



Master SdI, Parcours ATIAM Mars-Juillet 2015

- Stage de 2^{ème} année -

Localisation angulaire de sources acoustiques Application au suivi de drones aériens



Aro RAMAMONJY aro.ramamonjy@gmail.com

Encadrement : Éric BAVU - Maître de conférences (eric.bavu@cnam.fr) Christophe LANGRENNE - Ingénieur de recherche (christophe.langrenne@cnam.fr)

Équipe d'acoustique Laboratoire de mécanique des structures et des systèmes couplés (LMSSC) Conservatoire National des Arts et Métiers 2 rue Conté 75003 Paris, France



Résumé

L'utilisation des drones aériens de petite taille est aujourd'hui au centre des préoccupations des pouvoirs publics : ces drones sont à la fois porteurs de progrès, mais introduisent également de nouveaux risques qu'il s'agit d'anticiper au moyen de réponses opérationnelles, juridiques et techniques appropriées.

Les systèmes existants pour la protection de sites sensibles sont relativement inefficaces vis à vis d'un survol à faible altitude par ces aéronefs sans pilote. Les capacités de détection, de localisation et de suivi ne sont pas optimisées face aux drones qui présentent une variabilité en termes de taille, de vitesse, de comportement, et de charge utile. Pour toutes ces raisons, il est nécessaire d'établir une stratégie technique et opérationnelle, et d'évaluer les réponses techniques qui peuvent être apportées à court et moyen terme.

Pour remplir cet objectif, le travail de recherche décrit dans ce document vise à développer un nouveau système de localisation et de suivi par méthodes acoustiques de sources en mouvement. Dans la première partie du document, la problématique sous-jacente est détaillée précisément, permettant ainsi de dresser un cahier des charges concernant la méthode développée ainsi que le capteur associé.

Un état de l'art des grandes classes de méthodes de localisation développées ces dernières décennies est également dressé, de manière à situer ce travail par rapport à la littérature scientifique disponible à ce jour. La volonté de développer un capteur compact et efficace nous a ainsi orienté vers le développement d'un algorithme de localisation à partir de données de pression et de vitesse particulaire. Pour des raisons de coût de développement et de flexibilité du dispositif, les composantes vectorielles de la vitesse particulaire seront estimées grâce à des capteurs de pression disposés de manière à respecter les contraintes de précision, dans une gamme de fréquence la plus large possible. Par ailleurs, nous détaillerons la méthode de localisation proposée dans le cadre de ce stage, visant à être menée exclusivement dans le domaine temporel, sans faire d'hypothèse particulière sur le signal émis par la source à localiser. L'algorithme est modulaire, faisant appel à des traitements en sous-bandes fréquentielles et en trames temporelles, et à une estimation de rapports d'amplitudes et de retards sur les capteurs du dispositif.

L'approche proposée consiste à inscrire cette stratégie de localisation acoustique dans une approche multimodale, qui consiste également à tirer partie de détecteurs radiofréquences et optroniques et de leur complémentarité face à la signature des drones. Une partie du document est entièrement dédiée à la description des dispositifs de captation, du prototype de laboratoire à la version à base de MEMS numériques en cours de production suite aux résultats obtenus dans le cadre de mon stage.

Dans la dernière partie du document, les capacités du capteur développé seront testées expérimentalement de manière approfondie, pour des sources fixes et en mouvement, dans des environnements allant du plus contrôlé (salle semi-anéchoïque du laboratoire) aux environnements les plus complexes (gymnase très réverbérant avec un bruit de fond particulièrement élevé). Une simulation originale de trajectoire de drone sera également réalisée grâce à une environnement de spatialisation 3D par méthode ambisonique à ordre élevé, de manière à tester le capteur en reproduisant une trajectoire reproductible et réaliste, tout en tirant partie d'un environnement contrôlé. Les résultats très encourageants et les limites observées ont également permis de dresser un plan de travail précis pour le début de ma thèse de doctorat, dont le sujet représente une continuité par rapport à ce travail de Master.

Mots clés : localisation acoustique, coefficients ambisoniques, drones et véhicules, capteur pression-vitesse.

Abstract

The use of small UAV is now a main concern for public authorities : these drones represent a major vector of technological and economical progress, but also introduce new risks that need to be anticipated through operational, legal and technical approaches.

Existing systems for the protection of sensitive areas are relatively ineffective against UAV flying at low altitude. Detection and localization capabilities are not optimized, for this kind of vehicles, that present a great variability in size, speed, performance, and payload. For all these reasons, it is necessary to establish a technical and operational strategy, and evaluate technical solutions that can be made in the short and medium term.

To meet this objective, the research described in this document consists in developping a new system for locating and tracking moving sources using acoustic methods. In the first part of the document, the underlying problem is precisely detailed, allowing to draw up specifications for the developed method and the associated sensor.

A state of the art is also drawn for the main localization methods developed in the last decades. This state of the art allows us to position this work in relation to the available scientific literature. Since we aim at developing a compact and efficient sensor, the localisation and tracking algorithm has been developped using both pressure and acoustic velocity data. For cost and flexibility reasons, the vector components of the particle velocity will be estimated through pressure sensors arranged to fulfill the accuracy requirements in a widest frequency range possible. We will detail the entire tracking and localization algorithm, which will be conducted exclusively in the time domain, without making particular assumption on the signal emitted by the source. The algorithm is modular, involving treatments in frequency sub-bands and time frames, and an estimate of the amplitude ratios and delays on the sensors of the device.

It is also important to note that the proposed approach will be included in a multimodal approach, which will allow to take advantage of radio frequencies and optronic sensors and their complementarity facing the signing of drones. Part of the document is dedicated to the description of the acoustic devices developped in conjunction with the algorithms, from the laboratory prototypes to the production version, based on digital MEMS microphones. The design of these devices is entirely based on the results obtained and described in this manuscript.

In the final section, the capacity of the sensor will be tested experimentally thoroughly for stationary and moving sources, in different environements (semi-anechoic laboratory room, spatialisation room, and a reverberating gym). An original simulation of a flying drone path will also be synthetised using higher order ambisonics in a sphere, in order to test the developped sensor and the proposed algorithm using a reproducible and realistic trajectory, while taking advantage of a controlled measurement environment. The very encouraging results and the limits of the method have also enabled a precise work plan for the beginning of my doctoral thesis, whose subject is a continuity with the work of the present research project.

Keywords : acoustic localization, ambisonic coefficients, drones and vehicles, pressure-velocity sensor.

Remerciements

Je tiens à remercier ici toutes les personnes qui ont contribué au bon déroulement de ce stage.

En premier lieu, j'adresse mes remerciements à M. Jean-François Deü, Directeur du Laboratoire de mécanique des structures et des systèmes couplés (LMSSC), et M. Alexandre Garcia, Directeur de l'équipe Acoustique du LMSSC, de m'avoir accueilli comme stagiaire sur un sujet en adéquation avec mes attentes et qui ouvre à de réelles perspectives d'approfondissement.

Je remercie particulièrement et exprime ma sincère reconnaissance à M. Eric Bavu, Maître de Conférences, qui m'a encadré tout au long de ces cinq mois et qui m'a apporté ses précieux conseils jusqu'au dernier jour.

Je remercie vivement M. Christophe Langrenne, Ingénieur de Recherche, pour les idées et les explications qu'il a apportées grâce à son expertise en antennerie acoustique.

Je remercie également les techniciens Sarah Poirée et Frédéric Guillerm, pour leur aide dans la partie expérimentale et sur le montage des capteurs.

Enfin, je remercie tous les autres membres du Laboratoire, les doctorants et les stagiaires, qui ont contribué à l'excellente ambiance faite de convivialité et d'intérêt pour la science. Merci Benjamin, Guillaume, Isabelle, Ke, Martin, Nawel, Olivier, Pierre, Sana, Stéphanie.

Table des matières

1	Intr	oduct	ion	1
	1.1	Le La	boratoire	1
	1.2	Problé	ématique	1
	1.3	Carac	téristiques de drones	2
2	Loc	alisati	on de sources acoustiques	6
	2.1	Princi	pe général	6
		2.1.1	Positionnement angulaire	6
		2.1.2	Grandeurs acoustiques utiles pour la localisation de sources	6
		2.1.3	Localisation de sources : état de l'art succint	9
	2.2	Mesur	es de pression en plusieurs points	9
		2.2.1	Calcul des angles de localisation	10
		2.2.2	Antenne linéaire et traitement d'antenne	12
		2.2.3	Mesure de délais temporels	15
	2.3	Mesur	e de pression et de vitesse en un point	21
		2.3.1	Calcul des angles de localisation	22
		2.3.2	Capteur pression-vitesse 3 axes (<i>acoustic vector sensor</i> , AVS)	23
		2.3.3	Méthodes d'estimation des composantes directionnelles de la vitesse acoustique	23
3	Mét	thode	développée dans le cadre du projet	26
Ŭ	3.1	Un ve	ctor sensor à l'aide de capteurs de pression	27
	0.1	311	Estimation de vitesse à partir de mesures de pression en 2 points	27
		3.1.2	Approximation du gradient de pression par différences finies	28
		313	Intégration de l'équation d'Euler	20
		314	Travail en bandes de fréquences	32
	32	Déloc	alisation des mesures de vitesse	34
	0.2	3 2 1	Décalages temporels induits par la délocalisation des mesures de vitesse	35
		3 2 2	Estimation	36
		3 2 3	Compensation du retard entre vitesse particulaire délocalisée et pression à l'origine	39
	3.3	Décou	nage en trames temporelles et filtrage en bandes fines	39
	0.0	3 3 1	Découpage en trames	39
		332	Découpage en bandes fines	39
		333	Construction des filtres	42
	34	Estim	ation des composantes ambisoniques d'ordre 1	44
	0.1	3 4 1	Estimation à partir des amplitudes de vitesse particulaire	44
		3 4 2	Estimation à partir du retard des signaux de vitesse	44
		3.4.3	Indice de confiance	45
1	Πόν	elonne	ement d'un canteur associé à la méthode proposée · prototypage et versions	
-	d'ét	ude	ement d'un capteur associe à la methode proposée : prototypage et versions	47
	4 1	Protot	type de capteur en cours de développement	- 1 7
	- T + T	4 1 1	Orientation dans l'espace	48
		419	Écartement des microphones	48
		413	Baisons du choix de la technologie MEMS	40 20
	49	Canto	urs montés durant le stage nour les expérimentations	49 50
	т. <i>Ц</i>	4 9 1	Capteur rigidifié par une structure en cube	50
		1. <u>1</u> . 1	capital inframe par ano bitattato di tabo	00

	4.3	 4.2.2 Étalor 4.3.1 4.3.2 4.3.3 	Capteur rigidifié par des encastrements dans un matériau absorbant	51 52 53 56 60				
5	Test	ts de le	ocalisation	62				
5.1 Protocole expérimental			$cole expérimental \ldots \ldots$	62				
		5.1.1	Environnements de mesure	62				
		5.1.2	Sources utilisées	64				
	5.2	Résult	ats obtenus en salle anéchoïque	65				
		5.2.1	Prévision d'erreurs potentielles	65				
		5.2.2	Source fixe : haut-parleur	67				
		5.2.3	Source en mouvement : locuteur en déplacement	69				
	5.3	Résult	cats obtenus dans la salle de spatialisation 3D ambisonique grâce à une sphère de					
haut-parleurs		haut-p	parleurs	72				
		5.3.1	Localisation des haut-parleurs de l'hémisphère nord de la sphère de spatialisation	72				
		5.3.2	Synthèse d'une onde plane	74				
		5.3.3	Synthèse de trajectoire de drone	75				
	5.4	Résult	ats obtenus en milieu réverbérant	77				
		5.4.1	Sources fixes : discussion entre 3 locuteurs	78				
		5.4.2	Suivi d'un drone en mouvement	79				
6	Con	nclusio	n	81				
A	nnex	e A : I	Démonstration de l'équation 20	Ι				
A	Annexe B : Caractéristiques techniques des microphones ICP à électret utilisés dans le second dispositif de captation développé II							
\mathbf{A}	Annexe C : Démonstration de l'équation 97 III							
A	Annexe D : Localisation des haut-parleurs de la sphère du laboratoire IV							

Table des figures

1	Notation utilisées pour décrire les positions des capteurs de pression	х
2	Notations utilisées pour décrire les grandeurs de pression et de vitesse particulaire mesurées.	х
3	Drone à voilure tournante photométrique TerraDrone	3
4	Drone à voilure fixe WanderB	3
5	Drone à voilure battante RoboBee	3
6	Représentation de la silouhette et de la taille de drones aériens	4
7	Spectrogramme d'un enregistrement à 2 mètres, dans la salle semi-anéchoïque du Cnam, du	
	bruit émis par le drone Parrot Bepop en vol stationnaire à 50 cm du sol	5
8	Angles de localisation	6
9	Représentation schématique d'une onde plane en champ lointain	8
10	Comparaison des vitesses radiales dans le cas d'une onde plane et d'une onde sphérique	9
11	Différence de marche entre deux capteurs et géométrie dans l'hypothèse d'onde sphérique ou	
	d'onde plane	10
12	Approximation d'onde plane - erreur de localisation par méthode d'estimation de retards	
	temporels	11
13	Erreur d'angulation liée à l'approximation en onde plane	12
14	Formation de voies avec une antenne à retard linéaire	13
15	Réponse angulaire S lors d'une formation de voies $\ldots \ldots \ldots$	14
16	Résolution de l'ambiguïté sur le signe de l'azimut trouvé à base de retards	15
17	Mesure de retard non entier par interpolation à 3 points	17
18	Estimation d'un retard de 3.63 échantillons par la méthode de la mesure de phase \ldots .	20
19	Analyse en composantes principales sur des signaux de vitesse	25
20	Erreur sur l'estimation de direction en fonction du déphasage entre deux sinusoïdes	25
21	Schéma bloc de l'algorithme utilisé	27
22	Erreur relative maximale (en dB) sur l'estimation du gradient de pression servant à calculer la	
	vitesse particulaire en fonction de l'écart inter-microphonique et de la fréquence de la source .	30
23	Illustration de la méthode des trapèzes	31
24	Visualisation de la qualité de l'estimation par différences finies	33
25	Utilisation de microphones de pression : erreur en dB sur l'estimation de la vitesse en fonction	
	de l'écartement des microphones	33
26	Erreur maximale de localisation en fonction de la fréquence	34
27	Erreur sur l'estimation de direction lors de mesures acoustiques délocalisées sans compensation	
	de délais temporels	35
28	Estimation de retards - erreur pour une sinusoïde pure bruitée	37
29	Suivi de trajectoire d'un drone (signaux de synthèse grâce à la découpe en trames temporelles.	39
30	Pôles et zéros des filtres de Butterworth utilisés pour l'analyse en bande fine. Tous les pôles	
~ .	étant à l'intérieur du cercle unité, les filtres utilisés sont stables.	41
31	Filtrage avant-arrière et filtrage par un filtre passe bande à phase non linéaire de type Butterworth	42
32	Modules (au carré) des filtres utilisés pour l'analyse en bande fine et en bandes larges	43
33	Schéma du capteur à base de microphones MEMS en cours de développement	48
34	Premier dispositif de captation développé à base de sondes double couche pression-pression et	. .
05	d'une structure rigidifiante	51
35	Seconde iteration du dispositif de capitation, a base de sondes microphoniques ICP à électret,	
	encastrees dans un materiau absorbant. A gauche : vue de haut. A droite : vue en coupe	50
	transversale	52

36	Second dispositif de captation développé à base de capteurs microphoniques ICP à électret
	insérés dans un matériau absorbant
37	Erreur angulaire due à une mauvaise calibration des microphones en amplitude 56
38	Calibration avec un tube à ondes stationnaires
39	Calibration avec une cavité de calibration G.R.A.S Sound Intensity Calibrator 59
40	Étalonnage en champ libre
41	Plusieurs profondeurs d'enfoncement d'un capteur double couche dans un le tube de calibration 60
42	Module et phase des fonctions de transfert entre le microphone à l'origine (P0) et les autres
	microphones
43	Chambre semi-anéchoïque du Cnam 62
44	Sphère de haut-parleurs du LMSSC
45	Bruit de fond dans les lieux d'expérimentation
46	Système d'émission et d'acquisition
47	Simulation de l'erreur de localisation en fonction du rapport signal à bruit
48	Simulation de l'erreur de localisation en fonction de la distance de la source
49	Visualisation radar des directions trouvées lors de l'expérience de localisation du haut-parleur
	en chambre anéchoïque
50	Localisation obtenue du haut-parleur de la chambre anéchoïque
51	Localisation d'un locuteur en déplacement
52	Source principale et source image
53	$\left \frac{p+p_{image}}{p}\right \dots \dots$
54	Simulation de l'effet de sol
55	Mesure de l'effet de sol en chambre semi-anéchoïque
56	Localisation des haut-parleurs de la sphère
57	Mesure de l'erreur de localisation en fonction de l'élévation pour la sphère de haut-parleur 74
58	Localisation d'ondes planes émises depuis la direction de haut-parleurs
59	Erreur en azimut en fonction de l'énergie du signal
60	Localisation d'une trajectoire spatialisée de drone
61	Énergie du signal et indice de confiance lors de localisation d'une trajectoire de drone 77
62	Localisation de locuteurs pendant une discussion en environnement réverbérant
63	Suivi de drone volant dans un gymnase réverbérant (TR60=2.5 secondes) 80
61	Pépenga nominala d'un migraphona ICP

Liste des tableaux

1	Écartement choisis pour les doublets microphoniques utilisés sur chaque axe afin d'estimer les	
	3 composantes vectorielles de la vitesse particulaire. Le choix est imposé afin de minimiser	
	dans chaque bande de fréquence l'erreur sur cette estimation, et respecter des contraintes	
	d'encombrement du capteur.	34
2	Vérification des délais maximums introduits par l'excentrage des capteurs de pression utilisés	
	pour estimer les composantes de la vitesse particulaire.	38
3	Fréquences centrales et fréquences de coupures des filtres de tiers d'octaves utilisés dans la	
	bande BF $[200 - 1000]$ Hz	40
4	Fréquences centrales et fréquences de coupures des filtres de tiers d'octaves utilisés dans la	
	bande MF $[1000 - 2500]$ Hz	40
5	Fréquences centrales et fréquences de coupures des filtres de tiers d'octaves utilisés dans la	
	bande HF $[2500 - 8000]$ Hz	41
6	Spécifications des filtres passe bande utilisés pour l'analyse tri-bande	43
7	Positionnement des capteurs de pression dans le dispositif proposé : écartements, ex-centrage,	
	et bandes de fréquences correspondantes	49
8	Chronologie des évènements lors de l'enregistrement pour le suivi d'un locuteur en mouvement	69

Liste des symboles

- * : produit de convolution
- TF {.} : opération de transformation de Fourier
- TF⁻¹ {.} : opération de transformation de Fourier inverse.
- O : origine du repère utilisé pour la localisation de source
- fft : transformation de Fourier Rapide (fast Fourier transform).
- BF : basses fréquences
- MF : moyennes fréquences
- HF : hautes fréquences
- -p: pression acoustique (Unité : Pa), écart de pression avec la pression ambiante au repos (pression atmosphérique).
- − v: vitesse particulaire (Unité : m.s⁻¹) : vitesse d'un volume élémentaire situé autour du point considéré appelé particule de fluide. On supposera que $\overrightarrow{v} = 0$ au repos.
- $-\rho_0$: masse volumique au repos du fluide considéré (unité : kg.m⁻³
- \Re : partie réelle
- $-\omega$: pulsation (Unité : rad.s⁻¹)
- -f: fréquence (Unité : Hz)
- -t:temps (Unité:s)
- j: Imaginaire pur de norme 1. $\sqrt{-1}$
- -r0: position de la source à localiser (Unité : m)
- θ_0 : azimut de la source à localiser (Unité : rad)
- $-\delta_0$: élévation de la source à localiser (Unité : rad)
- ^T : Opérateur de transposition matricielle
- $-\lambda$: Longueur d'onde (Unité : m)
- $\overrightarrow{\text{Grad}}$: Opérateur gradient
- Les capteurs acoustiques que nous développons permettent de mesurer les grandeurs acoustiques de pression et du vecteur vitesse particulaire suivant les axes $\{\overrightarrow{e_x}, \overrightarrow{e_y}, \overrightarrow{e_z}\}$. Ces grandeurs de pression et de vitesse étant déterminées en plusieurs positions sur chaque axe, nous utilisons une convention pour décrire les capteurs de pression utilisés : les capteurs seront indicés respectivement par $i = \{1, 2, 3\}$ pour les différentes distances de l'origine du repère (voir figure 1). En ce qui concerne les composantes du vecteur vitesse particulaire, elles seront estimées par différences finies en utilisant des capteurs de pression. Ces composantes vectorielles seront éventuellement estimées de manière délocalisées (c'est à dire en des positions non confondues avec l'origine du repère). C'est pourquoi les grandeurs de pression et de vitesse particulaire représentées sur la figure 2 portent l'indice d. Pour l'estimation des composantes de vitesse particulaire, nous utiliserons un schéma aux différences finies d'ordre 1, à partir des valeurs de pression acoustique mesurées. Par convention, la valeur de pression estimée à la position la plus proche de l'origine sera notée avec l'exposant (1), et le valeur de pression mesurées à la position la plus lointaine de l'origine sera notée avec l'exposant (2) (voir Fig. 2). Pour finir nous verrons plus loin dans le manuscrit que nous proposons une approche de mesures par bandes fréquentielles. C'est pourquoi les positions de capteurs de vitesses particulaires et de pression acoustique sur la figure 2 portent l'exposant $\{m\}$, représentant la bande de fréquence concernée $(m = \{BF, MF, HF\}$. Une pression et une vitesse acoustique pourra être associée à (1 ou 2 indices) et/ou (1 ou 2 exposants). La convention de notation est illustrée sur les figures 1 et 2.





