a été identifiée durant l’acquisition des données. Les spectrogrammes du signal de référence sur la plage [0 10] kHz et [0 2] kHz sont données à la figure 5.17. Le signal présente une succession d’harmoniques jusqu’à environ 1.5 kHz. Les quelques variations de fréquences observables sont dues aux changements de régime des moteurs pour ajuster la stabilité de l’appareil en vol.

5.3.2.1.b Estimations angulaires

Dans ce paragraphe, les estimations en matière d’angles, calculées par formation de voies et goniométrie, sont présentées et comparées à celles obtenues en salle anéchoïque. Le même protocole de traitement est donc utilisé. Les erreurs sur les estimations, obtenues comme étant les écarts entre les estimations et la position de référence, sont regroupées par intervalles d’erreurs de 10° , pour chaque filtrage, conduisant aux histogrammes de la figure 5.18. Les erreurs sont sensiblement identiques à celles obtenues en salle anéchoïque, avec toutefois une dégradation plus importante de la localisation lorsqu’un seul harmonique est sélectionné (formation de voies et goniométrie confondues). Elles diminuent de façon brutale entre 1 et 2 harmoniques. Moins de 20% des estimations ont une erreur de plus de 10° dès la 3ème harmonique pour les deux méthodes en azimuth et en élévation. Ces résultats permettent de valider les méthodes de localisation utilisées pour l’estimation des angles à partir de signaux réels en extérieur dans une situation de vol simple à vitesse modérée. L’estimation de la distance fait l’objet d’une discussion à part puisqu’elle n’est mesurée qu’à partir de la méthode de formation de voies.

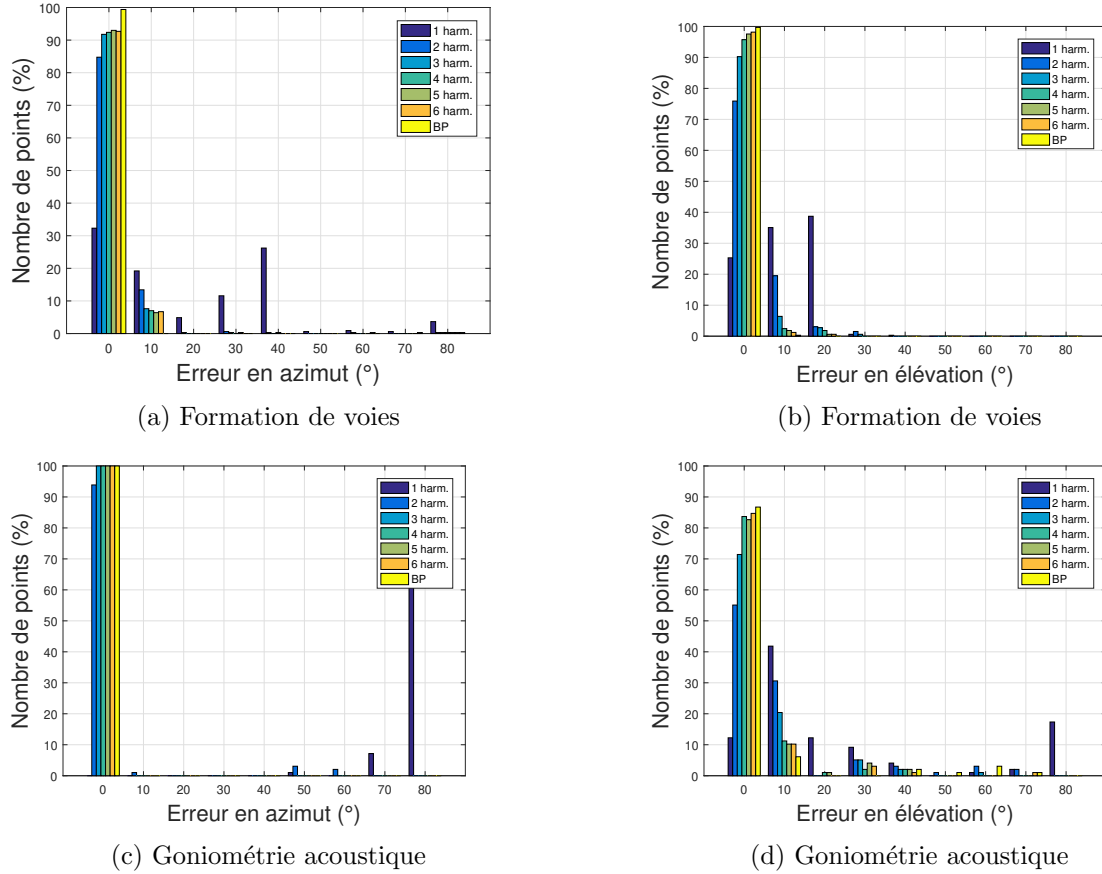


FIGURE 5.18 – Histogrammes des erreurs de localisation du drone par formation de voies [(a), (b)] et goniométrie [(c), (d)] après filtrage pour différents harmoniques sélectionnés et sur la bande passante (BP) de l’antenne dans $[0^\circ, 80^\circ]$ et par intervalles de 10° en azimut (gauche) et en élévation (droite) pour la mesure de la trajectoire verticale réalisée en extérieur.

5.3.2.1.c Localisation et suivi 3D par formation de voies

Les erreurs sur l’estimation de la distance en fonction du filtrage sont fournies par l’histogramme de la figure 5.19a où elles sont regroupées par intervalles de 1 m et limitées à 10 m. Tout comme les résultats portant sur les estimations angulaires, les erreurs sur l’estimation de la distance source-antenne diminuent lorsque le nombre d’harmoniques sélectionnés augmente. La méthode montre une limitation évidente quand un seul harmonique est retenu avec plus de 90% des estimations indiquant une erreur comprise entre 9 et 10 m (à savoir que la source est située à environ 10 m de l’antenne). Dans les autres cas, au moins 79% des estimations ont une erreur inférieure à 3 m. Ce nombre augmente légèrement lorsqu’un filtre de Kalman est appliqué, comme le montre l’histogramme de la figure 5.19b, atteignant environ 80.5%. Le filtre de Kalman a été appliqué avec les paramètres $\sigma_e^2 = 0.75$ et $\sigma_{m,x}^2 = 0.01$. Bien que l’application d’un filtre de Kalman ne semble pas réduire significativement les erreurs, il permet néanmoins de réduire l’étalement des estimations ayant une erreur entre 3 et 10 m, ce qui se traduit par un lissage des données visible sur les graphes de la figure 5.20 où sont présentés les résultats de localisation et de suivi pour deux filtrages spectraux différents, l’un conservant 2 harmoniques et l’autre 5. Le lissage par le filtrage de Kalman permet d’améliorer considérablement la lecture du déplacement de l’appareil au cours du temps.

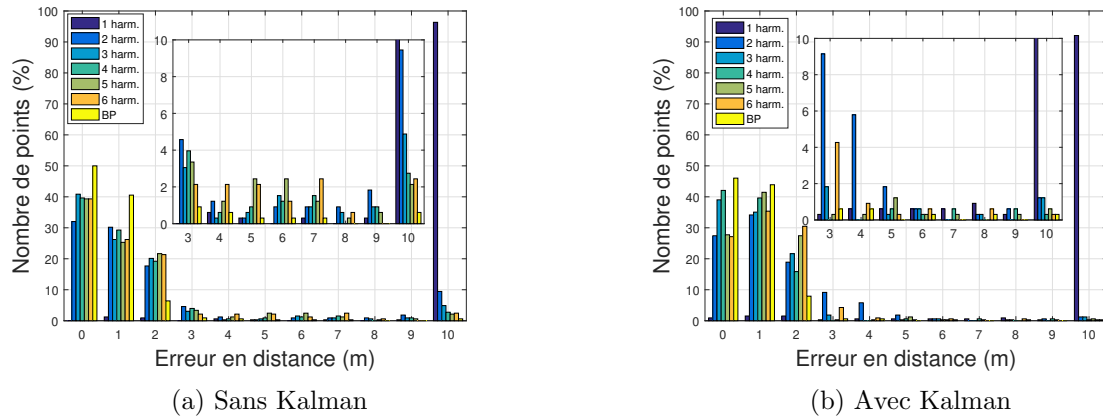


FIGURE 5.19 – Histogrammes des erreurs de localisation pour la trajectoire verticale en extérieur du drone par formation de voies après filtrage pour différents harmoniques sélectionnés et sur la bande passante (BP) de l’antenne dans $[0, 10]$ m et par intervalles de 1 m pour la mesure de la trajectoire verticale en extérieur (a) sans filtrage de Kalman et (b) avec filtrage de Kalman.

5.3.2.2 Trajectoire circulaire

5.3.2.2.a Conditions de mesures

Les mesures pour cette trajectoire ont été réalisées par temps calme mais en présence de sources de bruit parasite liées aux passages de véhicules sur une voie de circulation, proche du site de mesures, à des fréquences inférieures à 100 Hz et aux sifflements d’oiseaux (aux alentours de 4kHz). Les spectres de ces bruits se situent en dehors de la bande passante de l’antenne et ont donc peu d’influence sur les traitements des signaux. Les spectrogrammes du signal de référence sur la plage $[0, 10]$ kHz et $[0, 2]$ kHz sont donnés à la figure 5.21. Des modulations de fréquences provenant de l’effet Doppler induit par le déplacement de l’appareil sont clairement visible sur les spectrogrammes. Le déplacement relativement complexe du drone induit de fortes variations du régime des moteurs qui se traduit par de fortes variations des harmoniques visibles sur le spectrogramme de la figure 5.21b.