FIGURE 1: Notation utilisées pour décrire les positions des capteurs de pression

FIGURE 2: Notations utilisées pour décrire les grandeurs de pression et de vitesse particulaire mesurées.

Liste des constantes physiques liées au problème

-
– $\rho_0=1.2\,{\rm kg\,m^{-3}}$ masse volumique de l'air, milieu de propagation supposé homogène et isotrope.
– $c=343\,{\rm m\,s^{-1}}$ célérité des ondes acoustiques dans l'air
- $Z_c = \rho_0 \times c = 411 \text{ kg m}^{-2} \text{ s}^{-1}$ impédance caractéristique de l'air.

1 Introduction

1.1 Le Laboratoire

J'effectue mon stage au Conservatoire National des Arts et Métiers, au sein de l'équipe Acoustique du Laboratoire de mécanique des structures et des systèmes couplés (LMSSC, EA 3196, http://www.lmssc.Cnam.fr), sous la direction d'Éric Bavu, Maître de conférences, et Christophe Langrenne, Ingénieur de Recherche.

Le LMSSC s'intéresse principalement aux quatre thématiques suivantes.

- 1. La dynamique des structures en linéaire et non-linéaire;
- 2. Les structures et interfaces adaptatives intelligentes,
- 3. L'interaction fluide-structure et la vibroacoustique;
- 4. La caractérisation des sources et le contrôle du bruit.

C'est autour de cette dernière thématique que s'organisent les recherches au sein de l'équipe Acoustique du LMSSC. Les champs de recherche et d'expertise de l'équipe d'acoustique sont larges et couvrent une grande partie des besoins dans le cadre du projet de localisation et le suivi de drones. Les chercheurs de l'équipe ont développé des techniques d'holographie acoustique de champ proche en environnement bruité et réverbérant [1], des techniques de déconfinement et de débruitage [2], d'imagerie à haute résolution et de localisation de sources acoustiques audibles par retournement temporel [3–5], de synthèse de champs sonores et de spatialisation [6], de localisation de sources en mouvement dans le régime supersonique [7], de problèmes inverses acoustiques [8]. Le Cnam a également développé une expertise en électro-acoustique et dans le développement de prototypes de capteurs et d'antennes spécialisées, à la fois pour l'imagerie et la captation de champ sonore de sources spatialisées. Plusieurs études et contrats ont été développées en lien avec l'aéronautique (contrats EUROCONTROL et Air France). L'un des thèmes majeurs de recherche de l'équipe depuis les 10 dernières années concerne l'imagerie, la localisation, et la caractérisation de sources acoustiques complexes en milieux non anéchoiques [2]. Ces méthodes requièrent l'utilisation et le développement spécifique d'antennes microphoniques innovantes, accompagnées d'un traitement du signal dédié. L'équipe d'acoustique du Cnam est spécialisée dans ce domaine, et plus spécifiquement aux applications de ces méthodes aux problèmes industriels et aéronautiques.

1.2 Problématique

Le travail proposé s'inscrit dans la catégorie des problèmes de localisation de sources, qui représente tout un pan de recherches, trouvant des applications à travers les technologies de sonar, radar, la téléconférence, la visioconférence, la robotique, et la surveillance. La plupart des techniques développées en acoustique ces dernières décennies sont basées sur l'utilisation d'antennes de microphones, structurées ou non [9]. La problématique posée consiste au développement conjoint d'une méthode originale permettant de déterminer la position angulaire (azimut et élévation) d'une source acoustique quelconque à l'aide d'un capteur compact, en tirant partie de l'information de pression et de vitesse particulaire. Les applications d'un tel capteur associé à la méthode développée sont multiples, tant pour la localisation de locuteurs ou d'instruments de musique dans une scène sonore, que pour des applications de surveillance, ou pour le suivi temps réel de trajectoires de sources en mouvement, ou des applications à la visioconférence. Nous envisageons également d'inscrire cette technique dans le processus de validation d'environnements spatialisés 3D (de type ambisonique à ordres élevés ou WFS). Dans ce manuscrit, plusieurs études expérimentales sont réalisées, mettant en jeu des sources acoustiques possédant des caractéristiques spectrales ou temporelles très différentes, l'objectif premier de la méthode étant d'être efficace sans faire d'hypothèses fortes sur le signal acoustique émis par la source. L'une des applications visées concerne la localisation et le suivi de trajectoire de drones aériens. En effet, l'utilisation de drones civils est en plein essor. Bien que les survols actuellement répertoriés ne représentent pas une menace réelle, les autorités étudient les risques potentiels qui seraient induits par un emploi inapproprié ou malveillant des drones. Afin d'intervenir dans les meilleurs délais et dans le but de trouver une réplique adéquate, il convient avant tout de localiser le drone de manière précise et automatique (azimut et élévation). Or, la localisation et le suivi de drones aériens par méthodes visuelles ou par techniques radar sont des tâches difficiles à réaliser, compte tenu de leur petite taille, de leur faible altitude, et de leur capacité à changer de direction et de vitesse rapidement.

À contrario, les méthodes acoustiques peuvent permettre d'améliorer le suivi, voire d'orienter des capteurs optroniques, plus limités en angle de "vue" que les capteurs acoustiques, par essence omnidirectionnels, pour permettre un suivi multimodal des drones. L'objet de ce stage est de développer une méthode de localisation de sources acoustiques au cours du temps.

Plusieurs grandes classes de techniques de localisation sont utilisées, dont le point commun est l'utilisation d'antennes de mesures : les méthodes basées sur les différences de retard, les méthodes basées sur les différences d'amplitudes, et les méthodes basées sur la structuration en sous-espaces, de type MUSIC ou ESPRIT, ou encore les méthodes de formation de voies. La littérature est abondante concernant les méthodes de localisation fonctionnant dans le domaine fréquentiel (soit en faisant l'hypothèse d'une source monochromatique, soit en réitérant le calcul fréquence par fréquence). En revanche, peu d'études font état de l'utilisation de méthodes fonctionnant dans le domaine temporel, sur une large bande de fréquence, sans faire d'hypothèses particulières sur le signal émis par la source. C'est l'un des objectifs que nous nous sommes fixés dans le cadre du stage, de manière à ne pas perdre en généralité en ce qui concerne les applications potentielles du dispositif de localisation.

Ces dernières années, plusieurs techniques de localisation basées sur la mesure conjointe des grandeurs de pression et de vitesses ont été développées, permettant ainsi d'améliorer drastiquement la compacité des antennes de capteurs. Dans le formalisme ambisonique, ces deux grandeurs correspondent aux moments d'ordre 0 et 1. L'objectif de ce stage est de développer une méthode de localisation, qui devra allier résolution et simplicité d'implémentation dans le but d'une application temps-réel et assurer ainsi le suivi de la trajectoire d'un drone. La compacité du capteur utilisé reste l'un des objectifs, et nous nous concentrerons sur le développement d'un dispositif ne comportant que des capteurs de pression, qui serviront à estimer la vitesse particulaire vectorielle. Le travail réalisé pendant ce stage a également permis de proposer une géométrie de capteur, afin de développer un premier prototype à base de capteurs MEMS numériques, qui sera utilisé pendant ma thèse de doctorat.

Dans la suite du manuscrit, nous décrirons tout d'abord le principe de la détermination de la direction de sources sonores, que nous illustrerons par un état de l'art succinct, permettant de mettre en contexte la méthode proposée, qui sera décrite précisément. Les différentes géométries de capteurs seront décrits, avant de montrer à travers des simulations numériques, ainsi que des expériences de localisation et de suivi de sources, réalisées sur des sources acoustiques réelles et/ou spatialisées en 3D dans divers environnements de mesures.

1.3 Caractéristiques de drones

L'une des applications de la méthode proposée concerne la localisation et le suivi de trajectoire de drones aériens. C'est pourquoi il apparait primordial de donner quelques éléments sur ces véhicules "sans

équipage" (UAV en anglais), à l'origine issus de recherches scientifiques liées au domaine de la défense, qui connaissent aujourd'hui un essor dans le domaine civil, avec l'arrivée sur le marché de drones accessibles au grand public, car ne nécessitant que peu de réglages pour les faire voler. En effet, ces appareils disposent aujourd'hui d'un grand nombre de capteurs embarqués (télémètre, gyroscope, accéléromètres 3 axes, caméra embarquée, système de navigation GPS, processeur de vol évolué) permettant à l'utilisateur de piloter ce type d'appareil sans compétences particulières. La multiplication des drones dans l'espace aérien pose cependant des problèmes de sécurité (collisions entre drones, mais aussi avec d'autres aéronefs, avec des installations au sol, etc ...). Dans ce contexte, la détection et la localisation des drones aériens militaires et civils va devenir dans les années à venir, un enjeu majeur pour la sécurité des biens et des personnes.



FIGURE 3: Drone à voilure tournante photométrique TerraDrone



FIGURE 4: Drone à voilure fixe WanderB



FIGURE 5: Drone à voilure battante RoboBee

Plusieurs classifications des drones aériens sont possibles selon certaines spécificités, comme leur altitude de croisière, leur autonomie, leur capacité à porter des charges, leur caractère furtif, leur taille, ou encore leur voilure (fixe, tournante, ou battante, voir figures 3, 4 et 5). La figure 6 permet quant à elle de constater de la diversité de taille des drones existantes : le plus petit drone présenté, tout juste visible en bas à droite de cette illustration, n'est autre que l'AR Drone de Parrot, qui est pourtant d'envergure moyenne parmi les drones utilisés par le grand public, et est loin d'être le plus petit drone disponible (le nano-drones ne mesurent que quelques centimètres et ne pèsent que quelques dizaines de milligrammes, à l'instar du RoboBee développé par les ingénieurs de l'université de Harvard.

^{1.} http://cdn-scraplogo.pearltrees.com/db/85/db8581879ecb0f4d108507dae278aa31-pearlsquare.jpg?v=2!

http://img.directindustry.com/images_di/photo-g/uas-61783-5676529.jpg,

http://www.ippinka.com/wp-content/uploads/2013/05/robobee-first-controlled-flight-01.jpg



Source : http://dronesurvivalguide.org

FIGURE 6: Représentation de la silouhette et de la taille de drones aériens

Bien entendu, compte tenu de cette diversité de conception, les drones aériens rayonnent des bruits différents, mais caractéristiques de leur méthode de vol, de leur taille, et de leur vitesse [10]. Les drones de grande et moyenne taille possèdent des rayonnements acoustiques similaires à ceux des aérodynes avec équipage embarqué, déjà bien connus. Les drones de petite taille, accessibles au grand public sont tous équipés d'une ou plusieurs hélices, qu'ils soient à voilure fixe ou tournante. Le bruit des hélices résulte de deux contributions. La première contribution, de type harmonique (tonale), est liée à la fréquence de passage des pales. De nature périodique, ce bruit présente un spectre de fréquences discrètes qui dépend de l'épaisseur et de la surface de la lame (voir Fig. 7). Cette émission d'un son en spectre de raies harmoniques peut par ailleurs posséder une directivité assez marquée, variable en fonction de la fréquence des raies [11], ce qui induit une signature acoustique assez variable suivant la position du drone par rapport au capteur acoustique. La seconde contribution est un bruit large bande, qui, induit par un flux turbulent, présente un comportement de spectre large bande continu dans le domaine fréquentiel. Le bruit des moteurs, quant à lui, est très dépendant de la technologie utilisée; les moteurs électriques équipant les drones de petite taille sont silencieux, tandis que les moteurs thermiques, équipant certains drones aériens, sont eux beaucoup plus bruyants, même si le bruit d'échapement des moteurs thermiques ne contribuent pas de manière majoritaire, et que même dans ce cas, les composantes tonales émergent la plupart du temps [12]. En ce qui concerne le niveau de bruit rayonné, il peut atteindre les 75 dB à 100 m, permettant ainsi d'utiliser des méthodes acoustiques pour détecter la présence de drones ou localiser leur position en 3 dimensions.



FIGURE 7: Spectrogramme d'un enregistrement à 2 mètres, dans la salle semi-anéchoïque du Cnam, du bruit émis par le drone Parrot Bepop en vol stationnaire à 50 cm du sol.

2 Localisation de sources acoustiques

2.1 Principe général

2.1.1 Positionnement angulaire

Soit une source acoustique, repérée par ses coordonnées x_0 , y_0 et z_0 dans le repère $(O, \vec{e_x}, \vec{e_y}, \vec{e_z})$ (voir figure 8). L'objectif, lors de la localisation et du suivi de sources acoustiques en mouvement, est d'obtenir, au cours du temps, les angles permettant de repérer la position de cette source, c'est à dire ce qui permet de pointer vers elle sans donner de précisions sur sa distance r_0 . Cette direction de localisation est donnée par l'azimut θ_0 et l'élévation δ_0 de la source (voir figure 8). L'angle θ_0 sera évalué entre $-\pi$ (aligné avec $-\vec{e_x}$) et $+\pi$ (aligné avec $+\vec{e_x}$). L'angle δ_0 , quant à lui, est évalué entre $-\pi/2$ (aligné avec $-\vec{e_z}$) et $+\pi/2$ (aligné avec $\vec{e_z}$) Les relations de passage entre x_0 , y_0 , z_0 et les angles de localisation sont données dans les systèmes d'équations 1 et 2. Dans la suite, par abus de langage, et pour alléger le vocabulaire, on confondra *localiser* une source et déterminer son *positionnement angulaire*.



FIGURE 8: Angles de localisation

Afin de déterminer le positionnement angulaire de la source acoustique, nous utiliserons des mesures de pression et/ou de vitesse particulaire. Ces grandeurs acoustiques contiennent l'information de la direction recherchée, et sont définies en 2.1.2. À partir de ces mesures, il est possible de déterminer la position de la source acoustique. Plusieurs grandes classes de méthodes acoustiques ont été développées. C'est pourquoi nous décrirons succintement les stratégies proposées dans la littérature pour réaliser de la localisation de sources acoustiques dans la section 2.1.3.

2.1.2 Grandeurs acoustiques utiles pour la localisation de sources



Soit une source acoustique S située au point S $(\overrightarrow{OS} = [x_S, y_S, z_S]^T$ (voir schéma à gauche). On supposera dans un premier temps que cette source émet un signal proportionnel à $s_S = C_0 \cos(\omega t)$ avec C_0 une amplitude constante. On suppose que cette source est un *monopôle* acoustique, c'est à dire que les caractéristiques de son rayonnement ne dépendent pas de la direction (on parle de rayonnement *omnidirectionnel*).

On considère un point de mesure M $(\overrightarrow{OM} = [x_M, y_M, z_M]^T)$, et on note r la distance qui le sépare de la source : $r = SM = \left\| \overrightarrow{OM} - \overrightarrow{OS} \right\|$.

Dans le modèle des ondes sphériques tridimensionnelles, une écriture de la pression acoustique p au point M est :

$$p = \frac{C}{r}\cos\left(\omega t - kr\right) = \Re\left(\frac{C}{r}e^{j\left(\omega t - kr\right)}\right)$$
(3)

où $k = \omega/c$ représente le nombre d'onde. La pression mesurée au point M correspond ainsi, à un facteur C/C_0 près, au signal émis par la source, atténué avec la distance r d'un facteur 1/r, et retardée dans le temps de $t_0 = kr/\omega$, représentant le temps de propagation à la célérité des ondes acoustiques $c = \omega/k$ de la distance r séparant la source du récepteur.

L'équation d'Euler linéarisée permet de relier la pression acoustique p et la vitesse particulaire \overrightarrow{v} au point M [13] :

$$\rho_0 \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} = -\overrightarrow{\text{Grad}}(p),\tag{4}$$

Le rayonnement d'une source monopolaire étant omnidirectionnel, le champ acoustique possède ainsi une symétrie radiale, et on peut écrire :

$$\rho_0 \frac{\partial \overrightarrow{v}}{\partial t} = \rho_0 \frac{\partial v_r}{\partial t} \overrightarrow{e_{\rm SM}} \quad \text{et} \quad -\overrightarrow{\text{Grad}}(p) = -\frac{\partial p}{\partial r} \overrightarrow{e_{\rm SM}} \tag{5}$$

où $\overrightarrow{e_{\text{SM}}} = \frac{\overrightarrow{SM}}{r}$ est le vecteur unitaire dirigé de la source vers le point de mesure. v_r est appelée vitesse *radiale*. On a alors, dans le modèle harmonique :

$$\rho_{0} \frac{\partial v_{r}}{\partial t} = -\frac{\partial p}{\partial r} = \Re \left(\frac{A}{r} \left(\frac{1}{r} + jk \right) e^{j(\omega t - kr)} \right)$$
$$v_{r} = \Re \left(\frac{1}{j\omega} \frac{1}{\rho_{0}} \frac{A}{r} \left(\frac{1}{r} + jk \right) e^{j(\omega t - kr)} \right)$$
$$= \frac{1}{\omega} \frac{1}{\rho_{0}} \frac{A}{r} \left(k \cos(\omega t - kr) + \frac{1}{r} \sin(\omega t - kr) \right)$$
$$= \frac{1}{Z_{c}} \frac{A}{r} \left(\cos(\omega t - kr) + \frac{1}{kr} \sin(\omega t - kr) \right), \tag{6}$$

où $Z_c = \rho_0 c$.

Condition de champ lointain

Si kr est très grand devant l'unité, alors le terme $\frac{1}{kr}\sin(\omega t - kr)$ dans l'équation 6 devient négligeable devant $\cos(\omega t - kr)$, et la vitesse radiale devient alors proportionnelle à la pression acoustique (ce qui signifie

également que les deux grandeurs sont en phase) :

$$v_r(t) \approx \frac{1}{Z_c} \frac{A}{r} \cos(\omega t - kr) = \frac{1}{Z_c} p(t)$$
(7)

On dit être en *champ lointain*, car la source est très éloignée à l'échelle de la longueur d'onde $\lambda = \frac{2\pi}{k}$: $r >> \lambda$.

Approximation d'onde plane

Lorsque l'hypothèse de champ lointain est respectée, la surface d'onde peut ainsi être localement (dans une zone de longueur caractéristique petite devant la longueur d'onde) assimilée à un front d'onde plan, qui possède *localement* les mêmes propriétés qu'une onde propagative à une dimension (voir Fig. 9).

Sur tout plan perpendiculaire à la direction de propagation \overrightarrow{SM} la pression y est constante. Pour une onde plane la pression et la vitesse sont toujours en phase. Les variations d'amplitude deviennent négligeables devant les variations de phase, et on peut négliger la dépendance avec 1/r.



FIGURE 9: Représentation schématique d'une onde plane en champ lointain

La plupart des algorithmes de localisation se basent sur l'approximation d'onde plane, et supposent donc un capteur avec des microphones faiblement écartés devant la distance source-capteur, et un travail avec des gammes de fréquences qui satisfont la condition de champ lointain [9].

La figure 10 illustre les zones de validité de l'hypothèse de champ lointain kr >> 1 en fonction de la distance r source-capteur et de la fréquence. Le panel 10a montre le produit kr, les panels 10b et 10c montrent respectivement les rapport d'amplitude et la différence de phase, entre les signaux de vitesse et de pression (à un terme d'impédance près). Dans les zones où kr >> 1, $Z_c |v_r|$ et p sont quasi-égales, et la différence de phase entre pression et vitesse est quasi-nulle.



FIGURE 10: Comparaison des vitesses radiales dans le cas d'une onde plane et d'une onde sphérique

2.1.3 Localisation de sources : état de l'art succint

Les méthodes de détermination de la position angulaire de sources se basent sur une observation du champ acoustique avec M > 1 capteurs. Ces méthodes se distinguent en plusieurs classes.

- 1. Les méthodes basées sur la formation de voies estiment parmi plusieurs directions possibles de la source celle qui est la plus probable. La résolution se fait généralement dans le domaine fréquentiel, en utilisant des méthodes de type Espérance Maximisation ou des méthodes de sous-espace
- 2. Certaines méthodes sont basées sur une mesure de différences de temps de trajet des ondes pour atteindre les différents capteurs (TDOA).
- 3. D'autres s'intéressent aux différences d'amplitudes entre les signaux (ILD).
- 4. Enfin certaines méthodes s'aident de la présence dans le voisinage des capteurs d'un objet diffractant dont la fonction de transfert directionnelle est connue (HRTF) [14] pour l'interprétation de la différence des signaux à plusieurs capteurs.

Des méthodes appartenant aux deux premières classes sont décrites plus en détail en 2.2. Des méthodes appartenant à la troisième classe seront présentées en 2.3. Ce type de méthodes peut s'appliquer pour les antennes de grande envergure [15], où les amplitudes des pressions mesurées par celles-ci évoluent spatialement. Un deuxième cas d'utilisation existe, et c'est celui qui nous intéresse ici. Il s'agit de celui de comparer les amplitudes de signaux de vitesse sur 3 axes différents avec un capteur compact.

Dans la suite du document, nous détaillerons l'utilisation d'antennes de microphones de pression (section 2.2), ainsi que l'utilisation conjointe de mesures de pression et de vitesse particulaire. Cette description permettra d'introduire un certain nombre de méthodes et d'algorithmes que nous utiliserons pour déterminer notamment des délais avec précision entre deux grandeurs mesurées, ainsi que l'estimation de rapports d'amplitudes, qui serviront dans la méthode développée dans le cadre de stage. Cette méthode sera décrite précisément en 3.

2.2 Mesures de pression en plusieurs points

Lorsqu'une source acoustique rayonne un champ propagatif dans un milieu contenant deux microphones sensibles à la pression positionnés en deux endroits différents de ce champ, l'onde atteint en premier le microphone le plus proche de la source, puis l'autre. On observe ainsi un décalage temporel t_0 entre les signaux captés par les deux microphones. Il est possible d'interpréter ce décalage temporel pour inférer la direction de localisation de la source. Dans un premier temps, nous décrirons comment obtenir cette direction à partir d'une mesure de t_0 (2.2.1). Afin d'illustrer ce type d'algorithme, une géométrie particulière d'antenne de capteurs organisés sera décrite : l'antenne à retard linéaire (2.2.2). Pour finir, nous étudierons plusieurs méthodes d'estimation de t_0 (2.2.3), en se concentrant sur la précision des algorithmes proposés, ainsi que sur l'importance de la détermination d'un retard avec une précision plus importante que l'échantillon imposé par le convertisseur analogique numérique de la carte d'acquisition utilisée.

2.2.1 Calcul des angles de localisation

Problème 2D

Afin de décrire le principe de l'estimation de la position angulaire d'une source à partir de retards, partons d'un problème de localisation de source acoustique en deux dimensions (angle θ_0 uniquement).

Pour cela, on positionne deux microphones sur une ligne en M_1 et en M_2 (cercles pleins rouges sur la figure 11 A). Ces microphones mesurent respectivement les pressions p_0 et p_1 . Une distance d_{01} sépare les deux microphones.

Une source émettant une onde sphérique est positionnée (cercle plein violet), les fronts d'onde successifs qui émanent de cette source sont affichés en traits plein violets, et les "rayons" qui atteignent les deux microphones sont affichés en pointillés mauves. La tâche de localisation consiste à estimer θ_0 , inconnu.



FIGURE 11: Différence de marche entre deux capteurs et géométrie dans l'hypothèse d'onde sphérique ou d'onde plane.

L'onde atteint d'abord le microphone le plus proche de la source, placé en M_0 , puis atteint le microphone en M_1 avec un retard t_0 . Supposons dans un premier temps ce retard parfaitement mesuré de manière à décrire la stratégie de localisation à partir de cette mesure temporelle. Le retard t_0 correspond au temps de trajet sur la distance $r_{add} = ct_0^{-2}$.

Pour une onde sphérique, ce temps de trajet dépend de manière complexe de l'écartement d_{01} et de la position complète (azimut et distance) de la source.

En se plaçant dans un modèle de champ lointain (Fig. 11 B), le calcul de l'angle de localisation ne dépend plus de la distance à la source. En effet, pour une onde plane, dans la zone qui entoure les microphones, les fronts d'ondes sont parallèles entre eux, et $\theta_1 = \theta_0$ (voir figure 11 B). r_{add} prend alors une forme simple, qui

^{2.} Pour une source située plus proche de M_1 on mesure $t_0 < 0$, et $r_{add} < 0$.

ne dépend pas de la distance de la source mais exclusivement de sa position angulaire :

$$r_{add} = \frac{d_{01}}{\cos\left(\theta_0\right)} \tag{8}$$

Ainsi, le décalage temporel t_0 que l'on mesure est le temps de parcours de cette distance additionnelle³:

$$t_0 = \frac{r_{add}}{c} = \frac{d_{01}}{c\cos(\theta_0)}$$
(9)

D'où un calcul possible de l'angle θ_0 à partir d'une mesure de délai temporel :

$$\theta_0 = \arccos\left(\frac{ct_0}{d_{01}}\right) \tag{10}$$

Une analyse de l'équation 10 permet de mettre en évidence une ambiguité sur le signe de l'angle trouvé. En effet, par symétrie, une source à θ_0 et à $-\theta_0$ par rapport à l'axe sur lequel sont positionnés les deux capteurs correspondent à la même valeur de *différence de marche* r_{add} ⁴. Nous verrons en 2.2.2 qu'une mesure de temps de trajet sur un autre axe permet de résoudre cette ambiguïté.

Afin d'illustrer l'importance de l'hypothèse de champ lointain posée pour résoudre le problème, illustrons l'erreur de localisation commise lorsque la source se trouve en champ proche, ou que les capteurs sont trop éloignés. Nous avons vu en 2.1.2 qu'une onde sphérique est assimilable à une onde plane si la condition de champ lointain est respectée $(kr_0 >> 1)$, et si $d_{01} << r_0$, où r_0 est la position du microphone M_0 .

Une visualisation par construction graphique de l'erreur due à l'approximation en onde plane est proposée figure 12 :



A. Cas d'une onde sphérique



B. Cas d'une onde plane

FIGURE 12: Approximation d'onde plane - erreur de localisation par méthode d'estimation de retards temporels

Supposons t_0 mesuré de manière précise. L'estimation de θ_0 peut être réalisée de manière graphique dans le modèle des ondes planes en traçant autour du microphone mesurant p_1^5 un cercle de rayon $|r_{add}| = |t_0|/c$

^{3.} qui peut être positive ou négative

^{4.} Plus généralement, en 3D il y a confusion pour toutes les sources qui forment un cône de révolution de sommet M_1 et de génératrice une demi-droite partant de M_1 et formant un angle θ_0 avec l'axe passant par les deux micros

^{5. &}lt;br/>ou autour du microphone mesurant p_0 si le retard mesuré est négatif

(cercles verts). L'angle estimé θ_E dans l'intervalle $[0, \pi]^6$ est celui formé par :

- la droite passant par les deux micros,
- et la droite passant par M_1 , perpendiculaire à la droite tangente au cercle vert passant par M_0 .

Dans le cas d'une onde plane, cette construction graphique correspond strictement à l'application de la formule 10. Dans ce cas, on obtient θ_E qui pointe correctement vers la source. En revanche, en réalisant la même construction graphique (donc en appliquant la même formule dans le cas d'une onde sphérique, on obtient une erreur systématique sur l'estimation de l'angle θ_0 (voir figure 12 l'angle affiché en rouge). Cette erreur d'angulation dépend de la distance à la source et de l'écartement inter-capteurs. La valeur de cette erreur systématique est tracée figure 13 en fonction du rapport r_0/d_{01} (où r_0 est la distance source- M_0). Cette erreur tend vers zéro lorsque le modèle d'onde plane est valide.



FIGURE 13: Erreur d'angulation liée à l'approximation en onde plane

Problème 3D

On peut obtenir une direction dans l'espace 3D (azimut et élévation) en mesurant les retards suivant les 3 axes $\overrightarrow{e_x}, \overrightarrow{e_y}, \overrightarrow{e_z}$ à l'aide de 3 couples de capteurs alignés respectivement suivant ces 3 axes. Dans le cas d'un capteur compact les retards mesurés sur chaque axe sont proportionnels aux composantes du vecteur qui pointe depuis le capteur vers la source. On peut alors obtenir les angles de localisation en inversant l'équation 1.

2.2.2 Antenne linéaire et traitement d'antenne

Une antenne linéaire est une rangée de L microphones répartis sur un axe, avec des écartements connus entre ces microphones. Le principe présenté précédemment d'un retard qui dépend de l'écartement des microphones et de la direction de la source, s'applique ici pour tous les couples de microphones formables avec les L microphones de l'antenne. Plusieurs classes de méthodes s'appliquent pour inférer la direction de la source à partir de ces retards. Les méthodes dites de formation de voies consistent à trouver parmi plusieurs directions possibles la direction la plus probable de la source. D'autres méthodes consistent à inférer la direction de la source à partir de mesure de délais temporels (TDE de l'anglais time delay estimation) entre les signaux des différents capteurs [16].

^{6.} on pour rait estimer son opposé par confusion, dans l'intervalle $[0,-\pi]$

Fonctionnement à base de formation de voies (ou *beamforming*) Le principe d'une localisation par formation de voies avec une antenne linéaire est présenté sur la figure 14. Elle représente une rangée de $N_m = 6$ microphones répartis sur un axe, chaque microphone étant écarté de son voisin d'une distance d la même pour tous. La longueur totale de l'antenne est $L = d(N_m - 1)$. Les microphones aux positions $M_i, i = \{0, ..., N_m - 1\}$ mesurent les pressions $p_i, i = \{0, ..., N_m - 1\}$. On suppose qu'un front d'onde plan parvient aux microphones depuis la direction θ_0 , alors les signaux arrivant aux microphones i sont retardés par rapport au signal du microphone 0, de $-i \times \frac{d}{c} \cos \theta_0$.



FIGURE 14: Formation de voies avec une antenne à retard linéaire

La formation de voie consiste à retarder les signaux arrivant à chaque microphone i d'un retard $t_{d,i}$ ⁷

$$t_{d,i}(\theta_d) = i \times t_d, \quad \text{avec } t_d = \frac{d}{c} \cos \theta_d,$$
(11)

où θ_d un angle à choisir, puis à calculer la somme $S(\theta_d)$ de tous les signaux retardés :

$$S(\theta_d)(t) = \sum_{i=0}^{L-1} p_i \left(t - t_{d,i}(\theta_d) \right)$$
(12)

 $|S(\theta_d)|(t)$ est appelé réponse angulaire. Pascal [17] donne la réponse angulaire à un front d'onde plan venant de la direction θ_0 :

$$|S(\theta_d)| = C \left| \frac{\operatorname{sinc}\left(\frac{kL}{2} \left(\cos \theta_d - \cos \theta_0\right)\right)}{\operatorname{sinc}\left(k\frac{d}{2} \left(\cos \theta_d - \cos \theta_0\right)\right)} \right|$$
(13)

où le terme C dépend de l'amplitude de la source, et $\sin_c(.) = \frac{\sin(.)}{(.)}$. L'hypothèse que $kd \ll 1$ est faite⁸, alors $\operatorname{sinc}\left(\frac{kd}{2}\left(\cos\theta_d - \cos\theta_0\right)\right) \approx 1$, et $|S(\theta_d)|$ devient :

$$|S(\theta_d)| = C \left| \operatorname{sinc} \left(\frac{kL}{2} \left(\cos \theta_d - \cos \theta_0 \right) \right) \right|$$
(14)

^{7.} En pratique, on ajoute également un retard de groupe $T_0 = L\frac{d}{c}$ à pour que le système reste causal malgré des $t_{d,i}$ qui pourraient être négatifs.

^{8.} En pratique, on choisit d plus petit que la demi-longueur d'onde de la fréquence la plus élevée [18]

L'équation 14 est tracée en fonction de la fréquence sur la figure 15 pour $\theta_0 = \pi/5$ et une antenne de 30 capteurs avec d = 2cm. Lorsque θ_d égale θ_0 , les retards injectés artificiellement compensent les retards $t_{0,i} = -i \times \frac{d}{c \cos \theta_0}$ dus au positionnement des microphones. Cela fait coïncider les signaux retardés artificiellement, et la réponse angulaire est maximisée, par des combinaisons d'interférences constructives entre les signaux sommés. Ici la localisation fonctionne à hautes fréquences, elle échoue pour les basses fréquences, où la condition $d < \frac{\lambda}{2}$ n'est plus respectée [18].



FIGURE 15: Réponse angulaire S lors d'une formation de voies

La littérature est abondante sur les méthodes de traitement d'antennes basées sur de la formation de voies. [19] propose une présentation des principales méthodes. La résolution se fait généralement dans le domaine fréquentiel, en utilisant des méthodes de type Espérance Maximisation ou des méthodes de sous-espace de type ESPRIT [20] ou MUSIC [21] à partir de la matrice de covariance des signaux reçus aux microphones. O

Fonctionnement à base de mesures de délais temporels

Dans les méthodes basées sur la formation de voies, il était question de déterminer parmi toutes les directions possibles celle qui a la plus grande probabilité d'être celle de la source. Il est possible d'avoir pour une antenne à retard un fonctionnement basé sur une estimation de délais temporels.



Alors, l'angle θ_0 s'écrit :

Soit une antenne linéaire composée des $N_m = 4$ micros situés aux positions $M_i, i = \{1, ..., N_m\}$ comme sur la figure à gauche. La distance d_{ij} sépare les microphones i et j > i.

Les pressions mesurées par les micros i et j > i sont reliées par :

$$p_j(t) = p_i(t - t_{ij})$$
 (15)

$$t_{ij} = -\frac{d_{ij}}{c\cos\theta_0} \tag{16}$$

$$\theta_0 = \arccos\left(-\frac{d_{ij}}{ct_{ij}}\right). \tag{17}$$

Ambiguïté sur le signe de l'angle trouvé

L'angle θ_X déterminé grâce aux retards estimés sur une antenne linéaire sur l'axe $\overrightarrow{e_x}$ ne l'est qu'au signe près. Pour résoudre cette ambiguïté de signe, on peut mesurer le signe du décalage formé entre les signaux de deux micros placés sur l'axe $\overrightarrow{e_y}$ [16]. Si sur l'axe $\overrightarrow{e_y}$ le retard se propage vers les y négatifs (plus grand retard à l'origine qu'en y > 0), alors θ_0 est positif. Si sur l'axe $\overrightarrow{e_y}$ le retard se propage vers les y positifs, alors θ_0 est négatif. Si on souhaite éviter l'estimation de retards mais effectuer des formations de voies uniquement, on peut aussi placer une deuxième antenne selon $\overrightarrow{e_y}$ (voir figure 16). Si l'angle $|\alpha_Y|$ qu'il renvoie est entre 0 et $\pi/2$ alors θ_0 est positif, sinon θ_0 est négatif. Grâce à cet ajout d'information, θ_0 est trouvé sans ambiguïté dans le plan $(0, \overrightarrow{e_x}, \overrightarrow{e_y})$.



FIGURE 16: Résolution de l'ambiguïté sur le signe de l'azimut trouvé à base de retards

2.2.3 Mesure de délais temporels

Une méthode classique d'estimation de délai temporel est basée sur une mesure de la corrélation croisée (ou intercorrélation) entre les deux signaux à comparer. La corrélation croisée de deux signaux x(t) et y(t) est définie par

$$\operatorname{xcorr}\{x, y\}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \overline{x(t)} y(t+\tau) \mathrm{d}t$$
(18)

où — désigne l'opération de conjugaison complexe.

La corrélation croisée quantifie ainsi la ressemblance entre le signal x et une version du signal y décalée dans le temps de τ .

Dans le cadre de cette section, nous étudions des signaux de pression ⁹, notés p_0 et p_1 , qui sont liés temporellement par $p_1(t) = p_0(t - t_0)$, où t_0 est la différence de temps de propagation de l'onde acoustique émise par la source acoustique vers les deux capteurs de pression. Leur corrélation croisée $\operatorname{xcorr}\{p_0, p_1\}(\tau)$ atteint son maximum pour $\tau = t_0$. Une mesure de la position du maximum de la corrélation croisée des deux pressions donne donc directement t_0 , que l'on peut lier à la direction de localisation recherchée (voir 2.2.1).

En pratique, il est essentiel de noter que les signaux sont échantillonnés, à une fréquence d'échantillonnage F_e . Alors, la corrélation croisée de deux signaux est également échantillonnée à la même cadence, et les retards trouvés ne le seront qu'à $1/F_e$ près, ce qui peut être particulièrement problématique pour la détermination précise du retard temporel. À titre d'exemple, pour une fréquence d'échantillonnage de 32768Hz, on trouve une précision d'estimation du retard de 23μ s, ce qui est de l'ordre de grandeur des retards mesurables pour un capteur de dimension caractéristique quelques centimètres. Ainsi, pour notre application, une mesure de retard à l'échantillon près n'est pas suffisant, il apparaît indispensable d'adopter une stratégie d'estimation du

^{9.} La méthode proposée dans le cadre de ce stage fera l'usage d'estimation de retards entre les différentes composantes de la vitesse particulaire délocalisée et la pression à l'origine

retard avec une précision allant sous l'unité d'échantillon temporel imposée par le système d'acquisition utilisé.

Plusieurs stratégies sont utilisables pour déterminer des retards non entiers (en nombre d'échantillons) [22]. Dans tous les cas, le retard est tout d'abord estimé à l'échantillon près, avant de calculer la partie non entière (en échantillons) du retard.