5.3.2.2.b Estimations angulaires

Tout comme les résultats présentés à la section précédente, les erreurs sur les estimations sont regroupées par intervalles d’erreurs de 10° , pour chaque filtrage, et limitées à 90° , conduisant aux histogrammes de la figure 5.22. À l’exception du filtrage conservant uniquement le premier harmonique, le profil des erreurs est approximativement identique pour chaque filtrage. Il faut noter cependant que l’angle d’azimut est estimé avec un biais important et systématique pour chaque filtrage. Plusieurs éléments peuvent expliquer ces erreurs. D’une part, les changements rapides de régime des moteurs mettent parfois en défaut la détection du fondamental du signal induisant des erreurs de localisation évidentes puisque le traitement des signaux est biaisé. D’autre part, la faible précision des coordonnées GPS et la synchronisation des données conduisent à un ajout d’erreur évident sur les mesures. L’impact d’un mauvais RSB est écarté puisque ce dernier est estimé à environ 30 dB. Le biais sur l’angle d’élévation a pu être minimisé, mais celui de l’angle d’azimut est plus difficile à traiter. Au regard des résultats tracés sur les graphes de la figure 5.23, où sont présentés les estimations de localisation pour deux filtres, l’un permettant de conserver

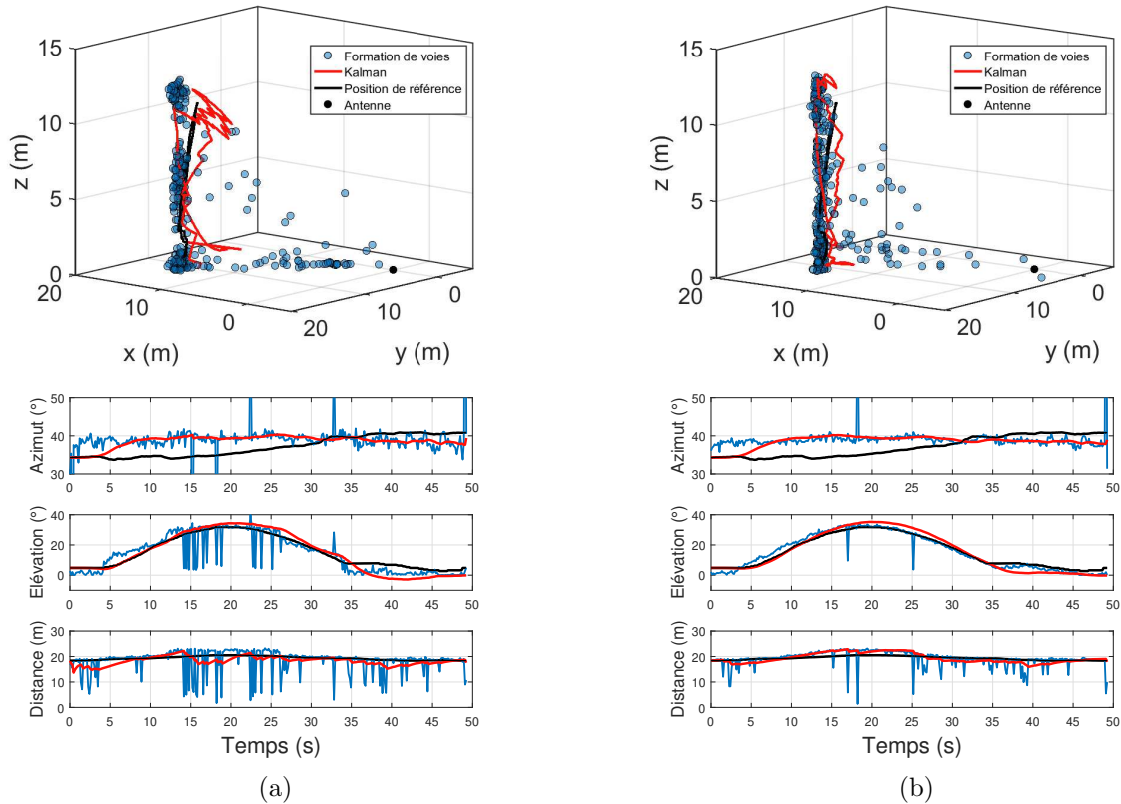


FIGURE 5.20 – Résultats de la localisation 3D pour la trajectoire verticale en extérieur du drone par formation de voies temporelle (bleu), des estimations en sortie du filtre de Kalman (rouge) et de la position de référence (noir) à partir des signaux filtrés pour conserver (a) les 2 premiers harmoniques et (b) les 5 premiers harmoniques compris dans la bande-passante de l'antenne. (Haut) Représentations 3D des coordonnées cartésiennes et (bas) représentations 2D des coordonnées sphériques en fonction du temps.

4 harmoniques et l'autre limitant le spectre à la bande passante de l'antenne, le suivi angulaire en azimut et en élévation de l'appareil est rendu possible avec l'utilisation d'un filtre de Kalman et présente un résultat assez satisfaisant. Les paramètres du filtre de Kalman sont identiques à ceux utilisés pour la trajectoire précédente. Les estimations de localisation sont beaucoup moins bruitées sans l'utilisation du traitement d'extraction des harmoniques, qui montre, dans cette situation, ses limites face aux variations rapides des harmoniques du signal.

5.3.2.2.c Localisation et suivi 3D par formation de voies

Les erreurs sur l'estimation de la distance en fonction du filtrage des harmoniques et sans application du filtre de Kalman sont fournies par l'histogramme de la figure 5.24a, où elles sont regroupées par intervalles de 1 m et limitées à 30 m. Contrairement aux estimations de la trajectoire précédente, la distance source-antenne n'est clairement pas estimée correctement. Elle empêcherait le suivi 3D de l'appareil. Bien que le filtre de Kalman permet de réduire la médiane des erreurs, mis en évidence par l'histogramme de la figure 5.24b, il n'est pas suffisant pour assurer une estimation correcte de la distance au cours du temps. Pour mieux comprendre l'origine de ces erreurs, une simulation numérique est réalisée. Une source virtuelle, dont le signal est basé sur le modèle proposé par l'équation (4.9), est modélisée avec un RSB de 30 dB

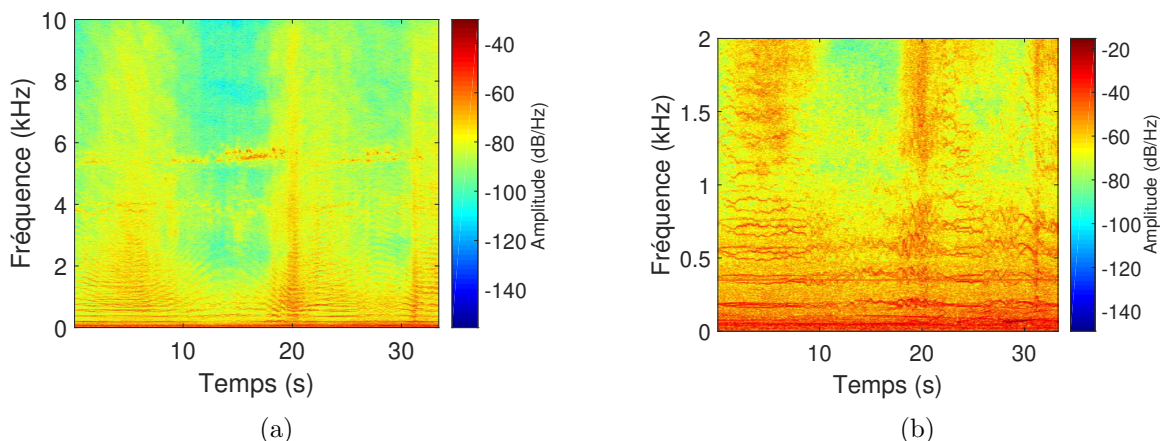


FIGURE 5.21 – Spectrogrammes du signal de référence pour la mesure de la trajectoire circulaire en extérieur calculées (a) sur la plage [0 10] kHz et (b) sur la plage [0 2] kHz.

conformément à ce qui a été mesuré pour le signal réel. La fréquence fondamentale de la source est choisie pour correspondre approximativement aux premières raies visibles aux alentours de $f_0 = 175$ Hz. La source suit la trajectoire du drone avec le même échantillonnage utilisé par le GPS, c'est-à-dire que le profil de vitesse de la source est identique à celui du drone. Un nombre de $N_h = 30$ harmoniques est utilisé pour le signal. La localisation est réalisée en filtrant le signal pour extraire 4 harmoniques compris dans la bande-passante de l'antenne. Un filtre de Kalman identique au précédent, à l'exception de la variance du modèle de mesures $\sigma_{m,x}^2$ qui a été diminuée à 0.004, est également appliqué aux estimations de localisation obtenues. La localisation est clairement possible au travers de simulations numériques pour une source virtuelle suivant une trajectoire identique (voir figure 5.25). Quelques erreurs en début de simulations sont dues au changement de cadran lorsque la source passe la limite des 180° . La construction de l'angle d'azimut utilisée dissimule un point de continuité physique à cet angle (passage de 180° à -180°). Ces simulations montrent la capacité de la méthode à suivre la source sur cette trajectoire. La complexité du signal réel (variations brusques de fréquences, présence de sources extérieures) est responsable d'un échec du suivi du fondamental dans le signal et par conséquent dans le suivi du drone. En effet, les simulations considèrent non seulement le cas d'une seule source (absence de sources complexes supplémentaires) mais également le modèle de signal ne permet pas d'inclure les modulations de fréquences induites par les changements de régime des moteurs. De plus, ce modèle permet de simuler uniquement un seul système de propulsion alors que l'appareil en est équipé de 4.