Mesure du retard à l'échantillon près

La version à temps discret de la fonction de corrélation croisée pour des signaux x et y causaux de longueur N est définie par l'équation suivante :

$$\operatorname{xcorr}\{x, y\}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \overline{x(k)} y(n+k)$$
 (19)

En pratique, l'implémentation est plus rapide dans le domaine de Fourier :

$$\operatorname{xcorr}\{x, y\}(n) = \operatorname{TF}^{-1}\left\{\overline{\operatorname{TF}\{x\}} \operatorname{TF}\{y\}\right\}(n)^{10}$$
(20)

Pour des signaux x et y réels on obtient

$$\operatorname{xcorr}\{x, y\}(n) = \operatorname{TF}^{-1}\{\operatorname{TF}\{x\}\operatorname{TF}\{y\}\}(n).$$
(21)

Le maximum de cette fonction d'intercorrélation est détecté, et sa position donne le retard k (en échantillons) du signal x par rapport au signal y.

Mesure de la partie non entière du retard

Wiens [22] a comparé plusieurs méthodes d'estimation de la partie non entière du retard, certaines sont listées ci dessous.

Soit k l'échantillon du maximum de la fonction d'intercorrélation mesurée au paragraphe précédent.

1. Interpolation à 3 points

Les méthodes d'interpolation à 3 points consistent à ajuster les paramètres d'une courbe pour qu'elle passe par les 3 points en k-1, k et k+1 de la fonction d'intercorrélation (voir figure 17 où sont illustrés l'utilisation d'une parabole [23], d'une gaussienne [24] ou encore d'un cosinus [25, 26]). Après ajustement de l'une de ces courbes au voisinage du maximum de la corrélation croisée, la position estimée du maximum de la fonction d'intercorrélation est celle du maximum (connu analytiquement) de la fonction paramétrique choisie. Grâce à ce type de méthodes, le retard est estimé avec une précision sub-échantillon. Dans la suite du document, les méthodes d'ajustement sur les différentes fonctions sont exposées succintement.

^{10.} Voir démonstration en Annexe A



Fonction d'intercorrélation des deux signaux, mesure de la position k à l'échantillon près de son maximum (k = -8 est l'arrondi à l'échantillon du retard $k_0 = -7.6$ échantillons), et ajustement autour de k par des courbes paramétriques (parabole, gaussienne et cosinus)



Ajustement par une parabole :

Moddemeijer [23] a étudié l'ajustement d'une parabole :

$$f_{\text{parabole}}(t) = at^2 + bt + c \tag{22}$$

pour la localisation de l'extrema de fonctions de corrélation échantillonnées et large bande. On suppose ici a < 0, et on trouve les paramètres pour faire passer la parabole par $xcorr\{x, y\}(k-1), xcorr\{x, y\}(k)$ et $xcorr\{x, y\}(k+1)$:

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \operatorname{xcorr}\{x, y\}(k-1) \\ \operatorname{xcorr}\{x, y\}(k) \\ \operatorname{xcorr}\{x, y\}(k+1) \end{bmatrix}$$
(23)

Le maximum de cette fonction est atteint en $t = -\frac{b}{2a}$

Ajustement par une gaussienne :

Zhang, quant à lui [24] suggère l'utilisation d'une gaussienne :

$$f_{\text{gaussienne}}(t) = a \exp -b(t-c)^2 \tag{24}$$

et montre dans sa publication que cette fonction donne de meilleurs résultats que la parabole. On suppose a > 0 et b > 0. Le logarithme népérien de cette gaussienne est la parabole :

$$f_{\text{loggauss}}(t) = a_{\text{loggauss}}t^2 + b_{\text{loggauss}}t + c_{\text{loggauss}}$$
(25)

avec :

$$a_{\text{loggauss}} = -b < 0 \tag{26}$$

$$b_{\text{loggauss}} = 2bc$$
 (27)

$$c_{\text{loggauss}} = \ln(a) - bc^2 \tag{28}$$

Ainsi, l'ajustement par une gaussienne de la fonction $\operatorname{xcorr}\{x, y\}$ autour de k - 1, k et k + 1 revient à ajuster une parabole comme précédemment, mais au logarithme de $\operatorname{xcorr}\{x, y\}$ autour des points k - 1, k et k + 1. La position du maximum de cette parabole est donnée comme estimation de la position du maximum de la fonction de corrélation.

Ajustement par un cosinus.

Une autre méthode d'interpolation à 3 points est l'utilisation d'un cosinus [25, 26] :

$$f_{\rm cosinus} = a \times \cos\left(\Omega t + \Phi\right) \tag{29}$$

où Ω , Φ sont à ajuster. La position t_M du maximum se trouve en utilisant :

$$\Omega = \operatorname{arcos}\left(\frac{\operatorname{xcorr}\{x, y\}(k-1) + \operatorname{xcorr}\{x, y\}(k+1)}{2\operatorname{xcorr}\{x, y\}(k)}\right)$$
(30)

$$\Phi = \arctan\left(\frac{\operatorname{xcorr}\{x, y\}(k-1) - \operatorname{xcorr}\{x, y\}(k+1)}{2\operatorname{xcorr}\{x, y\}(k) \sin\Omega}\right)$$
(31)

$$t_M = k - \frac{\phi}{\omega}. \tag{32}$$

2. Mesure de phase

Soit x un signal échantillonné à la cadence F_e , et soit y le signal x retardé de t_0 , où t_0F_e est un nombre non entier d'échantillons. x(n) et y(n) sont nuls pour n < 0 et pour $n \ge N$. On suppose que la méthode d'intercorrélation présentée au dessus a donné une estimation t_E de t_0 , telle que t_EF_e est l'arrondi à l'unité de t_0F_e . On souhaite une mesure plus précise de t_0 . On note respectivement $X(\omega)$ et $Y(\omega)$ les transformées de Fourier sur N points de x et de y.

$$Y(\omega) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} y(n) e^{-j\omega \frac{n}{F_e}}$$
(33)

$$X(\omega) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} x(n) e^{-j\omega \frac{n}{F_e}}$$
(34)

(35)

(39)

On a $y(n) = x(n - t_0 F_e)$. Alors

$$Y(\omega) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} x(n - t_0 F_e) e^{-j\omega \frac{n}{F_e}}$$
(36)

$$= \sum_{n \in \mathbb{Z}}^{n \in \mathbb{Z}} x(n) e^{-j\omega(n+t_0 F_e)/F_e}$$
(37)

$$= e^{-j\omega t_0} \sum_{n \in \mathbb{Z}} x(n) e^{-j\omega \frac{n}{F_e}} = e^{-j\omega t_0} X(\omega)$$
(38)

On note $\phi_{Y/X}(\omega)$ la phase de $\frac{Y(\omega)}{X(\omega)}$. Elle vaut

$$\phi_{Y/X}(\omega) = -\omega t_0 \text{ modulo } 2\pi.$$
(40)

En réalité on mesure une version bruitée $\phi_{bY/X}$ de $\phi_{Y/X}$, aux pulsations

$$\omega_k = 2\pi \times k/NF_e, k = \{0, ..., N-1\}.$$
(41)

A partir de ces $\phi_{\mathrm{b}Y/X}(\omega_k)$ et des ω_k correspondants, on pourrait vouloir tenter d'obtenir une estimation \tilde{t}_0 de t_0 en déroulant $\phi_{\mathrm{b}Y/X}(\omega)$ puis en utilisant la méthode des moindres carrés, en supposant une loi d'évolution de unwrap $\phi_{Y/X}^{11}$ en fonction de ω de la forme unwrap $\phi_{Y/X}(\omega) = -\omega t_0$:

$$\tilde{t}_{0} = \frac{\sum_{k=0}^{K-1} \omega_{k} \operatorname{unwrap} \phi_{\mathrm{b}Y/X}(\omega_{k})}{\sum_{k=0}^{K-1} \omega_{k}^{2}}$$

$$(42)$$

Li [27] propose une méthode robuste de déroulage de phase adaptée aux phases linéaires. Elle consiste à d'abord estimer grossièrement la pente de la phase à partir de la phase des fréquences les plus énergétiques, puis à dérouler la phase en restant au voisinage de cette pente. Enfin une nouvelle estimation de la pente est effectuée à partir de la phase déroulée à toutes les fréquences. Rodriguez [28] s'affranchit totalement du déroulage de $\phi_{Y/X}(\omega)$, en tirant partie d'une estimation $t_E F_e$ déjà possible à l'échantillon près de $t_0 F_e$ par une autre méthode (la méthode d'intercorrélation). Sa méthode consiste dans un premier temps à mesurer t_E puis à s'approcher de unwrap $\phi_{Y/X}(\omega)$ en calculant

$$\phi_E(\omega) = -\omega t_E. \tag{43}$$

Alors on peut poser $\phi_{\text{add}}(\omega) = \phi_{Y/X}(\omega) - \phi_E(\omega)$ et on a :

$$unwrap\phi_{add}(\omega) = \omega \times (t_0 - t_E).$$
(44)

Si $t_E F_e$ a été correctement mesuré, on est garanti d'avoir $|(t_0 - t_E)F_e| \le 1$ soit en posant $t_{add} = t_0 - t_E$:

$$|t_{\rm add}| \le F_e \tag{45}$$

^{11.} unwrap désigne l'opérateur de déroulage de phase

Alors pour des ω_k positifs et inférieurs à $2\pi F_e/2$, $(k = \{1, ..., N/2 - 1\})$ on a¹²

$$|\mathrm{unwrap}\phi_{\mathrm{add}}(\omega_k)| = \omega_k t_{\mathrm{add}} \le \pi.$$
(46)

Ainsi, le résultat du déroulage de $\phi_{add}(\omega_k)$ est égal à $\phi_{add}(\omega_k)$ ramené dans l'intervalle $[-\pi, \pi]$. On appelle $\phi_{add}(\omega_k)$ une estimation de ce résultat :

$$\widetilde{\phi_{\text{add}}(\omega_k)} := [(\phi_{\text{add}}(\omega_k) + \pi) \mod 2\pi] - \pi = \text{unwrap}\phi_{\text{add}}(\omega_k)$$
(47)

De la sorte, le déroulage de phase est évité, et on peut avoir une estimation $\widetilde{t_{add}}$ de t_{add} par la méthode des moindres carrés :

$$\widetilde{t_{\text{add}}} = \frac{\sum_{k=1}^{N/2-1} \omega_k \widetilde{\phi_{\text{add}}(\omega_k)}}{\sum_{k=1}^{N/2-1} \omega_k^2}$$
(48)

On exclut le cas k = 0 pour éviter une division par une fréquence nulle.

En pratique, Wiens [22] pondère chaque observation k des moindres carrés par le module carré de $Y(\omega_k)/X(\omega_k)$, pour diminuer l'effet du bruit lorsque $Y(\omega_k)/X(\omega_k)$ est peu énergétique :

$$\widetilde{t_{\text{add}}} = \frac{\sum_{k=1}^{N/2-1-1} (Y(\omega_k)/X(\omega_k))^2 \omega_k \phi_{\text{add}}(\omega_k)}{\sum_{k=1}^{N/2-1-1} (\omega_k Y(\omega_k)/X(\omega_k))^2}$$
(49)

La figure 18 illustre l'utilisation de la méthode de mesure de phase, lors de la mesure d'un retard de 3.63 échantillons. On constate à gauche que $\Phi_{Y/X}$ déroulé avec la fonction matlab unwrap semble globalement parallèle à $-ft_0$, cependant certains sauts de 2π sont préservés en présence de bruit sur les données. La courbe rouge est assez proche de la courbe théorique (verte), et on constate comme attendu que Φ_{add} est toujours inférieur à 1/2. La partie non entière du retard est présentée sur le panel de droite. Φ_{add}/ω possède une asymptote qui est bien la partie non entière du retard à estimer.



f est la fréquence. $\Phi_{Y/X}$ est la différence de phase mesurée entre les deux signaux comparés et mal déroulée par la fonction unwrap de matlab. t_0 est le vrai retard. $\underline{t_E}$ est le retard approximatif donné par la fonction d'intercorrélation. $\tilde{t_0}$ est l'estimation finale de t_0 . $\phi_{add} = 2\pi f(t_0 - t_E)$. $t_{add}F_e = t_0F_e - round(t_0F_e)^a$. $\tilde{t_{add}}$ est la correction apportée à t_E par la méthode de phase pour approcher le vrai retard.

FIGURE 18: Estimation d'un retard de 3.63 échantillons par la méthode de la mesure de phase

3. Méthode itérative

a. round signifie arrondir à l'unité.

^{12.} On considère ${\cal N}$ pair.

D'après le théorème de Shannon [29] si la plus grande fréquence contenue dans un signal est inférieure à $F_e/2$ alors il est possible d'interpoler exactement ce signal à partir de sa transformée de Fourier discrète. Alors connaissant la transformée de Fourier discrète X(k)Y(k), $k = \{0, ..., N/2 - 2\}$ du signal réel xcorr $\{x, y\}$ aux échantillons 0 à N - 1, il est possible d'interpoler exactement xcorr $\{x, y\}(t)$ en utilisant :

$$\operatorname{xcorr}\{x, y\}(t) = X(0)Y(0) + \sum_{k=1}^{N/2-2} 2X(k)Y(k)e^{\frac{2j\pi}{N}kt}$$
(50)

Heath [30] se base sur cela pour estimer t_0 à partir de successions d'interpolations par des paraboles, en utilisant la méthode suivante :

- 1. Itération q = 0: Déterminer une première estimation $t_{m,(q=0)}^{13}$ (à l'échantillon près) de t_0 par la méthode de l'intercorrélation. On appelle respectivement $t_{g,(0)}$ et $t_{d,(0)}$ les instants des échantillons à gauche et à droite de l'échantillon à l'instant "milieu" $t_{m,(0)}$.
- 2. Itérations q > 0:
 - (a) Déterminer une estimation $t_{m,(q)}$ de t_0 par la méthode de la parabole avec $xcorr\{x, y\}$ aux instants $t_{g,(q-1)}, t_{m,(q-1)}$ et $t_{d,(q-1)}$.
 - (b) **Critère d'arrêt** : si $|t_{m,(q)} t_{m,(q-1)}|$ est jugé suffisemment petit, ou si q devient trop grand, stopper le calcul et retourner l'estimation finale $t_{m,(q)}$ de t_0 .
 - (c) Calculer xcorr $\{x, y\}(t_{m,(q)})$ en utilisant 50.
 - (d) Actualiser les 2 autres instants $t_{g,(q)}$ et $t_{d,(q)}$ sur lesquels on se basera pour la future utilisation de la méthode de la parabole :

$$t_{g,(q)} := \begin{cases} t_{m,(q-1)} & \text{si } \tilde{t_0} > t_{g,(q-1)} \\ t_{g,(q-1)} & \text{sinon.} \end{cases}$$
(51)

$$t_{d,(q)} := \begin{cases} t_{d,(q-1)} & \text{si } \tilde{t_0} > t_{g,(q-1)} \\ t_{m,(q-1)} & \text{sinon.} \end{cases}$$
(52)

2.3 Mesure de pression et de vitesse en un point

Nous avons vu dans la partie précédente que des comparaisons de mesures de pression en différents points de l'espace pouvaient permettre de localiser une onde. En particulier, dans le cas d'un capteur compact comme c'est le cas du capteur développé au cours du stage, il est possible de remonter à la direction de la source en mesurant les décalages temporels entre les signaux des différents microphones. Cependant, cette technique peut se révéler insuffisante notamment si l'incertitude sur les estimations de retards est grande.

D'autres techniques de localisation existent, qui se basent non pas sur des mesures de pression en plusieurs points, mais sur une mesure du champ acoustique complet (pression et vitesse) en un point [31–36]. Nous verrons dans cette partie que la connaissance de l'amplitude des 3 composantes de la vitesse acoustique donne celle des angles de localisation par un calcul simple (2.3.1). Un capteur pression-vitesse 3 axes (2.3.2) permet de mesurer ces composantes au cours du temps. Une difficulté est dans l'estimation à partir des mesures, de l'amplitude des 3 composantes de vitesse, sans ambiguïté sur leur signe. Quelques méthodes sont présentées en 2.3.3, qui se basent sur l'hypothèse de champ lointain.

^{13.} m désigne "milieu", le sens apparaît à la phrase d'après.

2.3.1 Calcul des angles de localisation



Soit une observation à l'origine du repère $(O, \vec{e_x}, \vec{e_y}, \vec{e_z})$ du champ acoustique, animé par une source acoustique qui émet depuis le point S dont on cherche l'azimut θ_0 et l'élévation δ_0 (voir illustration ci-dessus).

La vitesse acoustique à l'origine est dirigée suivant $\overrightarrow{e_{SO}} = \frac{\overrightarrow{SO}}{\|\overrightarrow{SO}\|} = -[\cos\theta_0\cos\delta_0,\sin\theta_0\cos\delta_0,\sin\delta_0]^T$. On appelle \overrightarrow{A} ce vecteur, et on nomme X, Y et Z ses composantes dans le repère $\overrightarrow{e_x}, \overrightarrow{e_y}, \overrightarrow{e_z}^{-14}$ 15 :

$$\vec{A} = \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} \cos \theta_0 \cos \delta_0 \\ \sin \theta_0 \cos \delta_0 \\ \sin \delta_0 \end{bmatrix}$$
(53)

$$\vec{v}(t) = \vec{A}v_r(t). \tag{54}$$

Les coefficients précédents contiennent l'information de la localisation des angles :

$$\theta_0 = \arctan\left(-\frac{Y}{X}\right) \tag{55a}$$

$$\delta_0 = \arcsin\left(-Z\right) \tag{55b}$$

Estimation des coefficients ambisoniques d'ordre 1 On considère que l'onde est plane dans la zone qui entoure le point d'observation (l'origine). Nous avons vu que dans ce cas la vitesse radiale v_r était proportionnelle à la pression acoustique (équation 7). Alors, il est possible d'estimer X, Y et Z à une même constante multiplicative près, par comparaison instantannée du signal de pression et des signaux de vitesse sur les 3 axes.

Une estimation des angles θ_0 et δ_0 est

$$\theta_0 = 2 \arctan\left(\frac{-Y}{\sqrt{X^2 + Y^2} - X}\right) - \begin{cases} \pi & \text{si } P < 0, \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$
(57a)

$$\delta_0 = \operatorname{signe}(P) \times \operatorname{arcsin}\left(\frac{-Z}{\sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2}}\right)$$
(57b)

où le signe de l'amplitude de pression est utilisé pour lever les ambiguïtés sur la direction de la source. La principale difficulté réside dans l'estimation de P, X, Y, Z.

^{14.} On pourra écrire A_i , *i* valant respectivement *x*, *y* et *z* pour désigner respectivement *X*, *Y* et *Z* ($X = A_x$, $Y = A_y$, $Z = A_z$)

^{15.} Dans le formalisme ambisonique, le vecteur \overrightarrow{A} est appelé le moment d'ordre 1, et les coefficients X, Y et Z les coefficients ambisoniques d'ordre 1

Note importante On remarque que les A_i peuvent être estimés à une constante multiplicative positive près, en effet $\tilde{\vec{A}} = C\vec{A}$ pointent vers la même direction pour toute C positif, et on peut obtenir \vec{A} à partir de \vec{A} sans connaître C en divisant par $\|\tilde{\vec{A}}\|$:

$$\vec{A} = \frac{\vec{A}}{\|\vec{A}\|} \tag{58}$$

Dans toute la suite du document, dans le souci d'alléger les notations, cette opération de normalisation de $\widetilde{\vec{A}}$ sera implicite **et on confondra donc** $\widetilde{\vec{A}}$ et \vec{A} . Pour désigner \vec{A} sans confusion possible avec $\widetilde{\vec{A}}$, il suffira d'écrire $\frac{\vec{A}}{\|\vec{A}\|}$. En effet $\vec{A} = \frac{\vec{A}}{\|\vec{A}\|} = \frac{\widetilde{\vec{A}}}{\|\vec{A}\|}$. De la même façon, on confondra les composantes individuelles \widetilde{A}_i de $\widetilde{\vec{A}}$ avec les composantes individuelles A_i de \vec{A} , et pour désigner A_i sans confusion possible avec \widetilde{A}_i il suffira d'écrire $A_i/\|\vec{A}\|$.