5.4 Conclusion

Ce chapitre a permis de mettre en application les méthodes de localisation et de suivi dans le cas de signaux réels. Les méthodes de formation de voies et de goniométrie ont été, dans un premier, testées sur une source statique générant des signaux contrôlés. Ces mesures ont principalement visées à mettre en lumière l'étendu du champ d'application des méthodes à partir d'une première configuration d'antenne. Le choix de la formation de voies dans le domaine temporel a été justifié clairement pour la localisation de sources large bande. Des mesures supplémentaires réalisées avec le petit avion de modélisme ont montré l'efficacité des méthodes de localisation à

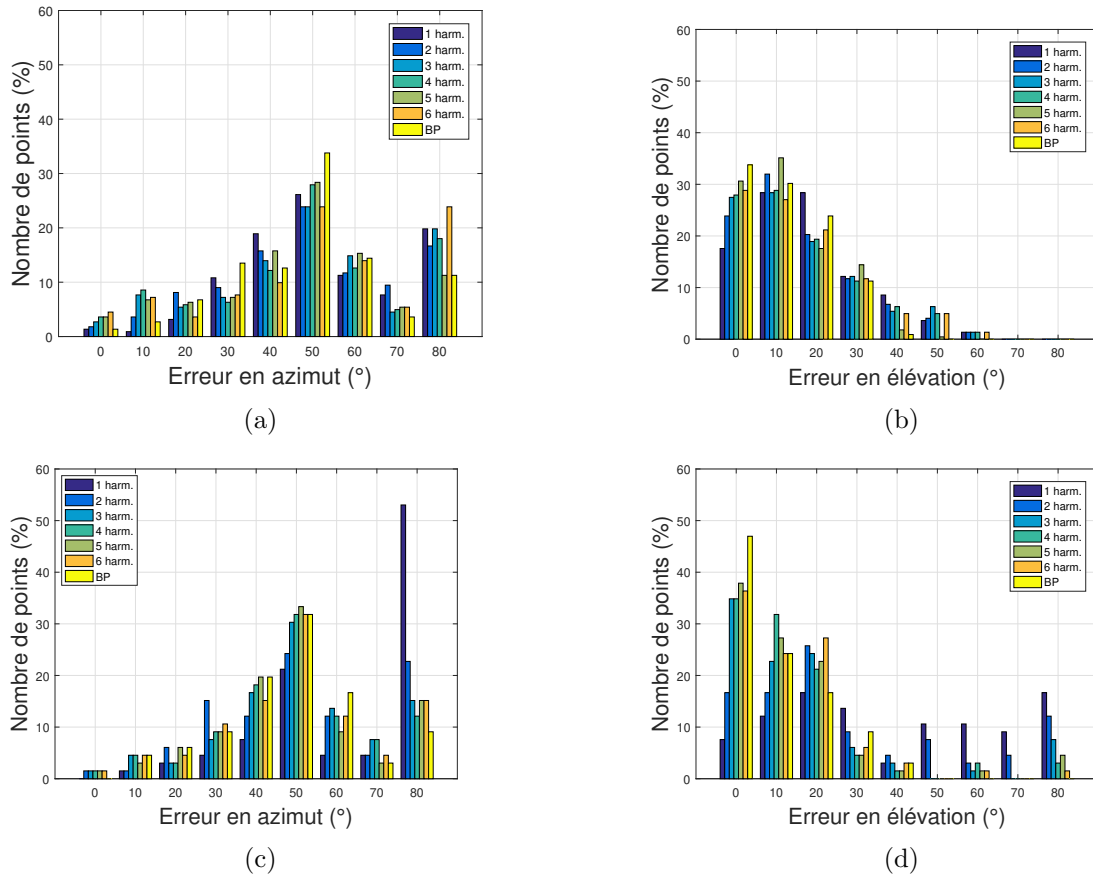


FIGURE 5.22 – Histogrammes des erreurs de localisation du drone par formation de voies [(a), (b)] et goniométrie [(c), (d)] après filtrage pour différents harmoniques sélectionnés et dans la bande passante (BP) de l’antenne et par intervalles de 10° en azimuth (gauche) et en élévation (droite) dans $[0^\circ, 80^\circ]$ pour la mesure de la trajectoire circulaire réalisée en extérieur.

partir d’une antenne constituée de seulement 10 microphones. De plus, le filtrage des signaux sur la bande-passante de l’antenne permet également de s’affranchir, pour la formation de voies, de certains lobes qui trouvent leur origine dans la présence de hautes fréquences. En somme, cela permet de lisser le spectre spatial en sortie de formation de voies. La localisation par goniométrie est également affectée par le choix du filtrage (lié à la fonction de pondération $\Phi(f)$) lors de l’estimation des retards entre signaux.

Une campagne de mesures a ensuite été réalisée avec un drone quadrimoteur en mouvement en salle anéchoïque et en extérieur. L’influence du traitement des signaux, proposé au chapitre 4, sur la localisation a pu être évaluée expérimentalement au travers de ces mesures. Elles ont montré, dans le cas d’une trajectoire simple (déplacement vertical à vitesse modérée) en salle anéchoïque, que l’extraction des premiers harmoniques (jusqu’à 3), compris dans la bande passante de l’antenne, ne modifiait pas significativement les estimations de la position angulaire du drone avec des erreurs inférieures à 2.7° . Les estimations de la distance souffrent d’une précision plus faible. Ce constat a pu être confirmé par une mesure similaire en extérieur dans des conditions acoustiques calmes. Cependant, les estimations obtenues par simple application des méthodes de localisation ne permettent pas un suivi précis de l’appareil. L’utilisation d’un filtre Kalman a permis de lisser les estimations pour un meilleur suivi.

Pour finir, la mesure d’une trajectoire plus complexe a mis en évidence la difficulté de localiser

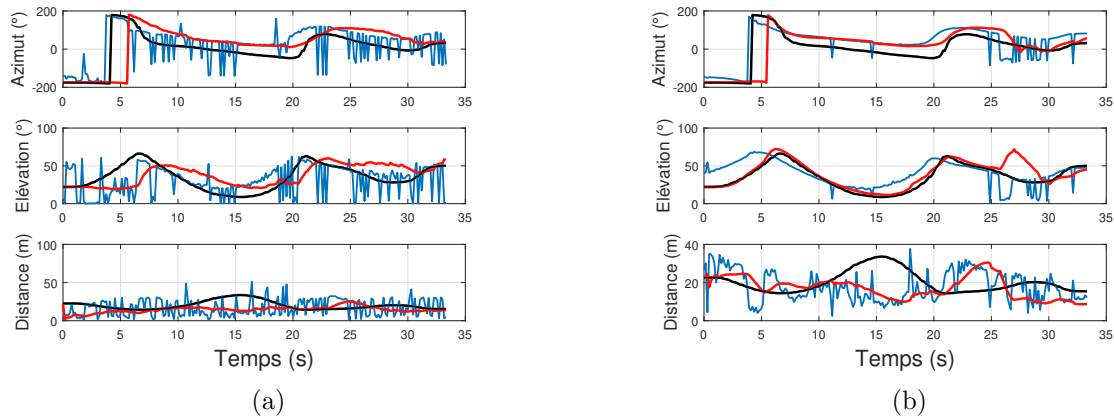


FIGURE 5.23 – Représentations 2D des coordonnées sphériques en fonction du temps pour la trajectoire circulaire du drone par formation de voies temporelle (bleu), des estimations en sortie du filtre de Kalman (rouge) et de la position de référence (noir) à partir des signaux filtrés pour (a) conserver les 4 premiers harmoniques compris dans la bande passante de l’antenne et (b) limiter les signaux à la bande-passante.

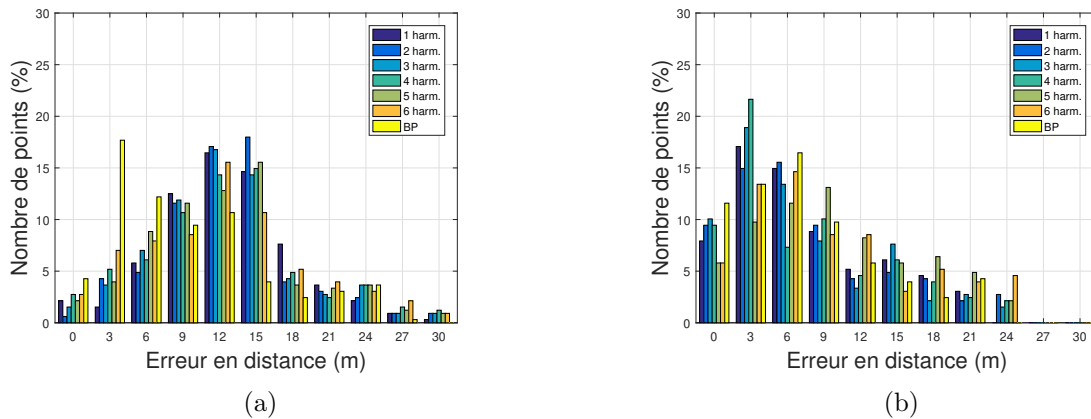


FIGURE 5.24 – Histogrammes des erreurs de localisation pour la trajectoire circulaire du drone par formation de voies après filtrage pour différents harmoniques sélectionnés et dans la bande passante (BP) de l’antenne et par intervalle de 1 m pour la mesure de la trajectoire circulaire en extérieur dans $[0, 30]$ m (a) sans filtrage de Kalman et (b) avec filtrage de Kalman.

le drone dans des conditions normales d’utilisation, c’est-à-dire sans restriction de la vitesse de vol, avec la présence de sources extérieures, ou encore de modulations importantes des fréquences causées par les changements des régimes propres à chaque moteur. Les résultats obtenus par simulations numériques pour cette trajectoire conduit pourtant à une localisation satisfaisante, mais le modèle de signal utilisé ne permet pas de prendre en compte les modulations de fréquences induites par les changements de régime. De plus, ce modèle permet la modélisation du signal émis par un seul système de propulsion. Tous ces paramètres rendent l’extraction des harmoniques difficile, et par conséquent la localisation et le suivi.

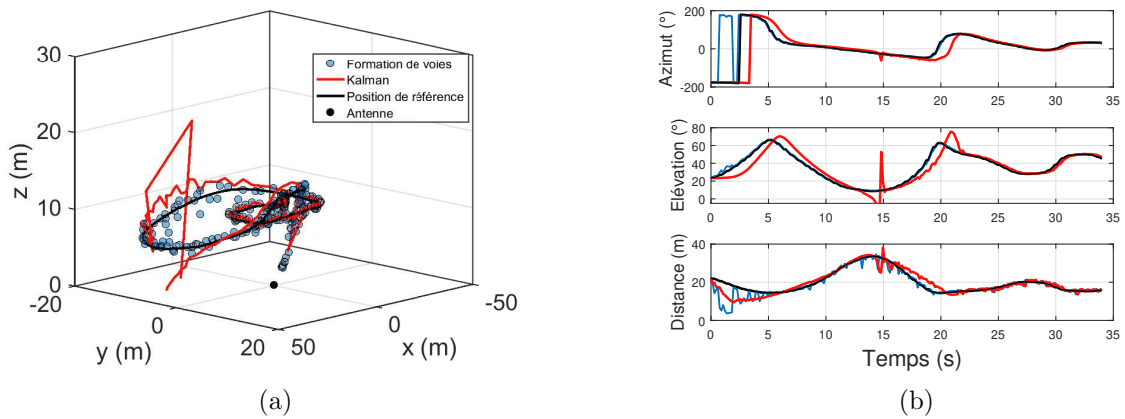


FIGURE 5.25 – Résultats des simulations de la localisation 3D pour la trajectoire circulaire d’une source virtuelle par formation de voies temporelle (bleu), des estimations en sortie du filtre de Kalman (rouge) et de la position de référence (noir) à partir des signaux filtrés pour conserver les 4 premiers harmoniques compris dans la bande-passante de l’antenne. (Gauche) Représentations 3D des coordonnées cartésiennes et (droite) représentations 2D des coordonnées sphériques en fonction du temps.

CHAPITRE 6

Conclusions

6.1 Synthèse

6.1.1 Rappels des objectifs

Ces travaux de thèse ont porté sur la caractérisation acoustique de drones aériens en vue de leur localisation et de leur suivi par mesures acoustiques à partir d'une antenne de microphones. Les motivations initiales qui ont poussé la réalisation de ces travaux reposent sur le souhait de répondre à une problématique de sécurité des civils en validant une approche par mesures acoustiques, complémentaire à d'autres systèmes de détection et de localisation. Effectivement, l'usage de plus en plus répandu de ces appareils par le grand public soulève des questions de sécurité des civils pouvant être liées à une utilisation inappropriée voire malveillante. C'est pourquoi la direction empruntée par cette thèse s'est notamment focalisée sur la volonté de fournir un cadre théorique et expérimental large puisqu'elle constitue un domaine d'application nouveau au sein du laboratoire. Les principaux objectifs ciblés par ce travail de thèse ont concerné la caractérisation acoustique de différents drones afin de dimensionner une antenne de microphones adaptée, l'extraction du signal de la source du bruit et des paramètres acoustiques pour permettre leur identification, et enfin la validation des méthodes de localisation et de suivi par simulations numériques et mesures expérimentales.

6.1.2 Principales contributions

Les travaux préliminaires menés à l'École Nationale Supérieure d'Ingénieurs du Mans dans le cadre de projets étudiants ont permis de valider la localisation de sources par formation de voies et goniométrie acoustique dans des conditions simples et contrôlées. Cette thèse s'est donc naturellement focalisée sur l'étude approfondie de ces méthodes en vue d'une application au cas des drones aériens. Les antennes développées durant ces projets ont permis de suggérer l'utilisation d'une antenne 3D pour la localisation et le suivi de cibles dans un espace tri-dimensionnel. Les méthodes de localisation proposées dans la littérature fournissent, dans la plupart des cas, uniquement la direction de la source grâce à l'estimation des angles d'azimut et, éventuellement, d'élévation si le cas 3D est considéré. L'information de distance est habituellement obtenue par triangulation avec l'utilisation d'un réseau d'antennes. Dans cette thèse, l'obtention de la distance à partir d'une seule antenne a été évaluée pour la formation de voies en considérant un modèle d'ondes sphériques, bien que le modèle d'ondes planes soit souvent privilégié. Il a été mis en évidence, à partir de simulations numériques, que l'utilisation d'un tel modèle n'altère

pas significativement les estimations angulaires et permet donc d'obtenir une indication sur la direction de la cible. En effet, la mesure de la distance de la source à l'antenne est principalement liée à la différence des niveaux d'amplitude entre les signaux, tandis que celle des angles est liée au décalage temporel observé entre les signaux.

La détection d'une source nécessite généralement la connaissance *a priori* de sa signature acoustique pour être en mesure de l'identifier dans le signal mesuré. Une campagne de mesures a donc été menée pour caractériser le bruit acoustique généré par des drones, et plus précisément celui de leurs systèmes de propulsion qui en sont les principales sources de bruit. Ces mesures se sont tout d'abord concentrées sur l'identification de l'empreinte acoustique laissée par un système de propulsion type de drones constitué d'un moteur électrique et d'une hélice (bipale). Leur analyse a mis en évidence une structure harmonique dépendante du régime de fonctionnement du moteur quelles que soient les dimensions de l'hélice utilisée. Cette structure a pu ensuite être clairement identifiée dans le signal émis par un drone quadrimoteur et, dans une moindre mesure, dans celui émis par un petit avion de modélisme, où des défauts mécaniques dégradent la qualité du signal de par le bruit parasite dû aux couplages vibro-acoustiques de certains éléments. L'utilisation d'une caméra rapide a pu établir la relation entre l'harmonique fondamental du signal et la fréquence de rotation des hélices ainsi que le nombre de ses pales. La structure inhérente liée au type d'hélices utilisées pourrait être exploitée pour la reconnaissance du modèle de drone. La mesure du signal émis par le drone quadrimoteur pour différentes configurations de fonctionnement a montré la complexité qui peut apparaître dans le signal lorsque le régime des moteurs n'est pas identique. Ce problème a été rencontré lors des mesures expérimentales pour la localisation et le suivi au chapitre 5.

La structure harmonique du signal acoustique émis par les systèmes de propulsion de drones, mise en évidence lors des mesures de caractérisation, a été exploitée pour le traitement des signaux lors de la localisation. La méthode proposée se base sur la détection du fondamental du signal à l'aide de l'algorithme HPS et de l'utilisation de filtres à phase nulle afin d'isoler uniquement les harmoniques du signal désiré. Les simulations numériques, présentées dans le chapitre 4, ont permis de valider les méthodes pour la localisation et le suivi de deux sources virtuelles évoluant simultanément dans un espace tridimensionnel à l'aide d'une antenne 3D composée de 10 microphones. La répartition des microphones sur l'antenne a été choisie pour être adaptée aux fréquences du signal. Le modèle de signal utilisé a été développé à partir des informations collectées durant les mesures de caractérisation. Cette approche s'appuie notamment sur une hypothèse forte qui suppose que les harmoniques des signaux ne se chevauchent pas, auquel cas, la séparation des signaux est mise en défaut et la localisation individuelle des sources devient difficile. En revanche, lorsque cette hypothèse est respectée, la méthode de séparation audio proposée permet alors de privilégier une source pour la localisation et le suivi. Les simulations ont également fait valoir l'utilisation d'un filtre de Kalman pour l'amélioration des estimations, notamment dans des situations fortement bruitées.

Pour finir, le chapitre 5 s'est focalisé sur des mesures expérimentales réalisées en salle anéchoïque et en extérieur. Des mesures préliminaires sur un haut-parleur statique, générant plusieurs types de signaux, ont tout d'abord permis de confronter les méthodes dans des conditions contrôlées à partir d'une première configuration d'antenne 3D. La localisation d'un petit drone en salle anéchoïque a permis de valider le nombre de microphones utilisés par l'antenne avec une amélioration significative des résultats en comparaison de ceux obtenus à partir d'un

sous-réseau de l'antenne (*i.e.* avec un échantillonnage spatial plus petit) constituée de 4 microphones. Un premier filtrage permettant de limiter le signal sur la bande-passante de l'antenne a montré des résultats intéressants pour la formation de voies avec un lissage du spectre spatial réduisant ainsi certains lobes liés à la présence de hautes fréquences dans le signal. Des mesures supplémentaires sur un petit drone quadrimoteur en mouvement, visant à tester les méthodes à partir de signaux types, ont été menées dans des conditions idéales et réelles. Les objectifs ciblés par ces mesures ont porté sur l'impact du traitement des signaux par la méthode d'extraction d'harmoniques, proposée au chapitre 4, sur la localisation en matière de précision. Les résultats sur une trajectoire simple en salle anéchoïque ont montré qu'un petit nombre d'harmoniques (à partir de 2 ou 3) n'altère pas considérablement les estimations. Ces résultats ont pu être confirmés sur une trajectoire similaire effectué en extérieur. Une seconde trajectoire, plus complexe, a mis en évidence la difficulté de localiser le drone dans des conditions normales d'utilisation. Les estimations calculées n'ont pas permis de faire un suivi 3D de l'appareil. L'origine de cette difficulté s'explique principalement par les fortes variations, dans le signal, des harmoniques causés par les changements de régime des moteurs.

Conformément aux objectifs initialement énoncés en introduction, ce travail de thèse a permis de soulever certains questionnements relatifs au traitement des signaux. Une antenne à géométrie 3D a été étudiée et a montré sa capacité à localiser une source de type drone en utilisant un faible nombre de microphones. La disposition des microphones sur l'antenne a pu être adaptée aux fréquences du signal identifiées à partir de mesures de caractérisation acoustique réalisées sur plusieurs appareils. Certaines ambiguïtés de localisation ont pu être levées à la fois par le choix d'une géométrie 3D qui permet de briser la symétrie de l'antenne et par le filtrage des signaux. Les mesures de caractérisation ont mis en évidence une structure harmonique inhérente au bruit des systèmes de propulsion de ces appareils suggérant l'extraction de certains de ces harmoniques à l'aide de filtres passe-bande pour leur identification et leur localisation. Une méthode de suivi du fondamental a été proposée pour prendre en compte les variations fréquentielles du spectre du signal causées par les changements de régime des moteurs mais également par l'effet Doppler lié au déplacement de la cible.