2.3.2 Capteur pression-vitesse 3 axes (acoustic vector sensor, AVS)

Un capteur pression-vitesse 3 axes (en anglais : *acoustic vector sensor*, AVS) est constitué d'un microphone qui mesure la pression p_0 au point O, et de 3 sondes de vitesse orthogonales qui mesurent au point Orespectivement les vitesses particulaires $\overrightarrow{v_x}$, $\overrightarrow{v_x}$ et $\overrightarrow{v_x}$ selon les axes $\overrightarrow{e_x}$, $\overrightarrow{e_y}$ et $\overrightarrow{e_z}$. La société Microflown développe ce type de capteur capable de mesurer le champ acoustique complet en un point ¹⁶. Sur leur sonde, la pression est mesurée avec un microphone à électret, et la vitesse particulaire, sur chaque axe, est mesurée avec un anémomètre à fil chaud. Une mesure par anémométrie à fil chaud garantit une excellente résolution spatiale et temporelle [37]. Les inconvénients du Microflown sont son prix, et sa faible robustesse à la calibration et aux effets météo. De plus, la sonde a une réponse non linéaire, et il n'existe pas de méthode bien établie pour son étalonnage [38]. Aussi, elle est fragile, et sensible aux variations de température.

2.3.3 Méthodes d'estimation des composantes directionnelles de la vitesse acoustique

Plusieurs méthodes existent pour estimer les coefficients X, Y, Z, et leur signe. À chaque fois les A_i peuvent être déterminés à une même constate multiplicative près, leur signe est déterminé par comparaison des signaux de vitesse avec le signal de pression, et les coefficients finaux se trouvent en normalisant le vecteur trouvé.

• Dimoulas [39] estime les amplitudes des coefficients en calculant la valeur RMS de chaque composante de vitesse

$$||A_i|| = \sqrt{\sum_n \frac{1}{N} v_i(n)} \quad i = \{x, y, z\}$$
(59)

et détermine leur signe en comparant la phase des signaux de pression et de vitesse.

- Felisberto [40] s'intéresse à la valeur moyenne au cours du temps du produit pression vitesse sur chaque axe.
- Duval [41] quant à lui, estime les rapports d'amplitude de vitesse et de pression par analyse en composantes principales (ACP) dans le domaine temporel. Les 4 variables d'analyse sont la pression à l'origine, et la vitesse à l'origine suivant chacun des axes ex, ey, ez. On les stocke dans une matrice [p₀(t), v_x(t), v_y(t), v_z(t)] de taille (L_{trame} × 4) où L_{trame} est le nombre d'échantillons dans une trame d'analyse. L'algorithme détermine 4 composantes principales (qui sont 4 ensembles de 4 variables), qui tiendront compte au maximum de la variance des variables. Ses étapes sont les suivantes
 - 1. Calculer la matrice de covariance des signaux. Les diagonales contiennent les variances des différentes variables. Les éléments non-diagonaux contiennent les covariances des variables les unes par rapport aux autres.

^{16.} En pratique la mesure n'est pas tout à fait ponctuelle mais les différents capteurs de la sonde sont réunis dans une zone de dimension $5 \times 5 \times 5$ mm.

2. Récupérer la matrice de valeurs propres de la matrice de covariance obtenue avec la fonction **eig** de Matlab. **eig** exécute un algorithme itératif qui trouve à chaque itération une combinaison des variables qui sera orthogonale à chacune des autres composantes.

On obtient en sortie une matrice de taille 4×4 . La première colonne contient la *première composante* principale, qui est la direction dans l'espace des variables p_0, v_x, v_y, v_z dans laquelle la variance des données est la plus forte. La *n*-ième composante principale est la direction qui est orthogonale à toutes les directions précédentes et dans laquelle la variance des données est la plus forte.

La figure 19 présente le résultat d'une analyse en composantes principales sur 3 signaux. Sur le panel 19c les signaux ont les mêmes amplitudes qu'en 19a, mais un retard a été introduit entre chacun d'entre eux. Les signaux des panels de droite reprennent ceux des panels de gauche, en y ajoutant un bruit blanc. Les échantillons temporels des signaux sont tracés en gris. Le vecteur bleu possède comme composantes les 3 amplitudes des signaux utilisés pour cet exemple, et représente la "direction" que l'algorithme d'analyse en composantes principales dans le domaine temporel doit estimer. Le vecteur rouge représente la direction trouvée par l'algorithme ¹⁷. L'analyse des résultats montre que l'algorithme est très peu sensible au bruit, l'erreur reste très faible avec un bruit aussi énergétique que le signal. En revanche lorsque les signaux sont décalés dans le temps l'algorithme ne parvient plus à déterminer un rapport d'amplitude adéquat entre les signaux test. La figure 20 montre pour une ACP en 2 dimensions l'écart angulaire entre les directions données par les amplitudes des signaux et celles données par l'algorithme, en fonction du rapport entre les amplitudes des deux signaux (X/Y) et du décalage de phase qu'il y a entre ces signaux. L'erreur d'angulation est très grande pour des signaux proches d'être en opposition de phase¹⁸. Cela montre qu'un soin particulier sera à apporter à la compensation de ces délais afin de se ramener à des signaux sans décalages (figures 19a et 19b).

^{17.} On note que la longueur de la flèche n'a aucune signification. La flèche bleue a été tracée plus longue que la rouge pour qu'on la distingue bien.

^{18.} ce qu'on est susceptibles d'obtenir avec notre système en hautes fréquences


FIGURE 19: Analyse en composantes principales sur des signaux de vitesse



FIGURE 20: Erreur sur l'estimation de direction en fonction du déphasage entre deux sinusoïdes

3 Méthode développée dans le cadre du projet

Nous avons vu dans la section précédente, qu'il était possible d'estimer le postionnement angulaire d'une source acoustique en champ lointain à l'aide de capteurs de pressions, ou grâce à l'utilisation conjointe de capteurs de vitesse particulaire et de capteurs de pression. L'objectif dans le cadre de ce projet est de proposer une approche mettant en jeu l'utilisation d'un capteur compact (ce qui nous pousse à nous orienter vers une utilisation de la grandeur de vitesse particulaire), mais en n'utilisant que des sondes de pression acoustique. Par conséquent, il sera nécessaire de déterminer les composantes vectorielles de la vitesse acoustique à partir d'un schéma aux différences finies. En ce sens, on peut trouver une similarité avec les méthodes de mesures intensimétriques à bases de doubles microphoniques. Le parallèle avec l'intensimétrie s'arrête cependant ici : l'utilisation de capteurs compacts (à terme, nous utiliserons des capteurs MEMS numériques, ayant un encombrement extrêmement restreint, ne nécessitant pas d'étage de préamplification ni de conditionnement) nous permet d'envisager d'utiliser plusieurs couples de capteurs sur chaque axe pour déterminer la vitesse particulaire, avec un écart inter-microphonique adapté à la bande de fréquence de travail. Le capteur permettra ainsi de faire un traitement multi-bandes (dans le domaine temporel).

Par ailleurs, le positionnement de plusieurs cellules microphoniques sur un axe nécessite de trouver un compromis afin de ne pas encombrer l'espace autour de l'origine. Pour ces raisons, un schéma colocalisé, centré est proscrit. Par conséquent, les projections du vecteur de vitesse particulaire seront estimées de manière délocalisées. L'espace intermicrophonique imposé par la bonne estimation des vitesses particulaire imposera également de déterminer la vitesse particulaire en des positions différentes suivant les bandes de fréquences utilisées. Comme Song le suggère [42] dans un article proposant une approche basée sur l'utilisation de vector sensors 3D, la délocalisation des mesures de vitesses permet également de décorré-ler le bruit, et ainsi d'obtenir une meilleure précision de la localisation angulaire d'une source. Ainsi, la contrainte imposée par le positionnement spatial des sondes peut représenter, au prix de traitements plus complexes, un avantage pour la localisation de sources. Une part importante de ce travail a consisté à tester et à optimiser ces choix de design spatial des sondes, qui ont orienté le type d'algorithme développé. Dans la suite du manuscrit, les différentes étapes de l'algorithme proposé seront décrites. Celui-ci vise dans un second temps à être adapté à un calcul temps réel pendant ma thèse. À ce stade, le calcul est réalisé en temps différé, sous Matlab, mais le temps de calcul obtenu sans optimisation particulière s'approche déjà de la durée des enregistrements captés sur la sonde, ce qui est encourageant pour la suite du projet.

De manière à fournir au lecteur une vue d'ensemble de la stratégie de localisation, les différentes étapes du traitement sont récapitulées dans le schéma-bloc 21. La méthode de localisation retenue consiste à estimer l'azimut et l'élévation d'une source acoustique (fixe ou en mouvement) à partir d'une estimation des composantes de la vitesse (3.4) dans différentes bandes de fréquences et trames temporelles (3.3). L'estimation de la vitesse est réalisée grâce à des mesures de pression uniquement (voir 3.1). Comme indiqué précédemment, les vitesses particulaires sont estimées de manière délocalisée (voir 3.2). Le traitement fait usage d'une estimation de décalages temporels, ainsi que d'une estimation de rapports d'amplitudes entre vitesse particulaire recalée et pression à l'origine, grâce à une analyse en composantes principales dans le domaine temporel. Le traitement proposé ne pose pas d'hypothèses sur le signal émis par la source sonore, et présente l'intérêt d'être réalisé quasi intégralement dans le domaine temporel, afin d'être aisément transposé à une implémentation temps réel. Comme l'indique la figure 21, l'algorithme permet d'obtenir un estimateur d'azimut et d'élévation, pour chaque trame temporelle, et pour chaque bande fine d'analyse, ouvrant ainsi la voie au suivi de trajectoire de sources acoustiques.



FIGURE 21: Schéma bloc de l'algorithme utilisé

3.1 Un vector sensor à l'aide de capteurs de pression

Comme indiqué précédemment, nous souhaitons développer un dispositif compact, qui à terme ne comportera que des microphones MEMS numériques, sensibles à la pression. Ainsi, il est nécessaire d'estimer la vitesse particulaire à l'aide de mesures de pression, de la manière la plus précise possible, et ce sur une large gamme de fréquence. Nous verrons dans la suite du document que ce point du cahier des charges imposera une géométrie particulière, imposant de placer plus de 2 capteurs par axe.

3.1.1 Estimation de vitesse à partir de mesures de pression en 2 points



On s'intéresse à l'estimation de la vitesse particulaire $v_{0,i}$ à l'origine $\overrightarrow{e_i}$, à partir de mesures de pression uniquement, aux points M_1 et M_2 .

Nous avons vu en 2.1.2 que l'équation d'Euler permet de relier pression et vitesse particulaire par la relation suivante :

$$\rho_0 \frac{\partial \overrightarrow{v}}{\partial t} = -\overrightarrow{\operatorname{Grad}}(p),$$

soit :

$$\vec{v}(t) = -\int_0^t \frac{1}{\rho_0} \overrightarrow{\text{Grad}}(p(\tau)) \, d\tau.$$
(60)

Au point M_0 et suivant l'axe e_i on obtient

$$v_{0,i}(t) = -\int_0^t \frac{1}{\rho_0} \overrightarrow{\operatorname{Grad}} \left(p_0(\tau) \right) d\tau \cdot \vec{e_i} = -\frac{1}{\rho_0} \int_0^t \frac{\partial p_0}{\partial x_i}(\tau) d\tau \tag{61}$$

où p_0 est la pression acoustique au point M_0 .

Tout comme pour les sondes intensimétriques à base de capteurs de pression [43, 44], il est possible d'estimer la vitesse v_0 par différences finies. Cette détermination nécessite :

- l'approximation du gradient de pression par un schéma de différences finies en utilisant sur l'axe *i* les pressions $p_{1,i}$ et $p_{2,i}$ (3.1.2);
- l'intégration du gradient approximé (3.1.3).

Pour disposer d'approximations fiables de la vitesse, une séparation en bandes de fréquences est nécessaire, où dans chaque bande l'écartement d_{12} entre les points M_1 et M_2 est adapté (3.1.4).

3.1.2 Approximation du gradient de pression par différences finies

La pression $p(\vec{x}, t)$ au point $\vec{x} = [x_x, x_y, x_z]^T$ et son gradient s'écrivent :

$$p(\vec{x},t) = P_0 \cos\left(\omega t - \vec{k}.\vec{x}\right) \tag{62}$$

$$\overrightarrow{\text{Grad}}(p)(\overrightarrow{x},t) = \overrightarrow{k}\sin(\omega t - \overrightarrow{k}.\overrightarrow{x})$$
(63)

où P_0 est une amplitude constante de pression et où $\vec{k} = [k_x, k_y, k_z]^T = \vec{A}k = \vec{A}\omega/c$. À l'origine, les quantités précédentes s'écrivent :

$$p|_{\vec{x}=0} = P_0 \cos(\omega t - \vec{k}.\vec{x})$$
 (64)

$$\left. \overrightarrow{\operatorname{Grad}}\left(p\right) \right|_{\vec{x}=0} = \vec{k} P_0 \sin\left(\omega t\right) \tag{65}$$

Une approximation possible du gradient de pression à l'origine $\overrightarrow{\text{Grad}}(p)\Big|_{\vec{x}=0}$ est la suivante :

$$\widetilde{g_{p_0}} = \sum_{i=\{x,y,z\}} \frac{p_{d,i}^{(2)} - p_{d,i}^{(1)}}{d_{12}} \overrightarrow{e_i}$$
(66)

$$= \frac{P_0}{d_{12}} \sum_{i=\{x,y,z\}} \left[\cos\left(\omega t - \frac{d_{12}}{2}\vec{k}.\vec{e_i}\right) - \cos\left(\omega t + \frac{d_{12}}{2}\vec{k}.\vec{e_i}\right) \right]$$
(67)

$$= \frac{2P_0}{d_{12}}\sin\left(\omega t\right)\sin\left(\vec{k}\frac{d_{12}}{2}\right) \tag{68}$$

Aro Ramamonjy

Ainsi, l'écart relatif $\overrightarrow{\epsilon}$ entre le vrai gradient à l'origine et son approximation à l'origine s'écrit :

$$\overrightarrow{\epsilon} = \frac{\overrightarrow{\operatorname{Grad}p}\Big|_{\overrightarrow{x=0}} - \overrightarrow{\overrightarrow{g_{p_0}}}}{\|\overrightarrow{\overrightarrow{g_{p_0}}}\|} = \sum_{i=\{x,y,z\}} \left[1 - \frac{2}{d_{12}k_i \sin\left(k_i \frac{d_{12}}{2}\right)} \right]$$
(69)

En supposant que $kd \ll 1$, on a $k_i d/2 \ll A_i \leq 1$ $\forall i = \{x, y, z\}$, ce qui nous permet d'utiliser sur chaque axe *i* le développement limité de sin $\left(k_i \frac{d}{2}\right)$ autour de 0 :

$$\sin\left(k_i \frac{d_{12}}{2}\right) = k_i \frac{d_{12}}{2} - \frac{1}{3!} \left(k_i \frac{d_{12}}{2}\right)^3 + O\left(\left(k_i \frac{d_{12}}{2}\right)^5\right)$$
(70)

Ainsi, $\overrightarrow{\epsilon}$ devient :

$$\vec{\epsilon} = \sum_{i=\{x,y,z\}} \left[\frac{k_i^2 d_{12}^2}{24} + O\left(k_i^4 \frac{d_{12}^4}{16}\right) \right] \vec{e_i}$$
(71)

On a obtenu qu'une condition pour que l'estimation de vitesse suivant l'axe *i* puisse être éventuellement fiable est que $k_i d_{12} \ll 1$ ou encore $d_{12} \ll \frac{1}{k_i d} = \frac{1}{kA_i}$ soit $d \ll \frac{1}{k}$.

Ce calcul démontre que la plus grande erreur relative sur l'estimation du gradient de pression servant à calculer la vitesse acoustique qu'on puisse obtenir sur un axe est $\epsilon_{\max} = \sum_{i=\{x,y,z\}} \left[\frac{k^2 d_{12}^2}{24} + O\left(k^4 \frac{d_{12}^4}{16}\right) \right].$

La figure 22 représente ϵ_{max} en fonction de la fréquence de la source et de l'écart inter-microphonique d_{12} . Cette figure permet de déterminer l'écartement inter-microphonique utilisable en fonction des bandes de fréquences qui a été choisi pour le capteur final en cours de développement. Ces écartements représentent un compromis entre des contraintes de taille (même avec des MEMS numériques, il paraît difficile d'envisager de les placer à moins de 0.5 cm de distance) et une valeur acceptable des erreurs relatives maximales atteignables (nous nous sommes fixés la valeur de -24 dB d'erreur relative comme valeur à ne pas dépasser. Cette valeur n'est dépassée que pour des fréquences approchant 8000 Hz). Les écartements visés du capteur final sont indiquées en vert sur la figure 22.

3.1.3 Intégration de l'équation d'Euler

Comme nous l'avons vu précédemment (équation 4), l'estimation de la vitesse pariculaire nécessite non seulement de déterminer la pression par différences finies, mais également de réaliser une intégration temporelle de ce gradient. Il est possible de réaliser cette intégration dans le domaine de Fourier ou dans

(72)



FIGURE 22: Erreur relative maximale (en dB) sur l'estimation du gradient de pression servant à calculer la vitesse particulaire en fonction de l'écart inter-microphonique et de la fréquence de la source

le domaine temporel. Puisque l'algorithme de traitement est réalisé dans le domaine temporel, nous avons choisi de nous orienter vers une méthode d'estimation numérique de primitives de signaux échantillonnés par la méthode des trapèzes. La suite de cette section décrit le principe de cette méthode.

Méthode des trapèzes dans le domaine temporel

Soit l'intégrale I :

$$I(T) = \int_{t_0}^{t_{N-1}} f(t)dt$$
(73)

La méthode des trapèzes consiste à l'approximer par

$$\widetilde{I} = (t_{N-1} - t_0) \left[\frac{f(t_{N-1} + t_0)}{2} \right]$$
(74)

On remarque que :

$$I = \int_{t_0}^{t_1} f(t)dt + \int_{t_1}^{t_2} f(t)dt + \dots + \int_{t_N-2}^{t_{N-1}} f(t)dt$$
(75)

Alors on peut ainsi construire I par récurrence :

Ι

$$\begin{cases} I_0 = 0 \\ I_{n+1} = I_n + \int_{0}^{t_{n+1}} f(t) dt \end{cases}$$
(76)

$$= I_{N-1}$$
(77)

Il est possible d'approximer I en approximant chaque I_i par la méthode des trapèzes :

$$\begin{cases}
\widetilde{I_0} = 0 \\
\widetilde{I_{n+1}} = \widetilde{I_n} + (t_{n+1} - t_n) \left[\frac{f(t_{n+1}) + f(t_n)}{2} \right] \\
\widetilde{I} = \widetilde{I_{N-1}}
\end{cases}$$
(78)

(79)



FIGURE 23: Illustration de la méthode des trapèzes

Dans notre cas, on souhaite approximer l'intégrale F(t) d'un signal x(t) entre l'instant t = 0 et chaque instant $n\Delta t, n = 0, N - 1$, où Δt est un pas de temps régulier (l'inverse de la fréquence d'échantillonnage) et où $(N - 1)\Delta t$ est la durée d'une frame temporelle :

$$F(n\Delta t) = \int_0^{n-1} \Delta_t x(t) dt \tag{80}$$

Les approximations $F(n\Delta t)$ des $F(n\Delta t)$ sont données par

$$\begin{cases} \widetilde{F(0)} = 0\\ \widetilde{F(n\Delta t)} = F((n-1)\Delta t) + \frac{\Delta t}{2} [x(n\Delta t) + x((n-1)\Delta t)] \end{cases}$$
(81)

La figure 23 illustre la méthode utilisée. Sur le panel du haut, la courbe en trait plein bleue représente la fonction à intégrer, et les cercles bleus représentent l'échantillonnage de cette fonction. Sur le panel du bas, la courbe en trait plein bleu représente l'intégrale de cette fonction, la courbe en pointillés rouges représente l'intégrale calculée par la méthode des trapèzes sur un temps fini. La valeur de l'intégrale à l'instant 0 est indéterminée, alors l'intégrale estimée possède une composante continue. Dans notre cas les signaux à obtenir par intégration sont des signaux de vitesse acoustique, qui doivent être des signaux à moyenne nulle. Alors, il suffit de supprimer la composante continue de l'intégrale calculée pour obtenir une meilleure estimation de la vitesse réelle (courbe en trait plein rouge).