6.2 Perspectives

Plusieurs perspectives sont envisageables pour la suite de ces travaux de thèse. D'un point de vue théorique, l'extension de la méthode de goniométrie au cas 3D pourrait être étudiée en tenant compte, comme proposé pour la formation de voies, d'un modèle en ondes sphériques. Le détail des calculs pourrait dégager de nouvelles équations prenant en compte la distance à la source. De plus, les estimations des retards par corrélation ont été calculées sans exploiter la redondance des informations des signaux mesurés par les microphones. Une approche exploitant la redondance des informations dans les signaux a été évoquée mais n'a pas fait l'objet d'une application concrète durant cette thèse. L'approche d'extraction du signal de la source repose sur l'utilisation de filtres qui peut être limitée par le choix des paramètres qu'ils utilisent (fréquences de coupures, facteur de qualité, ordre, etc.). Une analyse temps-fréquence pourrait être envisagée pour isoler le signal souhaité du bruit et des autres sources. Cette approche devra ensuite être confrontée à la méthode actuellement proposée et son impact sur la localisation devra être évalué.

D'un point de vue expérimental, la calibration d'antennes couplée à un système de mesures de référence rattaché à l'antenne pourrait permettre d'améliorer les mesures de localisation et leur analyse. L'absence de système de mesures de référence de la position du drone en salle anéchoïque (impossibilité d'utilisation du GPS) a rendu le traitement des données difficile. En effet, parmi les différentes trajectoires réalisées dans la salle, seule la trajectoire verticale (traitée dans ces travaux de thèse) a pu être analysée. La difficulté évidente de fournir une position de référence de la position du drone à partir de mesures au décimètre n'a pas permis de comparer les résultats des autres trajectoires (plus complexes) objectivement. En extérieur, la mesure des positions du drone et de l'antenne a été estimée par deux systèmes GPS différents. De fait, les positions de référence affichaient un biais systématique et important par rapport aux estimations.

D'un point de vue algorithmique, une étude plus approfondie sur l'implémentation temps-réel des méthodes proposées pourrait être réalisée. Bien qu'un algorithme de réduction de temps de calcul ait été proposé pour la localisation par formation de voies, l'aspect temps-réel n'a pas été traité dans cette thèse. L'implémentation de nouvelles méthodes de localisation comme les méthodes haute-résolution pourrait aussi être envisagée pour améliorer la résolution de localisation. Enfin, le développement d'un modèle signal plus complexe pourrait permettre de prendre en compte le cas multi-rotor et également la dynamique des moteurs pour mieux rendre compte des méthodes par simulations numériques.

Références

- [1] W. Yoo, E. Yu, and J. Jung, “Drone delivery : Factors affecting the public’s attitude and intention to adopt,” *Telematics and Informatics*, vol. 35, no. 6, pp. 1687–1700, 2018. 1
- [2] F. Juanes, “Visual and acoustic sensors for early detection of biological invasions : Current uses and future potential,” *Journal for nature conservation*, vol. 42, pp. 7–11, 2018. 1
- [3] B. Rao, A. G. Gopi, and R. Maione, “The societal impact of commercial drones,” *Technology in Society*, vol. 45, pp. 83–90, 2016. 1
- [4] R. L. Finn and D. Wright, “Unmanned aircraft systems : Surveillance, ethics and privacy in civil applications,” *Computer Law & Security Review*, vol. 28, no. 2, pp. 184–194, 2012. 1
- [5] J. Made and D. Kurtz, “A review of aerodynamic noise from propellers,” *Rotors, and Lift Fans*, 1970. 2
- [6] G. Sinibaldi and L. Marino, “Experimental analysis on the noise of propellers for small uav,” *Applied Acoustics*, vol. 74, no. 1, pp. 79–88, 2013. 2, 62
- [7] B. Harvey and S. O’Young, “Acoustic detection of a fixed-wing uav,” *Drones*, vol. 2, no. 1, 2018. 2
- [8] A. Sarma and D. W. Tufts, “Robust adaptive threshold for control of false alarms,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 8, no. 9, pp. 261–263, 2001. 2
- [9] J. Mezei, V. Fiaska, and A. Molnár, “Drone sound detection,” in *Computational Intelligence and Informatics (CINTI), 2015 16th IEEE International Symposium on*, pp. 333–338, IEEE, 2015. 2
- [10] P. Cano, E. Battle, T. Kalker, and J. Haitsma, “A review of audio fingerprinting,” *Journal of VLSI signal processing systems for signal, image and video technology*, vol. 41, no. 3, pp. 271–284, 2005. 2
- [11] P. Grosche, M. Müller, and J. Serrà, “Audio content-based music retrieval,” in *Dagstuhl Follow-Ups*, vol. 3, Schloss Dagstuhl-Leibniz-Zentrum für Informatik, 2012. 2
- [12] J. Haitsma and T. Kalker, “A highly robust audio fingerprinting system.,” in *Ismir*, vol. 2002, pp. 107–115, 2002. 3
- [13] A. Bernardini, F. Mangiatordi, E. Pallotti, and L. Capodiferro, “Drone detection by acoustic signature identification,” *Electronic Imaging*, vol. 2017, no. 10, pp. 60–64, 2017. 3

-
- [14] A. Tsiami, A. Katsamanis, P. Maragos, and G. Potamianos, “Experiments in acoustic source localization using sparse arrays in adverse indoors environments,” in *2014 22nd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, pp. 2390–2394, IEEE, 2014. 3
- [15] S. Oh, Y.-J. Go, J. Lee, and J.-S. Choi, “Sound source positioning using microphone array installed on a flying drone,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 140, no. 4, pp. 3422–3422, 2016. 3
- [16] P. Marmaroli, X. Falourd, and H. Lissek, “A uav motor denoising technique to improve localization of surrounding noisy aircrafts : proof of concept for anti-collision systems,” 2012. 3
- [17] K. Hoshiba, K. Washizaki, M. Wakabayashi, T. Ishiki, M. Kumon, Y. Bando, D. Gabriel, K. Nakadai, and H. Okuno, “Design of uav-embedded microphone array system for sound source localization in outdoor environments,” *Sensors*, vol. 17, no. 11, p. 2535, 2017. 3
- [18] J. Lopez-Marulanda, O. Adam, T. Blanchard, M. Vallée, D. Cazau, and F. Delfour, “First results of an underwater 360° hd audio-video device for etho-acoustical studies on bottlenose dolphins (*tursiops truncatus*).,” *Aquatic Mammals*, vol. 43, no. 2, 2017. 3
- [19] J. L. Marulanda, N. Roynette, T. Blanchard, O. Adam, and F. Delfour, “Description of a bottlenose dolphin calf’s acoustic and visual exploratory behaviour towards a non-alimentary complex object,” *International Journal of Comparative Psychology*, vol. 32, 2019. 3
- [20] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, “Beamforming : A versatile approach to spatial filtering,” *IEEE assp magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 4–24, 1988. 3, 14
- [21] E. Van Lancker, *Acoustic goniometry : a spatio-temporal approach*. PhD thesis, Verlag nicht ermittelbar, 2002. 3, 24, 30
- [22] X. Alameda-Pineda and R. Horaud, “A geometric approach to sound source localization from time-delay estimates,” *IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, vol. 22, no. 6, pp. 1082–1095, 2014. 3, 23, 30, 59
- [23] E. E. Case, A. M. Zelnio, and B. D. Rigling, “Low-cost acoustic array for small uav detection and tracking,” in *Aerospace and Electronics Conference, 2008. NAECON 2008. IEEE National*, pp. 110–113, IEEE, 2008. 3
- [24] J. Busset, F. Perrodin, P. Wellig, B. Ott, K. Heutschi, T. Rühl, and T. Nussbaumer, “Detection and tracking of drones using advanced acoustic cameras,” in *Unmanned/Unattended Sensors and Sensor Networks XI; and Advanced Free-Space Optical Communication Techniques and Applications*, vol. 9647, p. 96470F, International Society for Optics and Photonics, 2015. 3
- [25] A. Sedunov, H. Salloum, A. Sutin, and N. Sedunov, “Uav passive acoustic detection,” in *2018 IEEE International Symposium on Technologies for Homeland Security (HST)*, pp. 1–6, IEEE, 2018. 3
-

- [26] X. Chang, C. Yang, J. Wu, X. Shi, and Z. Shi, “A surveillance system for drone localization and tracking using acoustic arrays,” in *2018 IEEE 10th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, pp. 573–577, IEEE, 2018. 3
- [27] A. Ramamonjy, *Développement de nouvelles méthodes de classification/localisation de signaux acoustiques appliquées aux véhicules aériens*. PhD thesis, 2019. 4
- [28] H. Ma, *Localisation de sources par méthodes à haute résolution et par analyse parcimonieuse*. PhD thesis, Université de Franche-Comté, 2011. 16
- [29] J. Capon, “High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1408–1418, 1969. 17
- [30] B. D. Carlson, “Covariance matrix estimation errors and diagonal loading in adaptive arrays,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems*, vol. 24, no. 4, pp. 397–401, 1988. 18
- [31] N. Ma and J. T. Goh, “Efficient method to determine diagonal loading value,” in *2003 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. (ICASSP’03).*, vol. 5, pp. V–341, IEEE, 2003. 18
- [32] Y. Kim, S. U. Pillai, and J. R. Guerci, “Optimal loading factor for minimal sample support space-time adaptive radar,” in *Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP’98 (Cat. No. 98CH36181)*, vol. 4, pp. 2505–2508, IEEE, 1998. 18
- [33] M. F. Berger and H. F. Silverman, “Microphone array optimization by stochastic region contraction,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 39, no. 11, pp. 2377–2386, 1991. 19
- [34] H. Do, H. F. Silverman, and Y. Yu, “A real-time srp-phat source location implementation using stochastic region contraction (src) on a large-aperture microphone array,” in *2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing-ICASSP’07*, vol. 1, pp. I–121, IEEE, 2007. 19
- [35] R. Schmidt, “Multiple emitter location and signal parameter estimation,” *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 34, no. 3, pp. 276–280, 1986. 20
- [36] M. Wax and T. Kailath, “Detection of signals by information theoretic criteria,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 33, no. 2, pp. 387–392, 1985. 20
- [37] K. M. Wong, Q.-T. Zhang, J. P. Reilly, and P. Yip, “On information theoretic criteria for determining the number of signals in high resolution array processing,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 38, no. 11, pp. 1959–1971, 1990. 20
- [38] D. L. Donoho and X. Huo, “Uncertainty principles and ideal atomic decomposition,” *IEEE transactions on information theory*, vol. 47, no. 7, pp. 2845–2862, 2001. 21

-
- [39] S. G. Mallat and Z. Zhang, “*Matching pursuits with time-frequency dictionaries*,” *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 41, no. 12, pp. 3397–3415, 1993. 21
- [40] Y. C. Pati, R. Rezaifar, and P. S. Krishnaprasad, “*Orthogonal matching pursuit : Recursive function approximation with applications to wavelet decomposition*,” in *Signals, Systems and Computers, 1993. 1993 Conference Record of The Twenty-Seventh Asilomar Conference on*, pp. 40–44, IEEE, 1993. 21
- [41] S. S. Chen, D. L. Donoho, and M. A. Saunders, “*Atomic decomposition by basis pursuit*,” *SIAM review*, vol. 43, no. 1, pp. 129–159, 2001. 21
- [42] D. Malioutov, M. Cetin, and A. S. Willsky, “*A sparse signal reconstruction perspective for source localization with sensor arrays*,” *IEEE transactions on signal processing*, vol. 53, no. 8, pp. 3010–3022, 2005. 21, 23
- [43] C. Knapp and G. Carter, “*The generalized correlation method for estimation of time delay*,” *IEEE transactions on acoustics, speech, and signal processing*, vol. 24, no. 4, pp. 320–327, 1976. 24
- [44] K. D. Donohue, A. Agrinoni, and J. Hannemann, “*Audio signal delay estimation using partial whitening*,” in *Proceedings 2007 IEEE SoutheastCon*, pp. 466–471, IEEE, 2007. 25
- [45] A. Hero and S. Schwartz, “*A new generalized cross correlator*,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 33, pp. 38–45, February 1985. 25, 28
- [46] E. Hannan and P. Thomson, “*Estimating group delay*,” *Biometrika*, vol. 60, no. 2, pp. 241–253, 1973. 25
- [47] G. C. Carter, A. H. Nuttall, and P. G. Cable, “*The smoothed coherence transform*,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, no. 10, pp. 1497–1498, 1973. 25
- [48] A. Swami, J. M. Mendel, and C. L. Nikias, “*Higher-order spectral analysis toolbox*,” *The Mathworks Inc.*, 1998. 25
- [49] J. Benesty, “*Adaptive eigenvalue decomposition algorithm for passive acoustic source localization*,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 107, no. 1, pp. 384–391, 2000. 28
- [50] J. Benesty, J. Chen, and Y. Huang, *Microphone array signal processing*, vol. 1. Springer Science & Business Media, 2008. 29, 58
- [51] J.-M. Valin, F. Michaud, and J. Rouat, “*Robust localization and tracking of simultaneous moving sound sources using beamforming and particle filtering*,” *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 55, no. 3, pp. 216–228, 2007. 31
- [52] D. Salvati, S. Canazza, and A. Rodà, “*A sound localization based interface for real-time control of audio processing*,” in *Proceedings of the 14th International Conference on Digital Audio Effects*, pp. 177–184, 2011. 31
-

- [53] D. Salvati, S. Canazza, and A. Rodá, “*Sound spatialization control by means of acoustic source localization system,*” in Proceedings of the 8th Sound and Music Computing Conference, pp. 284–289, 2011. 31
- [54] L. C. Cattani and P. J. Eagle, “*Aircraft Identification, Trajectory Tracking and Prediction,*” tech. rep., DTIC Document, 1995. 31
- [55] R. E. Kalman, “A new approach to linear filtering and prediction problems,” *Journal of basic Engineering*, vol. 82, no. 1, pp. 35–45, 1960. 31
- [56] M. S. Arulampalam, S. Maskell, N. Gordon, and T. Clapp, “*A tutorial on particle filters for online nonlinear/non-Gaussian Bayesian tracking,*” *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 50, no. 2, pp. 174–188, 2002. 31
- [57] P. R. Kalata, “The tracking index : A generalized parameter for $\alpha - \beta$ and $\alpha - \beta - \gamma$ target trackers,” *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. AES-20, pp. 174 – 182, 04 1984. 31
- [58] I. H. Abbott and A. E. Von Doenhoff, “*Theory of wing sections, including a summary of airfoil data,*” Courier Corporation, 1959. 48
- [59] J. Chen, J. Benesty, and Y. Huang, “Robust time delay estimation exploiting redundancy among multiple microphones,” *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol. 11, no. 6, pp. 549–557, 2003. 59
- [60] J. Chen, Y. Huang, and J. Benesty, “Time delay estimation via multichannel cross-correlation [audio signal processing applications],” in *Proceedings.(ICASSP’05). IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2005.*, vol. 3, pp. iii–49, IEEE, 2005. 59
- [61] N. Bougaiiov and Y. Danik, “Hough transform for uav’s acoustic signals detection,” *The Advanced Science Journal*, vol. 6, pp. 65–68, 2015. 62
- [62] M. R. Schroeder, “Period histogram and product spectrum : New methods for fundamental-frequency measurement,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 43, no. 4, pp. 829–834, 1968. 62
- [63] K. D. Donohue, J. Hannemann, and H. G. Dietz, “Performance of phase transform for detecting sound sources with microphone arrays in reverberant and noisy environments,” *Signal Processing*, vol. 87, no. 7, pp. 1677–1691, 2007. 79
- [64] I. McCowan, M. Lincoln, and I. Himawan, “Microphone array shape calibration in diffuse noise fields,” *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, vol. 16, no. 3, pp. 666–670, 2008. 83
- [65] S. Thrun, “Affine structure from sound,” in *Advances in Neural Information Processing Systems*, pp. 1353–1360, 2006. 83
- [66] A. Contini, A. Canclini, F. Antonacci, M. Compagnoni, A. Sarti, and S. Tubaro, “Self-calibration of microphone arrays from measurement of times of arrival of acoustic signals,”

- in *2012 5th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, pp. 1–6, IEEE, 2012. 83
- [67] M. Crocco, A. Del Bue, and V. Murino, “A bilinear approach to the position self-calibration of multiple sensors,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 2, pp. 660–673, 2011. 83
- [68] J. M. Sachar, H. F. Silverman, and W. R. Patterson, “Microphone position and gain calibration for a large-aperture microphone array,” *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol. 13, no. 1, pp. 42–52, 2004. 83
- [69] A. Plinge, F. Jacob, R. Haeb-Umbach, and G. A. Fink, “Acoustic microphone geometry calibration : An overview and experimental evaluation of state-of-the-art algorithms,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 33, no. 4, pp. 14–29, 2016. 83

Table des figures

1.1	(a) Photographie de l'installation de l'antenne acoustique, constituée de 8 microphones répartis sur deux branches perpendiculaires, utilisée pour la localisation 1D d'un petit avion de modélisme, (b) photographie de l'avion de modélisme utilisé et (c) photographie de l'antenne utilisée pour la localisation angulaire 2D.	5
2.1	Schéma illustrant physiquement la différence de temps d'arrivée entre deux microphones \mathbf{x}_n et \mathbf{x}_m pour les deux hypothèses de propagation : ondes planes et ondes sphériques.	13
2.2	Schéma décrivant la relation de Shannon-Nyquist dans le cas d'une antenne linéaire non uniforme constituée de 4 microphones. L'envergure de l'antenne est notée L	14
2.3	Schéma du principe de formation de voies.	15
2.4	Schéma des maillages adoptés pour la localisation par formation de voies en fonction du modèle de propagation choisi. (gauche) Maillage sphérique pour une propagation en ondes planes et (droite) maillage cubique pour une propagation en ondes sphériques.	19
2.5	(a) Tracés des signaux temporels avec un retard de 70 échantillons entre les deux et (b) comparaison des résultats de fonctions d'inter-corrélation pour les trois longueurs de fenêtre d'analyse $T = 1$ période (bleu), $T = 4$ périodes (rouge), $T = 15$ périodes (vert). La période du signal est de 200 échantillons.	27
2.6	(a) Tracés des signaux temporels avec un retard de 130 échantillons entre les deux et (b) comparaison des résultats de fonctions d'inter-corrélation pour les trois longueurs de fenêtre d'analyse $T = 1$ période (bleu), $T = 4$ périodes (rouge), $T = 15$ périodes (vert). La période du signal est de 200 échantillons.	28
2.7	Comparaison de la fonction d'inter-corrélation généralisée pour différentes fonctions de pondération (a) calculées à partir d'un signal complexe dont la densité spectrale de puissance est donnée en (b).	29
2.8	Estimation de la position d'une source (bleu) comme étant le point d'intersection de trois hyperboloïdes de révolution.	31
2.9	Illustration du déplacement d'une cible en mouvement à vitesse constante. La nouvelle position de la cible à l'instant t_k se déduit de sa position précédente et de sa vitesse.	33
3.1	Schéma du principe de propulsion aérodynamique d'une hélice.	38