Ainsi, pour estimer les composantes vectorielles de la vitesse particulaire, nous utilisons cette méthode en l'appliquant aux gradients de pressions estimés grâce aux doublets microphoniques, pour chaque axe, chaque bande de fréquence, et chaque trame temporelle.

Remarque : Intégration dans le domaine de Fourier

On montre qu'une intégration dans le domaine temporel est équivalente à une division par $j\omega$ dans le domaine de Fourier.

3.1.4 Travail en bandes de fréquences

Comme nous l'avons vu dans la section traitant de l'estimation des gradients de pressions (Sec. 3.1.2), il est nécessaire, pour disposer d'estimations fiables de la vitesse, d'avoir un écartement entre microphones adapté à la fréquence. C'est pourquoi, dans notre algorithme de traitement, il est proposé de réaliser un découpage en bandes de fréquences, en adaptant l'écartement et le positionnement des capteurs de pression utilisés.

En effet, nous avons vu en 3.1.2 et sur la figure 22 (zones en orange et jaune), qu'à un écart intermicrophonique donné, si la fréquence de l'onde de pression mesurée est trop haute, l'estimation du gradient de pression mène à des erreurs trop importantes. La cause de cet effet est illustrée sur le schéma 24c où on observe un grand écart entre $\frac{\partial p}{\partial x}$ (qui symbolise le gradient) et $\frac{p_2-p_1}{d_{12}}$ (qui symbolise son approximation) pour l'estimation de la pente du cosinus tracé en gris, au milieu des deux points rouges.

En revanche, pour des fréquences trop basses (figure 24a) l'erreur de différence finie est plus faible car le gradient devient quasi-linéaire, mais le gradient devenant très faible, il est très sujet à l'influence du bruit de mesure. L'analyse de la figure 25 montre en effet que des erreurs importantes sont commises sur l'estimation de la vitesse particulaire en présence de bruit. En l'absence de bruit (voir Fig. 25a), on retrouve l'allure de la figure 22. Mais, pour des petits écartements en présence de bruit on obtient de grandes erreurs sur la vitesse, et ces erreurs demeurent fortes sur une plage de fréquences dont la largeur augmente lorsque l'écartement diminue. C'est pourquoi, en pratique, l'estimation de vitesses particulaire avec des sondes microphoniques ne fait pas usage d'un écart inter-microphonique trop petit, faute d'amplifier le bruit de mesure (essentiellement en basses fréquences, comme visible sur la figure 25b).

La solution proposée est de réfléchir à un capteur capable de travailler à plusieurs écartements différents, qui chacun serait adaptée à une certaine bande de fréquence. Pour cela, il suffit d'utiliser plusieurs couples de microphones sur chaque axe, de sorte que pour une fréquence donnée, l'estimation de vitesse particulaire soit



(a) Trop basses fréquences : bruit très influent

(b) Fréquences acceptables : bonne approximation du gradient de pression (c) Trop hautes fréquences : grande erreur de différence finie





(rsb=8dB)

Simulation numérique pour une source mono-fréquentielle fixe. L'écart relatif entre vraie vitesse et vitesse trouvée par différentielles de pressions a été calculé pour chacune des 3 composantes de la vitesse. Couleur (dB) : moyenne RMS des écarts relatifs sur les 3 axes. À gauche : signaux non bruités. À droite : un bruit blanc gaussien non localisé a été ajouté (rsb=8dB). L'erreur obtenue est toujours inférieure à -29dB pour les valeurs de fréquence de la source présentées sur la figure.

FIGURE 25: Utilisation de microphones de pression : erreur en dB sur l'estimation de la vitesse en fonction de l'écartement des microphones

la plus précise possible (chaque couple différent étant associé à un écartement différent).

Nous verrons dans la partie sur les *mesures délocalisées de vitesse* (3.2) qu'il n'est pas obligatoire pour estimer la vitesse à l'origine que les positions des deux microphones formant un couple soient centrées par rapport à l'origine du repère.

Les 3 combinaisons d'écartements et de fréquences utilisées pour le capteur final (voir 4.1.2) sont exposées sur le tableau 1.

On obtient 3 bandes de fréquences, appelées respectivement basses fréquences (BF), moyennes fréquences (MF) et hautes fréquences (HF). Il y a alors dès le début de l'algorithme une séparation du signal en 3 bandes fréquentielles (voir partie 3.3.3). Toute la suite de l'algorithme est menée de manière identique et en parallèle sur chacune de ces 3 bandes.

nom	gamme de fréquence (Hz)	écartement (cm)
BF	[178-1000]	6
MF	[1000-2500]	2.5
$_{\mathrm{HF}}$	[2500-8000]	1

TABLE 1: Écartement choisis pour les doublets microphoniques utilisés sur chaque axe afin d'estimer les 3 composantes vectorielles de la vitesse particulaire. Le choix est imposé afin de minimiser dans chaque bande de fréquence l'erreur sur cette estimation, et respecter des contraintes d'encombrement du capteur.

Même si à ce stade, l'algorithme complet n'est pas complètement décrit, afin d'illustrer les répercutions de ces choix pour l'estimation de la vitesse particulaire, l'erreur de localisation maximale obtenue avec notre algorithme et due à l'erreur de différence finie est représentée sur la figure 26.



FIGURE 26: Erreur maximale de localisation en fonction de la fréquence

L'analyse de cette figure montre que grâce au travail en 3 bandes de fréquences, l'erreur d'angulation estimée ne dépasse pas environ 1.5 degrés jusqu'à 8kHz. Pour les écartements utilisés en basses et moyennes fréquences on n'atteint jamais le degré d'erreur. Pour les plus hautes fréquences en revanche le degré d'erreur est dépassé, cela correspond aux zones sur la figure 22 où la barre des -25dB d'erreur relative sur les estimations de vitesse est dépassée.

Il est essentiel de noter que ce diagramme est tracé en simulant une onde plane mesurée par le capteur, sans bruit de mesure. Ainsi, les valeurs obtenues représentent une limite basse des erreurs commises par l'algorithme. Par ailleurs, provenant d'une simulation numérique, les résultats présentés sur la figure 26 correspondent au cas où les microphones de pression sont parfaitement étalonnés en phase et en amplitude. L'influence d'une mauvaise calibration des capteurs sera étudiée précisément dans la section 4.3.1.

3.2 Délocalisation des mesures de vitesse

Nous étudions dans cette partie la délocalisation des mesures de vitesses. En effet, pour des raisons pratiques, il apparaît trop difficile de disposer de plusieurs capteurs sensibles à la pression autour de l'origine, au risque d'encombrer l'espace de mesure et de perturber le champ à mesurer. Par conséquent, dans le cas d'une méthode délocalisée, au lieu de mesurer les 3 composantes de la vitesse en un même point, on mesure ces composantes en trois points distincts de l'espace suivant les axes $\vec{e_x}$, $\vec{e_y}$, et $\vec{e_z}$.

3.2.1 Décalages temporels induits par la délocalisation des mesures de vitesse

Les algorithmes de localisation basés sur des mesures d'intensité en un point $(p_0 \times \vec{v_0})$ ou de rapports vitesse/pression en un point $(\vec{v_0}/p_0)$ fonctionnent théoriquement bien lors de mesures en un même point de la vitesse et de la pression (on parle de mesures *co-localisées*). En effet, dans ces conditions et si la source à localiser est en champ lointain, la pression est la vitesse particulaire sont à tout instant *proportionnelles*, ce qui facilite grandement les traitements : dans le cas sans bruit les rapports des signaux donnent des constantes qui sont directement les rapports de leurs amplitudes. En revanche, en pratique, il paraît très difficile de placer un grand nombre de capteurs de pressions autour de l'origine, au risque d'encombrer la zone de mesure et de perturber grandement le champ, ce qui risque d'induire des erreurs irrémédiables sur l'estimation de la position de la source. Par ailleurs, comme l'indique Song [42], une délocalisation des mesures de vitesses possède l'avantage d'apporter plus de diversité aux données mesurées, et de découpler naturellement le bruit ambiant, ce qui permet de lever certains biais de mesures.

La délocalisation des mesures de vitesse induit la présence de décalages temporels entre chaque signal de vitesse et le signal de pression, qui n'existent pas lors d'une mesure ponctuelle. Par conséquent, la relation de proportionnalité entre ces deux grandeurs physiques n'existe plus pour des signaux déphasés entre eux. On a vu en en particulier en 2.3.3 qu'une méthode basée sur une analyse en composantes principales échouait pour ce type de signaux.

La figure 27 montre l'erreur obtenue avec un algorithme de localisation basé sur une analyse en composantes principales si l'on ne prend pas le soin d'estimer les retards entre pression et vitesse délocalisée et de les composer avant de réaliser une analyse en composantes principales pour estimer le rapport d'amplitude entre ces grandeurs. Celle erreur est très importante pour les hautes fréquences, où des petits décalages temporels représentent de grands décalages de phase entre les signaux à comparer.

FIGURE 27: Erreur sur l'estimation de direction lors de mesures acoustiques délocalisées sans compensation de délais temporels

Il est alors nécessaire de prendre en compte ce point essentiel pour un capteur effectuant des mesures délocalisées comme celui que nous développons. Song et Wong construisent un modèle des signaux reçus qui prenaient en compte les décalages liés à une mesure délocalisée. L'approche qui est proposée pour ce stage est assez similaire : elle consiste à estimer (3.2.2) puis à compenser (3.2.3) les délais dus à la délocalisation pour obtenir une estimation des vitesses recalées temporellement l'origine.

Suite à l'application de cette phase de recalage, des algorithmes classiques de localisation de sources large bande à bases de mesures ponctuelles pourront être appliqués. Ces délais temporels pourront éventuellement être exploités pour remonter à la direction de la source, même s'ils apparaissent moins robustes que l'analyse des rapports d'amplitudes pour l'estimation de la position angulaire d'une source.

3.2.2 Estimation

Plusieurs méthodes d'estimation de retards ont été présentées en 2.2.3. La méthode itérative n'a pas été utilisée en raison du temps de calcul trop important lié à cette méthode. En effet, il est essentiel que l'algorithme utilisé puisse être transposé à une approche temps réel. Par conséquent, toute approche trop gloutonne en temps de calcul est à proscrire.

La figure 28 compare les performances de la méthode à 3 points utilisant un fit gaussien [24] et de la méthode par mesure de phase [28]. Pour construire ces résultats, une sinusoïde pure à la fréquence f_0 a été synthétisée pendant 10ms, à une cadence de $F_e = 32768Hz$, pour f_0 valant respectivement 200Hz, 1kHz, 2.5kHz et 8000kHz sur les colonnes 1, 2, 3, 4 de la figure. Une sinusoïde pure de même amplitude et de même fréquence, mais décalée dans le temps de t_0 est synthétisée, pour $t_0 \times F_e$ allant de 0 à 5 échantillons (abscisse des graphiques). Un bruit blanc gaussien est ajouté aux deux signaux, avec un rapport signal à bruit présenté en ordonnée. Pour chaque valeur du RSB et pour chaque valeur de t_0 , une estimation $\widetilde{t_{0,3p}}$ (respectivement $\widetilde{t_{0,\Phi}}$) t_0 est effectuée en utilisant la méthode d'interpolation à 3 points (respectivement la mesure de phase). La couleur pour le panel du haut de la figure 28 (respectivement du milieu) représente l'erreur, rapportée en décibels, obtenue sur l'estimation de t_0 en termes de fraction de la période fondamentale du signal :

$$e_{3p} = 20\log_{10}\left(f_0|t_0 - \widetilde{t_{0,3p}}|\right) \quad \text{(panel du milieu)} \tag{82}$$

$$e_{\Phi} = 20 \log_{10} \left(f_0 | t_0 - \widetilde{t_{0,\Phi}} | \right) \qquad \text{(panel du haut)} \tag{83}$$

Le panel du bas de la figure 28, quant à lui, représente la différence Δe entre les valeurs en décibels des deux erreurs. Elle est positive lorsque l'erreur obtenue est plus grande pour la méthode à 3 points $(e_{3p} > e_{\Phi})$:

$$\Delta e = 20 \log_{10} \left(\frac{\widetilde{e_{3p}}}{\widetilde{e_{\Phi}}} \right) \quad \text{(panel du bas)} \tag{84}$$

L'analyse de la figure 28 montre que pour chacune des deux méthodes, l'erreur commise sur l'estimation de retard reste très raisonnable en général. Comme constaté par [22] l'erreur donnée par la méthode à 3 points dépend de la proximité du retard avec un nombre entier de demi-échantillons. Pour cette méthode à 3 points, on note surtout les grandes erreurs obtenues en basses fréquences où les périodes sont très grandes.

En ce qui concerne la méthode utilisant la phase, on obtient une erreur qui dépend peu de la fréquence, et qui est globalement plus basse qu'avec la méthode d'interpolation à 3 points. On attend ce même type de résultats pour la méthode de phase et un signal plus complexe, à condition qu'on soit en présence d'un retard pur, car l'utilisation de cette méthode suppose une vitesse de phase constante. En acoustique linéaire, le milieu de propagation étant non dispersif, nous sommes assurés que cette hypothèse sur la vitesse de phase soit totalement valide.

LOCALISATION ACOUSTIQUE D'UN DRONE AÉRIEN

FIGURE 28: Estimation de retards - erreur pour une sinusoïde pure bruitée

Erreur de 2π sur la phase lorsque le délai est supérieur à une de mi-période du signal

Lorsque le délai est supérieur ou égal à une demi-période du signal, on constate que les deux méthodes sont susceptibles d'échouer. C'est ce qui arrive à 8kHz pour des retards supérieurs à 2 échantillons (voir figure 28), et c'est ce qui est susceptible d'arriver si les retards à mesurer (liés à la différence de temps de parcours des ondes jusqu'au micro central et jusqu'aux points de mesure de vitesse) dépassent la demi-période du signal mesuré. Dans ces situations, l'algorithme est susceptible de se tromper d'un nombre entier de périodes, de valeur l'inverse du plus grand diviseur commun des fréquences contenues dans le signal.

Ce point particulièrement important a été pris en compte lors du design du capteur : pour $m = {BF,MF,HF}$, le tableau 2 montre à partir de l'ex-centrage des mesures de vitesse ¹⁹ le délai maximum qu'il est possible d'observer dans la bande m. La plus petite demi-période observable est présentée juste au dessous. On trouve que le retard temporel maximum, introduit par la délocalisation des capteurs, ne dépasse jamais la plus petite demi-période, quelque soit la bande de fréquence m.

Ainsi, il est possible de limiter l'espace de recherche des retards dans chaque bande m par les valeurs indiquées dans le tableau, avec la certitude que le retard recherché se trouve dans cette zone. Par ce moyen, on évite les erreurs d'estimation due à des ambiguïtés liées à la nature éventuellement périodique de période

^{19.} Pour une bande m, il s'agit de la distance entre l'origine et le barycentre des positions des deux microphones $p_{d,i}^{(1)\{m\}}$ et $p_{d,i}^{(2)\{m\}}$ utilisés pour l'estimation de vitesse un axe i (cette distance est la même pour tous les axes).

		1	1	1
		BF	MF	HF
Ex-centrage des mesures de vitesse	(cm)	3.00	1.25	2.00
Plus grande fréquence	(Hz)	1000	2500	8000
Délai maximum	(μs)	87	36	58
Délai maximum	(échantillons, $F_e = 32768$ Hz)	2.86	1.19	1.91
Plus petite demi-période	(échantillons)	16.34	6.5	2.04
Délai maximum > plus petite pério	de	non	non	non
Espace de recherche de retards	(échantillons)	[-4,4]	[-2,2]	[-2,2]

TABLE 2: Vérification des délais maximums introduits par l'excentrage des capteurs de pression utilisés pour estimer les composantes de la vitesse particulaire.

 $t_0 \, ^{20}$ de la fonction d'intercorrélation des signaux de vitesse délocalisée et de pression à l'origine.

Remarque : Ambiguiïté sur le signe de la vitesse

Lorsque la vitesse à l'origine $v_{0,i}$ suivant l'axe i et la pression à l'origine sont de signes opposés (ce cas apparaît lorsque la source se situe dans le quadrant du doublet microphonique utilisé pour l'estimation de vitesse), alors la méthode d'intercorrélation ne détectera pas t_0 car la fonction d'intercorrélation entre le signal de vitesse délocalisée $v_{d,i}$ $(t) = v_{t-t_0}$ et le signal de pression à l'origine $p_0(t)$ et de pression aura précisément son minimum en ce point. En pratique, une solution pour lever cette ambiguité et estimer le retard entre vitesse particulaire et pression à l'origine, consiste à chercher la position du maximum en valeur absolue de la fonction d'intercorrélation.

Dans le cas particulier où le signal dans la bande m est une sinusoïde pure de quart de longueur d'onde supérieur à d_{0d}^m , où d_{0d}^m est l'ex-centrage des mesures de vitesses dans la bande m, cela peut être problématique. Cela est susceptible d'arriver en hautes fréquences à partir d'environ 4300Hz. Actuellement les microphones utilisés pour les mesures au dessus de 4300Hz sont les microphones $p_{i,1}$ (1.5 cm de l'origine) et $p_{i,2}$ (2.5 cm de l'origine), $i = \{x, y, z\}$. Utiliser les microphones p_0 (origine) et $p_{i,1}$ (1.5 cm de l'origine) permettrait d'avoir des mesures de vitesses déportées à seulement 0.75cm au lieu des 2cm précédents, et ainsi permettrait ne plus avoir d'ambiguités jusqu'à environ 11400Hz, mais ce serait au prix d'une plus grande erreur de différences finies sur la vitesse, voir figure 22. Une autre solution, plus pertinente, serait d'estimer les retards entre la pression à l'origine, et la pression moyenne entre $p_{i,1}$ et $p_{i,2}$. Dans l'hypothèse d'une onde plane, ce retard est identique à celui entre la vitesse particulaire et la pression à l'origine. Cette solution permettrait de totalement lever l'ambiguïté, puisque le retard serait estime grâce au maximum de la fonction d'intercorrélation (et non le maximum et la valeur absolue de cette fonction), la pression acoustique étant une grandeur scalaire et non vectorielle (l'ambiguité sur le signe serait alors levée aisément). Ce point ayant été soulevé dans les derniers jours de mon stage, les résultats qui suivent pourront éventuellement souffrir dans les bandes de fréquence les plus élevées d'une mauvaise estimation du retard. En pratique, nous avons constaté que lorsque le contenu fréquentiel était suffisamment dense dans ces bandes, nous n'avons pas observé de répercutions importantes sur les résultats de localisation de sources. Pour autant, dès le début de ma thèse de doctorat, l'estimation des retards sera réalisé en prenant comme grandeurs d'entrées les pressions moyennes délocalisées dans chaque bande et la pression à l'origine.