3.2	Schéma du profil d'une hélice en mouvement.	39
3.3	Schéma du principe de fonctionnement des hélices pour le vol d'un drone constitué de quatre rotors : (a) description du sens de rotation des différentes hélices et (b) principe du déplacement de l'appareil dans le plan horizontal de vol.	41
3.4	Photographies des engins aériens utilisés pour les mesures acoustiques : (a) l'avion de modélisme « fait maison » (sans les ailes), (b) l'avion de modélisme amateur AEROSPORT 103, (c) le drone DJI Phantom Advanced équipé de ses hélices et (d) l'avion mono-thermique CESSNA 152 (source <i>Wikipedia</i>).	43
3.5	(a) Photo du système de mesure pour la caractérisation acoustique des hélices et (b) photo des hélices à caractériser à côté d'un double décimètre. De gauche à droite : hélices 14×8.5 , 16×10 et 17×8	44
3.6	(a) Densités Spectrales de Puissance des bruits acoustiques rayonnés par la rotation de trois hélices montées individuellement sur un moteur électrique, par le moteur sans hélice et par le bruit ambiant. (b), (c) et (d) DSP sur une plage fréquentielle réduite allant jusqu'à 1 kHz du bruit rayonné pour chaque hélice respectivement pour les dimensions 14×8.5 , 16×10 et 17×8	45
3.7	Protocole de mesures utilisé pour identifier le bruit acoustique généré par le drone DJI Phantom 4.	46
3.8	(a) Photo du drone fixé en 8 points d'attaches à l'aide de fils en nylon. La caméra rapide pointée verticalement au-dessus du drone permet de mesurer la vitesse de rotation des hélices et (b) capture d'une image filmée par la caméra rapide.	47
3.9	Densités Spectrales de Puissance du bruit généré par le drone avec hélices (bleu), sans hélice (rouge) et du bruit ambiant (noir). (b) Élargissement du graphe sur la plage $[0, 2000]$ Hz.	48
3.10	(a) Densités Spectrales de Puissance des signaux mesurés lorsqu'une direction est privilégiée, en l'occurrence un mouvement de tangage avant et arrière, et comparées à la DSP du signal émis pour un vol stationnaire. (b) Élargissement de la plage fréquentielle sur les deux premières harmoniques paires et (c) élargissement sur les harmoniques paires 4, 5 et 6.	48
3.11	Spectrogramme du signal acoustique, sur la plage $[0, 2000]$ Hz, généré par le drone à partir du démarrage de l'appareil jusqu'à sa vitesse maximale.	49
3.12	Schéma des mesures du niveau sonore du bruit rayonné par le drone (a) en périphérie et (b) en fonction de sa hauteur par rapport au microphone.	50
3.13	(a) Diagramme polaire de l'intensité sonore, en dB, du bruit généré par le drone en fonctionnement maximal (vitesse de rotation maximale des hélices) dans son plan latéral et (b) Intensité sonore mesurée pour différentes hauteurs de l'appareil.	51
3.14	(a) DSP des signaux mesurés pour trois vitesses différentes et du bruit ambiant, (b) élargissement sur la plage $[0, 500]$ Hz.	51
3.15	DSP des signaux mesurés pour les trois vitesses ainsi que du bruit ambiant. Les figures sont placées de sorte que la première ligne des figures correspond aux DSP sur la plage $[0, 500]$ Hz et la seconde ligne à la plage $[500, 1000]$ Hz. La vitesse 1 est associée à la 1ère colonne, la vitesse 2 à la seconde et la vitesse 3 à la dernière. Le même code couleur qu'à la figure 3.14 est utilisé.	52

3.16	(a) Cartographie du plan de vol de l'avion CESSNA durant les mesures à l'aérodrome d'Arnage, France et (b) DSP des signaux mesurés pour deux passages devant le système d'acquisition.	53
4.1	Schéma de l'antenne acoustique 3D utilisée pour la localisation de sources. Elle est constituée de dix microphones répartis sur 3 branches orthogonales.	56
4.2	Cartographies des erreurs de localisation, en matière d'azimut (a) et d'élévation (b), pour la méthode de goniométrie acoustique. Les erreurs sont calculées en ajoutant un biais aléatoire au retard théorique d'au plus 10% du retard théorique maximal. 150 réalisations sont calculées pour chaque point de la grille. Les erreurs obtenues sont ensuite moyennées.	58
4.3	Estimation des erreurs, en matière de déviation angulaire pour deux positions de source données, en fonction du RSB d'entrée, pour [(a), (b)] (45°, 35°) et [(c), (d)] (-160°, 35°), calculée par formation de voies (colonne de gauche) et goniométrie acoustique (colonne de droite).	60
4.4	Cartographies de l'énergie du signal en sortie de formation de voies pour la localisation d'une source virtuelle monochromatique de fréquence $f = 400$ Hz (a) à partir de 4 microphones de l'antenne de sorte que le théorème d'échantillonnage spatial n'est pas respecté, (b) pour une configuration similaire avec le critère d'échantillonnage spatial respecté et (c) avec un échantillonnage spatial (10 microphones) plus grand.	61
4.5	Comparaison entre les DSP du signal mesuré à partir du drone DJI en salle anéchoïque (bleu) et du signal modélisé (noir) sur la plage [0 2] kHz.	62
4.6	Illustration du principe de l'algorithme HPS pour la détection de la fondamentale (indiquée par la droite en trait discontinu) d'un signal harmonique à partir de 2 compressions du module du spectre du signal. L'argument qui maximise le produit des modules est donné par la fréquence fondamentale du signal considéré.	63
4.7	Schéma bloc décrivant les étapes le pré-traitement des signaux acoustiques avant l'étape de localisation. Le symbole \amalg indique que le signal est tronqué par une fonction porte (segment k). Les signaux ainsi filtrés sont utilisés pour estimer la source $\mathbf{x}_s(k)$ associée au k -ième segment du signal.	64
4.8	(a) Trajectoires suivies par les sources virtuelles S_1 et S_2 et (b) profils de vitesse des deux sources.	66
4.9	(a) Spectrogramme du signal de référence sur la plage fréquentielle [0, 2] kHz avec un RSB de 50 dB et (b) DSP (normalisée) du signal de référence non filtré (bleu) et du signal après traitement (jaune) à partir d'un segment de $T = 0.45$ s du signal.	66
4.10	Résultats de localisation par formation de voies pour les angles d'azimut et d'élévation d'une source virtuelle en mouvement pour deux représentations différentes. (a) et (b) Localisation de la source avec un RSB de 50 dB. (c) et (d) Localisation spatialement bruitée de la source avec un RSB de 50 dB et traitement par filtrage de Kalman.	67

4.11 Résultats de localisation par goniométrie pour les angles d'azimut et d'élévation de la source S_1 seule pour deux envergures d'antenne différentes. La première a une envergure de $L = 155.6$ cm et la seconde de $L = 56.6$ cm. Les estimations sont comparées aux positions de référence.	68
4.12 Résultats de localisation par formation de voies pour les angles d'azimut et d'élévation de deux sources virtuelles S_1 et S_2 en mouvement pour trois cas de figure : localisation sans extraction particulière du signal d'une des sources (S_1 & S_2) et localisation avec extraction du signal de la source S_1 puis S_2 . (a) Représentation des angles en fonction du temps et (b) représentation 3D de la position angulaire de la source en fonction du temps.	70
4.13 Évolution temporelle des distances estimées par formation de voies des sources S_1 (a) et S_2 (b) par rapport à l'antenne. Les distances de références sont également tracées ainsi que les distances estimées par formation de voies sans extraction particulière du signal d'une des sources (S_1 & S_2).	71
5.1 (a) Schéma donnant les positions du HP par rapport à l'antenne acoustique en vue du dessus et (b) positions reportées sur le plan (azimut, élévation).	74
5.2 (a) Erreur de localisation par formation de voies temporelle et goniométrie (pour différentes pondérations) en matière de déviation angulaire pour chaque position du HP générant un signal harmonique pur à 500 Hz en salle anéchoïque et (b) cartographie de l'énergie du signal en sortie de formation de voies, pour la position 3, en fonction de l'azimut et de l'élévation visées par l'antenne. L'erreur importante pour cette position s'explique par le phénomène de repliement spatial dû à la fréquence de la source proche de la fréquence limite haute de l'antenne. (c), (d) et (e) cartographies de l'énergie en sortie de formation de voies respectivement pour les positions du HP 1, 2 et 4.	75
5.3 (a) Erreur de localisation par formation de voies temporelle en matière de déviation angulaire pour chaque position du HP émettant un sinus glissant modulé linéairement en fréquence de 200 à 600 Hz et (b) erreur de localisation par formation de voies fréquentielle à une fréquence $f_{\text{ant}} \simeq 394$ Hz pour le même signal.	76
5.4 Cartographies des énergies en sortie de formation de voies fréquentielle pour la localisation du HP en salle anéchoïque générant un sinus glissant balayant linéairement les fréquences de 200 à 600 Hz. (a), (b) et (c) Cartographies pour la localisation à $f_{\text{ant}} = 400$ Hz pour trois fréquences de la source. (d), (e) et (f) Localisation à $f_{\text{ant}} = 300$ Hz pour les mêmes fréquences du signal.	77
5.5 (a) Signal harmonique pur modulé par une séquence de Barker de longueur 13 envoyé en entrée du HP et (b) signal mesuré en sortie de ce dernier.	78
5.6 (a) Erreur de localisation par formation de voies temporelle et goniométrie en matière de déviation angulaire pour chaque position du HP émettant un signal modulé par une séquence de Barker et (b) cartographie de l'énergie du signal en sortie de formation de voies (FV), pour la position 3, en fonction de l'azimut et de l'élévation visées par l'antenne.	78

5.7	(a) Signal mesuré à partir des microphones m_0 et m_3 de l'antenne pour le signal harmonique pur généré par le HP à la position 3, (b) fonction d'inter-corrélation classique entre les deux signaux, (c) fonction d'inter-corrélation avec une pondération β -PHAT ($\beta = 0.7$) et (d) fonction d'inter-corrélation avec une pondération PHAT ($\beta = 1$).	80
5.8	(a) Erreur de localisation par goniométrie en matière de déviation angulaire pour chaque position du HP émettant un sinus glissant et (b) fonction d'inter-corrélation classique entre les signaux issus des microphones m_0 et m_3 pour la position 1.	80
5.9	(a) Schéma donnant les positions de l'avion par rapport à l'antenne acoustique en vue du dessus et (b) positions reportées sur le plan (azimut, élévation).	82
5.10	Densité spectrale de puissance du signal de référence (non filtré) émis par le petit avion à la position 1 sur la plage [0 1000] Hz.	82
5.11	(a) Estimations angulaires des positions de l'avion de modélisme, dans la salle anéchoïque, en azimut (cercle) et en élévation (triangle) par formation de voies (FV) et goniométrie à partir de 4 microphones de l'antenne. (b), (c), (d), (e) et (f) cartographies de l'énergie du signal en sortie de formation de voies pour chaque position où sont indiquées les estimations par goniométrie ainsi que les positions réelles de l'appareil. Les positions réelles de l'avion sont indiquées avec des incertitudes de $\pm 10^\circ$ et $\pm 5^\circ$ respectivement en azimut et en élévation.	84
5.12	(a) Estimations angulaires des positions de l'avion de modélisme, dans la salle anéchoïque, en azimut (cercle) et en élévation (triangle) par formation de voies (FV) et goniométrie à partir des 10 microphones de l'antenne. (b), (c), (d), (e) et (f) cartographies de l'énergie du signal en sortie de formation de voies pour chaque position où sont indiquées les estimations par goniométrie ainsi que les positions réelles de l'appareil. Les positions réelles de l'avion sont indiquées avec des incertitudes de $\pm 10^\circ$ et $\pm 5^\circ$ respectivement en azimut et en élévation.	85
5.13	(a) Estimations angulaires des positions de l'avion de modélisme, dans la salle anéchoïque, en azimut (cercle) et en élévation (triangle) par formation de voies (FV) et goniométrie à partir des 10 microphones de l'antenne sans pré-filtrage des signaux. (b), (c), (d), (e) et (f) cartographies de l'énergie du signal en sortie de formation de voies pour chaque position où sont indiquées les estimations par goniométrie ainsi que les positions réelles de l'appareil. Les positions réelles de l'avion sont indiquées avec des incertitudes de $\pm 10^\circ$ et $\pm 5^\circ$ respectivement en azimut et en élévation.	87
5.14	Densités spectrales de puissance du signal d'origine (signal original), de sa version filtrée dans la bande-passante de l'antenne (filtrage BP) et de sa version filtrée pour la localisation (filtrage 4H) obtenues à partir du microphone de référence de l'antenne dans la chambre anéchoïque sur la bande [10, 5000] Hz.	89

5.15	Résultats de la localisation 3D du drone par formation de voies temporelle (bleu), des estimations en sortie du filtre de Kalman (rouge) et de la position de référence (noir) à partir des signaux (a) filtrés sur la bande-passante de l'antenne et (b) filtrés pour conserver les 4 premiers harmoniques compris dans la bande-passante de l'antenne. (Haut) Représentations 3D des coordonnées cartésiennes et (bas) représentations 2D des coordonnées sphériques en fonction du temps.	90
5.16	Histogrammes des erreurs de localisation du drone par formation de voies [(a), (b)] et goniométrie [(c), (d)] après filtrage pour différentes harmoniques sélectionnées et sur la bande-passante (BP) de l'antenne dans $[0^\circ, 80^\circ]$ et par intervalle de 10° en azimut (gauche) et en élévation (droite) pour les mesures en salle anéchoïque.	92
5.17	Spectrogrammes du signal de référence pour la mesure de la trajectoire verticale en extérieur calculés (a) sur la plage $[0\ 10]$ kHz et (b) sur la plage $[0\ 2]$ kHz. . .	93
5.18	Histogrammes des erreurs de localisation du drone par formation de voies [(a), (b)] et goniométrie [(c), (d)] après filtrage pour différents harmoniques sélectionnés et sur la bande passante (BP) de l'antenne dans $[0^\circ, 80^\circ]$ et par intervalles de 10° en azimut (gauche) et en élévation (droite) pour la mesure de la trajectoire verticale réalisée en extérieur.	94
5.19	Histogrammes des erreurs de localisation pour la trajectoire verticale en extérieur du drone par formation de voies après filtrage pour différents harmoniques sélectionnés et sur la bande passante (BP) de l'antenne dans $[0, 10]$ m et par intervalles de 1 m pour la mesure de la trajectoire verticale en extérieur (a) sans filtrage de Kalman et (b) avec filtrage de Kalman.	95
5.20	Résultats de la localisation 3D pour la trajectoire verticale en extérieur du drone par formation de voies temporelle (bleu), des estimations en sortie du filtre de Kalman (rouge) et de la position de référence (noir) à partir des signaux filtrés pour conserver (a) les 2 premiers harmoniques et (b) les 5 premiers harmoniques compris dans la bande-passante de l'antenne. (Haut) Représentations 3D des coordonnées cartésiennes et (bas) représentations 2D des coordonnées sphériques en fonction du temps.	96
5.21	Spectrogrammes du signal de référence pour la mesure de la trajectoire circulaire en extérieur calculées (a) sur la plage $[0\ 10]$ kHz et (b) sur la plage $[0\ 2]$ kHz. . .	97
5.22	Histogrammes des erreurs de localisation du drone par formation de voies [(a), (b)] et goniométrie [(c), (d)] après filtrage pour différents harmoniques sélectionnés et dans la bande passante (BP) de l'antenne et par intervalles de 10° en azimut (gauche) et en élévation (droite) dans $[0^\circ, 80^\circ]$ pour la mesure de la trajectoire circulaire réalisée en extérieur.	98
5.23	Représentations 2D des coordonnées sphériques en fonction du temps pour la trajectoire circulaire du drone par formation de voies temporelle (bleu), des estimations en sortie du filtre de Kalman (rouge) et de la position de référence (noir) à partir des signaux filtrés pour (a) conserver les 4 premiers harmoniques compris dans la bande passante de l'antenne et (b) limiter les signaux à la bande-passante.	99

5.24	Histogrammes des erreurs de localisation pour la trajectoire circulaire du drone par formation de voies après filtrage pour différents harmoniques sélectionnés et dans la bande passante (BP) de l'antenne et par intervalle de 1 m pour la mesure de la trajectoire circulaire en extérieur dans $[0, 30]$ m (a) sans filtrage de Kalman et (b) avec filtrage de Kalman.	99
5.25	Résultats des simulations de la localisation 3D pour la trajectoire circulaire d'une source virtuelle par formation de voies temporelle (bleu), des estimations en sortie du filtre de Kalman (rouge) et de la position de référence (noir) à partir des signaux filtrés pour conserver les 4 premiers harmoniques compris dans la bande-passante de l'antenne. (Gauche) Représentations 3D des coordonnées cartésiennes et (droite) représentations 2D des coordonnées sphériques en fonction du temps.	100

Titre : Caractérisation de drones en vue de leur localisation et de leur suivi à partir d'une antenne de microphones.

Mots-clés : Traitement d'antenne, drone, localisation, suivi, caractérisation, signature acoustique.

Résumé :

Ces travaux de thèse portent sur l'identification acoustique de drones en vue du dimensionnement d'une antenne avec peu de microphones (jusqu'à 10) et adaptée aux fréquences émises pour la localisation et le suivi de ces appareils. Des mesures de caractérisation ont mis en évidence la structure harmonique inhérente au signal émis par les systèmes de propulsion des drones. Une étape de filtrage précédant la localisation, adaptée à ce type de signal, est proposée. Elle consiste en une détection de la fréquence fondamentale par l'algorithme HPS (*Harmonic Product Spectrum*) et d'une série de filtres passe-bande pour conserver les harmoniques utiles du signal. Deux méthodes de localisation sont confrontées au travers de simulations numériques et de mesures expérimentales. La première est la formation de voies appliquée dans le domaine temporel. Usuellement employée pour la localisation angulaire de sources, elle est étendue pour une localisation dans l'espace 3D. La seconde, appelée *goniométrie acoustique*, estime la position angulaire de la cible comme solution d'un problème inverse. Un filtre de Kalman est ensuite utilisé pour assurer le suivi de la cible. Une campagne de mesures expérimentales a permis d'établir une base de données du déplacement d'un petit drone quadrimoteur pour différentes trajectoires. L'analyse des données a montré qu'un faible nombre d'harmoniques (de 3 à 6) dans le spectre du signal de la source à localiser est suffisant pour estimer la position d'une source sans perte significative en précision relativement à une localisation sans traitement. Le choix de cette stratégie se justifie pour la localisation et le suivi en présence de plusieurs drones.

Title: Characterization of drones for localizing and tracking from a microphone array

Key-words: Array processing, drone, localization, tracking, characterization, acoustic signature.

Abstract:

This thesis work focuses on the acoustic identification of drones in order to design an array with few microphones (up to 10) and adapted to the frequencies emitted for localizing and tracking these devices. Characterization measurements have shown the inherent harmonic structure of the signal emitted by the UAV propulsion systems. A filtering step before the localization, adapted to this type of signal, is proposed. It consists of the detection of the fundamental frequency by the HPS (*Harmonic Product Spectrum*) algorithm and a series of bandpass filters to preserve the useful harmonics of the signal. Two methods of localization are compared through numerical simulations and experimental measurements. The first is beamforming in the time domain. Usually used for angular source localization, it is extended for localization in 3D space. The second, called *acoustic goniometry*, estimates the angular position of the target as a solution to an inverse problem. A Kalman filter is then used to track the target. An experimental measurement campaign made it possible to establish a database of the displacement of a small four-engine drone for different trajectories. Data analysis showed that a small number of harmonics (3 to 6) in the signal spectrum of the source to be located is sufficient to estimate the position of a source without significant loss in accuracy relative to a location without processing. The choice of this strategy is justified for localization and tracking in the presence of several drones.