^{20.} t_0 étant le retard recherché

3.2.3 Compensation du retard entre vitesse particulaire délocalisée et pression à l'origine

Soit t_0 le retard estimé entre le signal de vitesse particulaire $v_{d,i}$ et le signal de pression à l'origine, estimé grâce à la méthode décrite dans la sous-section précédente La compensation du retard est réalisée, sur chacun des 3 axes, et pour chacune des 3 bandes de fréquences (donc pour les 3 positions excentrées sur chaque axe), en divisant dans le domaine de Fourier de la vitesse excentrée par ωt_0 (cette opération est strictement identique à une convolution circulaire avec la distribution $\delta(t - t_0)$) :

$$v_{0i} = \mathrm{TF}^{-1} \left\{ 2\pi\omega t_0 \ \mathrm{TF} \left\{ v_{0i} \right\} \right\}$$
(85)

(86)

3.3 Découpage en trames temporelles et filtrage en bandes fines

3.3.1 Découpage en trames

Afin de pouvoir utiliser notre algorithme de localisation de sources pour des sources en mouvement, il est nécessaire que tous les traitements soient réalisés pour des trames temporelles de durée courte. La durée des trames temporelles (ainsi que le recouvrement éventuel entre celles-ci pour un traitement de type overlap-and-add) dépend fortement du type de source en mouvement (ou de sa vitesse de déplacement angulaire). Pour l'instant, nous nous sommes orientés vers une trame de longueur de 10 ms, typiquement utilisée pour les applications liées à la localisation de locuteurs. Pour un drone, compte tenu de sa vitesse de croisière, cette longueur semble tout à fait adaptée pour poser l'hypothèse que sur une trame temporelle, le drone peut être considéré comme une source fixe. Il est par ailleurs essentiel de noter que le choix de cette longueur de trame (ainsi que le taux de recouvrement entre trames) impacte directement le temps de calcul. Par conséquent, dans l'objectif d'une application en temps réel, nous optimiserons ces paramètres pendant ma thèse de doctorat afin de suivre le véhicule autonome durant son mouvement, sans observer de latence entre l'estimation de sa position angulaire et son déplacement.

A titre d'illustration, la figure 29 montre qu'avec ce découpage, on peut suivre une source en mouvement.

FIGURE 29: Suivi de trajectoire d'un drone (signaux de synthèse grâce à la découpe en trames temporelles.

3.3.2 Découpage en bandes fines

Nous avons vu précédemment qu'il était indispensable, afin d'obtenir une approche large bande, de concevoir un capteur possédant des écartements inter-microphoniques différents suivant les bandes de fréquences (BF, MF, et HF). Ce découpage en 3 bandes est présenté en 3.3.3.

En plus de ce découpage en larges bandes fréquentielles, il apparaît nécessaire de réaliser un filtrage en bandes plus fines pour l'estimation des rapports d'amplitudes et de la position angulaire de la source. En effet, ce découpage plus fin permet d'utiliser un critère de qualité de l'estimation, et dans le cadre d'application temps réel, de ne pas réaliser l'estimation dans les sous-bandes où l'énergie du signal n'émerge pas par rapport au bruit de fond. Ainsi, au sein de ces 3 bandes fréquentielles, un découpage en tiers d'octave est effectué après les estimations de vitesse et la compensation des retards estimés entre vitesses délocalisées et pression à l'origine (voir Fig. 21), afin de permettre une analyse en sous-bandes lors de l'estimation à partir des amplitudes de vitesse et de pression 3.4.

Le banc de filtre a été construit à partir de filtres de Butterworth d'ordre 3 selon les préconisations de [45]. Les fréquences centrales et de coupure des filtres obtenus sont listées dans les tableaux 3, 4, et 5.

	BF:	[200-100]	00]Hz	
n	Nom communément utilisé de la bande	f_c (Hz)	f_{\min} (Hz)	$f_{\rm max}$ (Hz)
1	200 Hz	198	177	223
2	250 Hz	250	223	281
3	$315 \mathrm{~Hz}$	315	281	354
4	400 Hz	397	354	445
5	500 Hz	500	445	561
6	$630 \mathrm{~Hz}$	630	561	707
7	800 Hz	794	707	891

TABLE 3: Fréquences centrales et fréquences de coupures des filtres de tiers d'octaves utilisés dans la bande BF [200 - 1000] Hz

	\mathbf{MF} :	[1000-2]	500]Hz	
n	Nom communément utilisé de la bande	f_c (Hz)	f_{\min} (Hz)	$f_{\rm max}$ (Hz)
1	1000 Hz	1000	891	1122
2	$1250 \mathrm{~Hz}$	1260	1122	1414
3	1600 Hz	1587	1414	1782
4	2000 Hz	2000	1782	2245

TABLE 4: Fréquences centrales et fréquences de coupures des filtres de tiers d'octaves utilisés dans la bande MF [1000 - 2500] Hz

Les pôles et les zéros des 17 filtres utilisés sont tracés sur la figure 30. Les pôles sont représentés par des croix et les zéros par des cercles. Cette visualisation permet de vérifier qu'aucun des filtres utilisés n'est instable.

	$\mathbf{HF}:$	[2500-8]	000]Hz	
n	Nom communément utilisé de la bande	f_c (Hz)	f_{\min} (Hz)	$f_{\rm max}$ (Hz)
1	2500 Hz	2520	2245	2828
2	$3150 \mathrm{~Hz}$	3175	2828	3564
3	4000 Hz	4000	3564	4490
4	5000 Hz	5040	4490	5657
5	6300 Hz	6350	5657	7127
6	8000 Hz	8000	7127	8980

TABLE 5: Fréquences centrales et fréquences de coupures des filtres de tiers d'octaves utilisés dans la bande HF [2500 - 8000] Hz

FIGURE 30: Pôles et zéros des filtres de Butterworth utilisés pour l'analyse en bande fine. Tous les pôles étant à l'intérieur du cercle unité, les filtres utilisés sont stables.

Remarque : Filtrage zéro-phase

Comme beaucoup de filtres, les filtres de Butterworth utilisés sont à phase non linéaire, ceux-ci distordent ainsi la forme temporelle des signaux. Ce type de modification étant rédhibitoire pour une analyse des amplitudes par analyse en composantes principales dans le domaine temporel, il est indispensable de réaliser une opération de filtrage à zéro-phase, puisqu'un souhaite également que le retard compensé ne doit pas modifié par l'opération de filtrage. Une manière simple de réaliser ce type d'opération consiste à effectuer un filtrage "avant-arrière", c'est à dire de filtrer le signal, de le renverser dans le temps, de le filtrer une seconde fois avec le même filtre, puis de renverser dans le temps à nouveau le résultat obtenu. La fonction matlab filtfilt permet de réaliser ce type de filtrage. Par construction, cette opération induit un déphasage strictement nul, pour toutes les fréquences, entre l'entrée et la sortie de la fonction de filtrage avant-arrière. Par ailleurs, puisque le filtre est utilisé à deux reprises, les pentes en dehors de la bande passante des filtres sont doublées. La figure 31 illustre cette explication : la forme d'un signal est conservéelors d'un filtrage avant-arrière, ce qui correspond tout à fait à l'objectif que nous nous fixons afin de ne pas induire de distorsion, tout en utilisant les filtres de Butterworth d'ordre 3, normalisés pour le filtrage en tiers d'octave, et communément utilisés par les appareils et logiciels commerciaux d'analyse fréquentielle en acoustique.

FIGURE 31: Filtrage avant-arrière et filtrage par un filtre passe bande à phase non linéaire de type Butterworth

3.3.3 Construction des filtres

Nous avons vu précédemment la nécessité de travailler dans des combinaisons de bandes de fréquences et d'écartements de microphones adaptés pour disposer d'estimations fiables de la vitesse particulaire. Un filtrage en 3 bandes est proposé, les 3 bandes sont appelées respectivement basses fréquences (BF : 200-1000Hz), moyennes fréquences (MF : 1000-2500Hz) et hautes fréquences (2500-8000Hz).

Le tableau 6 récapitule les paramètres ayant servi pour la spécification du banc de filtres tri-bandes. Pour une bande donnée m^{21} , on note $f_{c,\min}^m$ (resp. $f_{c,\max}^m$) la plus petite (resp. la plus grande) fréquence centrale rencontrée lors du filtrage en bandes fines (voir 3.3.2). On souhaite une fréquence de coupure f_g^m à gauche qui coïncide avec celle de la bande fine de fréquence centrale $f_{c,\min}^m$ et une fréquence de coupure f_d^m à droite qui coïncide avec celle de la bande fine de fréquence centrale $f_{c,\max}^m$:

21. $m = \{BF, MF, HF\}$

Bande de fréquence m		BF	MF	HF
Gamme de fréquence	(Hz)	[200-1k]	[1k-2.5k]	[2.5k-8k]
Plus petite fréquence centrale rencontrée	(Hz)	198	1000	2520
Plus grande fréquence centrale rencontrée	(Hz)	794	2000	8000
Fréquence de coupure à gauche	(Hz)	176	891	2245
Fréquence de coupure à droite	(Hz)	891	2245	9080
Fréquence à atténuation de -60dB à gauche	(Hz)	88	445	1122
Fréquence à atténuation de -60dB à droite	(Hz)	1782	4490	16384

TABLE 6: Spécifications des filtres passe bande utilisés pour l'analyse tri-bande

$$f_g^m = f_{c,\min}^m \times 2^{-1/6}$$
(87)

$$f_d^m = f_{c,\max}^m \times 2^{+1/6} \tag{88}$$

Enfin, on souhaite un maximum de 1dB de variation dans la bande passante, et une atténuation de 60dB à $\frac{1}{2}f_q^m$ et à $2f_d^m$.

Des coefficients de filtres satisfaisant ces spécifications ont été obtenus à l'aide de la fonction matlab **design** avec comme paramètres ceux du tableau et l'utilisation de filtres de Butterworth passe-bande pour le filtrage en tiers d'octave décrit dans la sous-section 3.3.2. En pratique, il est ici aussi effectué un filtrage avant-arrière pour éviter une déformation des signaux due à la phase non linéaire des filtres conçus.

L'allure fréquentielle des filtres est présenté figure 32, en module carré pour simuler l'effet de ce filtrage avant-arrière. Les filtres sont d'ordre respectivement 4, 3 et 4 en basses, moyennes et hautes fréquences.

En gras : les 3 bandes principales. En trait fin : les bandes fines.

FIGURE 32: Modules (au carré) des filtres utilisés pour l'analyse en bande fine et en bandes larges

3.4 Estimation des composantes ambisoniques d'ordre 1

À ce stade de l'algorithme, le signal capté par l'ensemble de capteurs de pression a été découpé en trames temporelles. Pour chaque trame temporelle, les signaux ont été filtrés en 3 bandes distinctes (BF, MF, et HF). Pour chaque bande de fréquence, les composantes délocalisées de vitesse particulaire ont été estimées par différences finies pour chaque doublet de microphones de pression, dont la position et l'écartement est adapté à la bande de fréquence de travail. Ces composantes de vitesses ont ensuite été recalées à l'origine grâce à l'estimation du retard temporel entre celles ci et la pression mesurée à l'origine. Une fois ce recalage effectué, nous disposons, pour chaque trame temporelle, et pour chaque axe, de 17 grandeurs de vitesse particulaires (correspondant aux 17 bandes fines d'analyse), et de 17 versions filtrées de la pression mesurée à l'origine. Dans le modèle d'ondes planes, ces grandeurs sont en phase, et leurs rapports d'amplitudes est directement reliée à la source, puisque les composantes de la vitesse particulaire à l'origine sont par essence des versions projetées du champ de vitesse. Par conséquent, il est possible d'obtenir une estimation des composantes ambisoniques d'ordre 1 à l'aide de ces grandeurs, dans les 17 bandes fines.

Ces composantes ambisoniques d'ordre 1 étant directement liées aux positions angulaires de la source, il est ainsi possible de déterminer l'azimut et l'élévation de la source, dans la trame temporelle, en utilisant l'équation 57.

Ces coefficients peuvent être estimés à partir d'une étude sur les amplitudes (3.4.1) ou sur les retards (3.4.2) des signaux de vitesse mesurés. En pratique, nous montrerons dans la suite du manuscrit qu'une approche basée sur les rapports d'amplitudes, grâce à une analyse en composantes principales menée dans le domaine temporel est plus robuste que l'utilisation directe des retards estimés. Par conséquent, c'est pour l'instant cette aproche qui est privilégiée, mais les deux informations pourront être utilisées de manière conjointe dans les développements futurs.

3.4.1 Estimation à partir des amplitudes de vitesse particulaire

Des méthodes d'estimation des coefficients ambisoniques à partir d'études sur les amplitudes des signaux de vitesse ont été présentées en 2.3.3. Ces méthodes fonctionnent pour des signaux de pression et de vitesse sur les 3 axes qui sont *co-localisées*. Dans notre cas, on estime ce type de signaux à partir de mesures délocalisées en utilisant le système de compensation de retards présenté en 3.2.3.

Une fois les composantes ambisoniques déterminées, les positions angulaires azimutales et d'élévation sont déterminées simplement grâce à l'équation 57.

3.4.2 Estimation à partir du retard des signaux de vitesse

L'estimation des retards des signaux de vitesse délocalisées sur chacun des axes par rapport au signal de pression à l'origine a été présenté en 3.2.3.

Une fois que les retards $t_{0,i}$ sur les axes $i = \{x, y, z\}$ sont connus, il est possible de remonter à la localisation de la source. Chaque coefficient ambisonique peut être calculé en utilisant :

$$A_i = t_0 \frac{c}{d}.\tag{89}$$

Puis, de même que précédemment on peut utiliser 57 pour estimer les angles à partir des coefficients A_i .

3.4.3 Indice de confiance

L'estimation à partir des amplitudes de vitesse donne 17 estimations différentes des angles θ_0 et δ_0 pour chaque trame temporelle, l'estimation à partir des retards en donne 3.

Pour obtenir un θ_0 et un δ_0 pertinent, il est indispensable de trouver une méthode de pondération des différents angles trouvés. En effet, on souhaite accorder une grande confiance aux angles les plus pertinents. Dans cette partie on s'intéresse à définir un indice de confiance associé à chaque angle trouvé. Toutes les positions trouvées seront alors pondérées par l'indice qui leur est associé, pour obtenir une direction consensus. Dans le cadre d'une implémentation en temps réel, une partie de cet indice de pertinence pourra être calculée avant tout traitement (la partie concernant l'énergie dans la bande fréquentielle) afin d'éviter de calculer une estimation d'angle dans une sous-bande où le signal ne correspond qu'à un bruit de fond. Par ailleurs, l'un des objectifs de ma thèse de doctorat consiste en l'utilisation conjointe d'un algorithme de reconnaissance et de détection de source avec l'algorithme de localisation afin de n'effectuer la recherche de position de sources que lorsque celle-ci est présente dans l'environnement, et de filtrer naturellement la contribution de sources acoustiques perturbatrices, que l'on ne souhaite pas localiser. Par conséquent, dans la suite du projet, l'indice de confiance décrit ici sera plus évolué, mais la base proposée ici reste très adaptée si on fait l'hypothèse que la source à localiser est présente dans l'environnement lors de la mesure. Dans le cadre de ce stage, nous n'avons pour l'instant étudié l'indice de confiance et l'utilisation de la pondération des angles déterminés uniquement pour les angles obtenus à partir des amplitudes (lors des expérimentations, décrites au chapitre 5, un poids nul a été associé aux angles trouvés par les retards, car ceux-ci se sont révélés trop peu fiables).

Pour développer l'indice de confiance, nous nous sommes inspirés des travaux de [41], qui utilise un indice de confiance qui est la multiplication d'un terme associé à l'énergie des signaux entrants, et d'un terme résultant de la comparaison des variances associées aux composantes principales trouvées en 3.4.1. Les termes retenus pour ce stage sont présentés ci dessous.

Terme d'énergie

Il est fait ici l'hypothèse que plus un signal est énergétique, plus il est intéressant pour l'estimation de la position angulaire de la source. En d'autres termes, il est indispensable de donner un poids plus important aux angles estimés dans les sous-bandes où la source acoustique rayonne un signal, et de supprimer les angles estimés dans les bandes de fréquences où le signal émis est noyé dans le bruit de fond.

Pour une bande fine n, la tâche consiste alors à définir un poids $I_{E,n}$ entre 0 et 1 qui sera associé à la direction trouvée dans cette bande. Dans chaque bande fine n on suppose le bruit de fond $L_{\text{fond,n}}$ (en décibels) connu. On définit un seuil d'émergence E (en décibels) et une dynamique D (en décibels). Dans chaque trame, et pour chaque bande n, le principe de la pondération est de mesurer le niveau $L_{p,n}$ du signal de pression à l'origine (observé sur toute la durée de la trame), puis de juger en fonction du résultat quel poids accorder aux analyses effectuées par ACP dans la bande n. On suit la loi suivante, qui revient à donner un seuil haut et un seuil bas pour le calcul des poids relatifs à l'énergie. Entre ces deux seuils, le poids augmente linéairement avec le niveau en décibel :

$$I_{E,n} = \begin{cases} 0 & \text{si} \quad L_{p,n} < L_{\text{fond},n} + E \\ 1 & \text{si} \quad L_{p,n} \ge L_{\text{fond},n} + D \\ \frac{L_{p,n} - L_{\text{fond},n}}{D + L_{\text{fond},n}} & \text{sinon} \end{cases}$$
(90)

Terme de variance

Soient $v_{ar,n}^{(i)}$, $i = \{1, 2, 3, 4\}$ les $N_c = 4$ variances associées à chacune des $N_c = 4$ composantes principales trouvées dans la bande n dans une trame donnée. On s'attend à ce que le signal soit le plus intéressant si la variance associée à la première composante principale est très grande devant les variances associées aux autres composantes. Le terme de variance associée à la bande fine n et retenue pour ce stage est alors le suivant :

$$I_{V,n} = -\frac{N_c}{1 - N_c} \left(\frac{1}{N_c} - \frac{v_{ar,n}^{(1)}}{\sum_{i=1}^{N_c} v_{ar,n}^{(i)}} \right)$$
(91)

La variance associée à la première composante principale est à son plus fort si $v_{ar,n}^{(1)}$ est très proche de $\sum_{i=1}^{N_c} v_{ar,n}^{(i)}$. On obtient dans ce cas $I_{V,n}$ très proche de 1. La variance associée à la première composante principale est à son plus faible si les 4 variances associées aux 4 composantes sont quasi-égales. On obtient dans ce cas $I_{V,n}$ très proche de 0.

Indice de confiance

À ce stade du projet, l'indice de confiance I_n dans la bande n est simplement défini par le produit du terme d'énergie $I_{E,n}$ et du terme de variance $I_{V,n}$ définis ci-dessus :

$$I_n = I_{E,n} I_{V,n} \tag{92}$$

Les poids w_n associés à ces indices sont les $\frac{I_n}{\sum_{i=1}^{N_{fc}} I_i}$.

Pondération des coefficients

En pratique, au lieu de pondérer les angles $N_{fc} = 17$ angles par les w_n , on peut

- 1. pondérer les coefficients A_i^n par les w_n
- 2. normaliser en norme 2 le vecteur A obtenu
- 3. calculer les angles correspondants à cette nouvelle direction consensus.

L'avantage de cette pratique se révèle lorsqu'on obtient un azimut proche de ± 180 degrés : en raison du bruit les angles trouvés sont répartis en deux zones, l'une autour de 180 degrés et l'autre autour de -180 degrés. Le risque d'une pondération des angles est qu'un effet de moyenne donne alors un azimut de l'ordre de 0 degré, ce qu'on n'obtiendra pas avec une pondération des coefficients ambisoniques d'ordre 1.

4 Développement d'un capteur associé à la méthode proposée : prototypage et versions d'étude

Comme nous l'avons vu précédemment, le développement de l'algorithme de localisation et de suivi de sources acoustiques en mouvement est étroitement lié au développement de la géométrie du capteur permettant de mesurer les grandeurs d'entrée de l'algorithme. Rappelons que, compte tenu de l'approche proposée, nous utiliserons exclusivement des capteurs sensibles à la pression. Afin d'estimer les trois composantes du vecteur vitesse particulaire, nous utilisons donc 3 couples de microphones par axe, ainsi qu'un capteur de pression, qui agira de référence, à la fois pour l'estimation des retards temporels, mais aussi pour l'estimation des rapports d'amplitudes afin de déterminer les composantes ambisoniques d'ordre 1. Par conséquent, le nombre maximal de points de captation est de 6 mesures de pression par axe, et d'une mesure de pression centrale. Bien entendu, ce nombre de capteurs est beaucoup trop élevé compte tenu d'un aspect de compacité, mais aussi d'un point de vue acqusition. En effet, l'objectif du projet est également de concevoir le capteur, associé à une interface de communication avec l'unité centrale (compacte et autonome, elle aussi). C'est pourquoi le capteur de pression central servira également dans plusieurs doublets microphoniques. Compte tenu des espacements inter-microphoniques déterminés dans le chapitre précédent, nous nous sommes ainsi orientés vers une géométrie mettant en jeu 3 capteurs de pression par axe, et un capteur centré à l'origine, soit un nombre total de 10 capteurs, ce qui est beaucoup plus raisonnable. Le tout sera ensuite encapsulé dans un volume restreint (moins de 10 cm de diamètre).

Par conséquent, le prototypage d'un capteur a été abordé durant le stage, il est présenté en 4.1. Deux prototypes sont en cours de conception, et devraient être disponibles au cours du premier trimestre de ma thèse de doctorat. Le premier dispositif sera conçu sur la base technologique des microphones MEMS (Micro-Electro-Mechanical System) numériques, le second à base de MEMS analogiques.

En attendant qu'elles puissent voir le jour, deux capteurs ont été montés et utilisés lors du stage afin de tester expérimentalement les capacités de localisation de l'approche proposée. Ils sont présentés en 4.2. Ces deux capteurs et leur utilisation sont présentés en 4.2. L'étalonnage des capteurs, qui revêt une importance primordiale pour le bon fonctionnement de la méthode, est abordé en 4.3.

4.1 Prototype de capteur en cours de développement

Nous avons présenté au cours du chapitre 2 les grandes catégories de méthodes classiquement utilisés pour la localisation de sources acoustiques. Certaines sont basées sur des mesures de pression sur des antennes étendues. La volonté de disposer d'un capteur compact nous a orienté vers l'utilisation d'algorithmes de localisation basés sur des mesures du champ acoustique complet en un point (pression et vitesse, voir 2.3).

La sonde pression-vitesse 3 axes développée par Microflown est dotée d'un capteur de vitesse particulaire (voir 2.3.2). Cependant, s'intéressant dans le futur au déploiement d'une grande quantité de capteurs sur les frontières d'une zone à couvrir en extérieur, on souhaite développer un capteur moins onéreux, et résistant aux conditions imposées par une utilisation en extérieur (solidité, résistance aux variations de température ainsi qu'aux intempéries, et insensible au vent et aux vibrations mécaniques induites sur le corps du capteur ²²).

Par ailleurs, pour des raisons de coûts et de robustesse, il a été choisi de ne pas utiliser de capteur

^{22.} C'est l'une des raisons qui ont poussé le laboratoire à sous-traiter une partie de la conception du capteur à un spécialiste des boules anti-vent, des suspensions mécaniques de perches de microphones et des bonnettes étanches, ancien élève du Cnam

de vitesse à fil chaud, mais plutôt d'estimer la vitesse particulaire suivant chacun des axes à l'aide de différentielles de pressions obtenues avec des doublets microphoniques. Considérer une mesure centrée sur l'origine nécessiterait de pouvoir positionner tous les capteurs au sein d'une zone restreinte. Cela est difficile à réaliser en pratique, et induit nécessairement un encombrement qui peut perturber le champ acoustique au voisinage des capteurs, ce qui est à proscrire pour notre application. C'est pour cette raison nous nous sommes orientés vers des mesures délocalisées (voir 3.2), où sur chaque axe plusieurs microphones de pression sont alignés pour permettre un travail en bandes de fréquences (voir 3.1.4).

4.1.1 Orientation dans l'espace

FIGURE 33: Schéma du capteur à base de microphones MEMS en cours de développement

Une vue du prototype de capteur en cours de développement est présentée figure 33. Sur ce schéma, les portions vertes représentent les circuits imprimés sur lequel seront montés les sondes microphonique MEMS. La largeur de chaque barrette de circuit imprimé est de 6 mm, et leur épaisseur de 0.6 mm. Les pastilles rouges sur chaque barrette représentent les microphones MEMS, qui ont une taille typique de 4mmx3mmx1mm. Leur positionnement respecte les valeurs décrites en 4.1.2.

Comme indiqué sur la figure 33, les axes du capteur sont orientés vers le haut, les axes X et Y n'étant donc pas positionnés à l'horizontale comme il est coutume de les représenter. En effet, pour les applications visées, les sources acoustiques seront majoritairement positionnées au dessus des capteurs (drones en survol). L'orientation choisie est donc plus naturelle pour l'application. Une fois l'azimut et l'élévation déterminés dans le repère local du capteur, une matrice de rotation est utilisée afin de les replacer dans le repère naturel (Nord, Ouest, Verticale) afin de repérer le positionnement de la source et le représenter de manière adéquate et facilement interprétable pour l'utilisateur.

4.1.2 Écartement des microphones

Nous avons vu en 3.1 que la qualité de l'estimation de la vitesse à partir de différentielles de pressions dépendait de la fréquence f et de l'écartement d entre les deux microphones utilisés.

La figure 25 nous a permis de déterminer une combinaison d'écartements et de bandes de fréquences pour lesquelles les erreurs d'estimation de la vitesse sont faibles Le choix de ces écartement et positionnements respectent un certain nombre de contraintes :

- Les MEMS numériques utilisés doivent être espacés d'au moins 1 cm. Il s'agit d'une contrainte liée aux dimensions des MEMS (4 mm de largeur) et du circuit électrique accompagne chacun d'eux. Cette contrainte s'accorde de toutes façons particulièrement bien avec la sensibilité au bruit de mesure lorsque les capteurs sont trop rapprochés, étudiée en 3.1.4.
- 2. Chaque mesure de vitesse doit être effectuée à moins d'une demi-longueur l'origine (voir 3.2.2²³.
- 3. Il doit y avoir au moins 1.5cm de distance entre le capteur de pression à l'origine et les autres capteurs, afin de faciliter le montage mécanique et de ne pas obstruer le champ acoustique autour de ce capteur.
- 4. Il doit y avoir parcimonie sur le nombre de microphones et de bandes de fréquences utilisées, dans le but d'applications temps-réel.

Une solution qui satisfasse ces contraintes est présentée ci-dessous.

Solution retenue dans le cadre du stage

On place sur chaque axe *i* 3 microphones $p_{i,1}$, $p_{i,2}$ et $p_{i,3}$ (en plus du microphone p_0 placé à l'origine) à respectivement 1.5 cm, 2.5 cm et 6 cm de l'origine (voir figure 33b).

Dans chaque bande de fréquence m, on estime la vitesse $v_{d,i}^{\{m\}}$ en utilisant les pression $p_{d,i}^{(1)\{m\}}$ et $p_{d,i}^{(2)\{m\}}$ données dans les colonnes 2 et 3 du tableau 7 (voir Fig. 2 pour les conventions de notations utilisées).

On note $d_{0d}^m = \frac{1}{2} \left(p_{d,i}^{(1)\{m\}} + p_{d,i}^{(2)\{m\}} \right)$ l'ex-centrage obtenu des mesures de vitesses, et $d_{12}^m = p_{d,i}^{(2)\{m\}} - p_{d,i}^{(1)\{m\}}$ l'écartement entre les microphones de pressions utilisées pour la différentielle finie. Les colonnes 6 et 7 du tableau donnent les valeurs obtenues pour d_{0d}^m et d_{12}^m .

m	$p_{d,i}^{(1)\{m\}}$	$p_{d,i}^{(2)\{m\}}$	f_{min}	f_{max}	d_{0d}^m (cm)	d_{12}^m (cm)
BF	p_0	$p_{i,3}$	177	891	3	6
MF	p_0	$p_{i,2}$	891	2245	1.25	2.5
HF	$p_{i,1}$	$p_{i,2}$	2245	8980	2	1

 TABLE 7: Positionnement des capteurs de pression dans le dispositif proposé : écartements, ex-centrage, et bandes de fréquences correspondantes

4.1.3 Raisons du choix de la technologie MEMS

Pour développer le prototype, nous avons choisi de nous porter sur la technologie de capsules microphoniques MEMS. Ce choix technologique n'est pas anodin. En effet, l'essor des appareils de grande consommation (smartphones notamment) a permis à l'industrie de la production de puces MEMS de se développer considérablement ces dernières années. Le volume de production de ces capsules permet d'acquérir, pour un prix unitaire excessivement bas des dispositifs de captation acoustique possédant des courbes de réponses très homogènes, et ne nécessitant pas, contrairement aux sondes microphoniques à condensateur ou à électret, un préamplificateur et un étage de conditionnement. En effet, les packages MEMS, miniaturisés, intègrent

^{23.} C'est à dire que dans une bande m la distance séparant l'origine et le milieu des positions des microphones utilisés pour l'estimation de vitesse doit être inférieure à la longueur d'onde de la plus grande fréquence contenue dans la bande m

au sein d'une puce de la taille d'un ongle, toute l'électronique classiquement packagée dans le corps d'un microphone de mesure. Cette caractéristique est assurément indéniablement importante dans la stratégie de développer un dispositif extrêmement compact. Par ailleurs, les torons de câbles sortant usuellement des antennes de mesures microphoniques sont ici réduites à des circuits imprimés, qui permettent de connecter l'ensemble des capteurs à une interface de captation. En ce qui concerne les MEMS numériques, l'étage de conversion analogique numérique est même intégrée à la capsule MEMS, ce qui permet d'utiliser des cartes d'acquisition basées sur le protocole I2S, et de véhiculer les signaux numériques directement jusqu'à l'unité de traitement, et de réaliser des traitements du signal sur DSP en temps réel. Il est également important de noter que pour développer des capteurs qui visent à être disposés en extérieur, il s'agit de pouvoir remplacer simplement les capteurs en cas de défaillance.

Le laboratoire d'acoustique du Cnam a ces dernières années développé un grand nombre de capteurs spécialisés, et possède déjà une expérience dans le développement d'antennes à base de MEMS analogiques dans le cadre de la thèse de Pierre Lecomte. C'est une évolution naturelle que de se tourner aujourd'hui vers les MEMS numériques, et de confronter les performances de MEMS numériques et analogiques dans le cadre de cette application. En revanche, même si le travail accompli lors de ce stage a permis de fixer les spécification du système final, les temps de production et de développement n'ont pas permis d'obtenir ce capteur avant la fin du stage. C'est pourquoi nous avons développé des capteurs à base de microphones à électret (une version à base de sondes double couche pression-pression, l'autre à base de microphones simple couche). Ces capteurs sont décrits dans la partie suivante, et l'une des deux versions, très satisfaisante d'un point de vue précision de localisation, a été testée expérimentalement dans plusieurs situations, qui seront décrites dans le dernier chapitre de ce mémoire.

4.2 Capteurs montés durant le stage pour les expérimentations

Pour les besoins des expérimentions, deux capteurs ont été montés durant le stage. Le premier est constitué de sondes double couches, maintenus dans une structure rigidifiante en forme de cube (voir 4.2.1). L'analyse a montré des effets de diffraction importants dûs à cette structure apparaissant dès 4000 Hz, ainsi qu'une difficulté à étalonner précisément en amplitude et en phase les sondes jusqu'à 10000 Hz, ce qui nous à conduit à monter un second dispositif (4.2.2), qui offre quant à lui des performances tout à fait satisfaisantes et une diffraction induite par ses éléments constitutifs très limités dans les bandes de fréquences utilisées (jusqu'à 8500 Hz environ).

4.2.1 Capteur rigidifié par une structure en cube

La figure 34 présente le premier dispositif monté dans le cadre de ce stage. L'objectif était de se servir de sondes double couches, développées au laboratoire d'acoustique du Cnam dans le cadre de projets précédents pour réaliser de l'imagerie acoustique avec séparation de sources et déconfinement en environnement réverbérant [46, 47]. En effet, il était naturel d'envisager une captation utilisant ces capteurs, puisqu'ils ont été développés en partenariat avec le Centre de Transfert de Technologie du Mans afin d'estimer précisément le gradient de pression dans le cadre des précédents projets. La perpendicularité entre les axes des sondes étant primordiale, nous avons développé une structure rigidifiante s'inspirant des modèles de structures atomiques de type cubique centré (rencontré dans les molécule du tungstène ou de la ferrite par exemple). Le dispositif a entièrement été conçu au laboratoire, en utilisant des éléments simples

- $-\,$ barres de 8 mm de diamètre pour les arêtes du cube ne contenant pas de sondes
- dés percés en traversant sur toutes leurs faces pour assembler la structure

 volants de badminton monté sur des rivets pour stabiliser la structure et apporter une suspension mécanique à la structure.

FIGURE 34: Premier dispositif de captation développé à base de sondes double couche pression-pression et d'une structure rigidifiante

Malgré tout le soin apporté au développement de cette structure : deux écueils ont été rencontrés lors des mesures : le protocole de calibration en tube utilisé précédemment pour ces sondes, valide jusqu'à 2500 Hz, nécessitait d'extrapoler les courbes de réponses au delà de cette fréquence. Par ailleurs, lors des mesures, nous avons constaté un phénomène de diffraction important à 4000 Hz, dû à la géométrie particulièrement régulière, et invasive de la structure rigidifiante. Afin de confirmer cette hypothèse, nous avons ensuite réalisé une mesure de calibration en chambre anéchoïque des sondes, avec et sans structure. Nous avons constaté de larges modifications des courbes de réponses obtenues dans les domaines de fréquences sus-cités. Or, la diffraction étant déterminé par l'angle d'incidence du champ rencontrant la structure, il nous était impossible de contourner cette limitation. Malgré cet échec chronophage, l'expérience a été bénéfique d'un point de vue pratique, puisqu'une attention toute particulière sera apportée au moindre encombrement autour du dispositif final de manière à éviter tout phénomène de diffraction dans le domaine de fréquence dans lequel il sera utilisé.

4.2.2 Capteur rigidifié par des encastrements dans un matériau absorbant

Afin de contourner la difficulté posée par le premier dispositif, nous avons ensuite envisagé un capteur respectant toujours les positionnements du prototype en cours de développement, en utilisant des capteurs à base de sondes de pression électrostatiques ICP simple couche, développés par le Centre de Technologie du Mans en partenariat avec le Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique de Marseille. Les spécifications techniques de ces capteurs sont données en annexe B. Le laboratoire d'acoustique dispose de 60 sondes de ce type, pour des applications d'antennerie et d'holographie de champ proche instationnaire. Le conditionnement ICP est assuré par un frontal d'acquisition National Instruments PXI.

Pour ce nouveau dispositif, nous avons pris soin de trouver une solution pour que le corps des sondes de pression soit le moins invasif possible, et que les positions des membranes des capteurs soient bien alignés avec les axes prévus pour le capteur final. Pour cela, nous avons inséré les sondes microphoniques dans un matériau absorbant, en les laissant dépasser d'une hauteur respectant l'angle des barrettes du prototype en développement. La géométrie et la disposition des capteurs est illustrée sur la figure 35.

Les distances affichées sont en centimètres, les angles sont en radians

FIGURE 35: Seconde itération du dispositif de captation, à base de sondes microphoniques ICP à électret, encastrées dans un matériau absorbant. À gauche : vue de haut. À droite : vue en coupe transversale

L'avantage de cette disposition est que l'insertion du corps des microphones dans la mousse rigidifie naturellement leur positionnement, que le matériau absorbant permet de minimiser les effets de réflexions sur le support. Par ailleurs partie émergente du corps des sondes microphoniques reste très restreinte (voir figure 36), induisant ainsi un effet de diffraction extrêmement négligeable sur toute la gamme de fréquence visée ²⁴, validant ainsi le dispositif pour les expérimentations.

4.3 Étalonnage des microphones

Lorsqu'on mesure une pression p avec un microphone, le signal électrique de sortie s que l'on obtient n'est pas simplement proportionnel à p, mais résulte de sa transformation liée au passage par l'ensemble de la chaine d'acquisition (les contributions viennent essentiellement du microphone et son préamplificateur et dans une moindre mesure au convertisseur analogique-numérique. C'est pourquoi dans la suite du manuscrit, on confondra le terme chaine d'acquisition et le système {microphone+préamplificateur}).

Les effets de cette transformation correspondent à une modification du signal de pression, à la fois en module et en phase. Dans le cadre du projet de recherche présenté ici, nous nous intéressons à un système basé sur des comparaisons d'amplitude et de phase de signaux de pression issus de microphones différents, il apparaît indispensable de corriger ces modifications.

La partie 4.3.1 permettra de quantifier les effets d'une mauvaise calibration des microphones sur la localisation

^{24.} la comparaison entre la courbe de réponse du capteur seul ou dans la structure en chambre anéchoïque a fourni des résultats identiques, tant en phase qu'en amplitude

FIGURE 36: Second dispositif de captation développé à base de capteurs microphoniques ICP à électret insérés dans un matériau absorbant

de sources. Les méthodes d'étalonnages testées sont présentées en 4.3.2 : étalonnage avec un tube à ondes stationnaires, avec une cavité de calibration, et un étalonnage en champ libre en milieu supposé anéchoïque. Les résultats obtenus sont présentés en 4.3.3.

4.3.1 Sensibilité à l'étalonnage

Afin d'illustrer l'importance de la calibration de tous les capteurs utilisés dans notre dispositif, nous étudions dans cette section la sensibilité de la méthode à un mauvais étalonnage des capteurs. Les répercutions d'une mauvaise calibration peuvent être multiples, tant en ce qui concerne l'estimation de la vitesse particulaire, que pour l'estimation des retards, ou encore l'estimation des composantes ambisoniques par analyse en composantes principales. Ces trois étapes représentant des jalons essentiels de l'algorithme développé, il apparaît essentiel de mettre en évidence les effets d'une mauvaise calibration, et d'estimer leur impact en termes d'erreurs de localisation angulaire de la source acoustique.

Mauvais étalonnage en module

On considère une mesure colocalisée de vitesse en 2 dimensions, comme sur la figure présentée à gauche de ce paragraphe.. On obtient cette configuration à partir de mesures délocalisées par compensation de délais temporels. Aussi, le cas délocalisé s'obtient en ajoutant un retard identique sur les deux pressions p_{x1} et p_{x2} . La source est à azimut θ_0 , et émet un signal à la pulsation ω_0 . On cherche à obtenir le vecteur des coefficients ambisoniques d'ordre 1 :

$$\vec{A} = [X, Y]^T = -[\cos \theta_0, \sin \theta_0]^T$$

La vitesse à l'origine a pour composantes $v_x = XV_0(t)$ et $v_y = YV_0(t)$ dans le repère $(O, \overrightarrow{e_x}, \overrightarrow{e_y})$, où $V_0(t)$ est un terme fluctuant, identique pour v_x et v_y dans le modèle d'ondes planes. Pour chaque axe i, $i = \{x, y\}$, les pressions p_{2i} et p_{1i} sont utilisées pour estimer la vitesse v_i :

$$v_i(t) = -\int_0^t \left(p_{2i}(\tau) - p_{1i}(\tau) \right) d\tau = A_i \frac{p_0}{Z_c}$$
(93)

On s'intéresse à l'impact sur la direction de localisation estimée, d'une erreur due à une mauvais étalonnage en module des microphones de pressions utilisés sur un axe, disons l'axe x. Pour cela, on pose les pressions mal estimées

$$\widetilde{p_{2x}} = \alpha_2 p_{2x} \tag{94}$$

$$\widetilde{p_{1x}} = \alpha_1 p_{1x} \tag{95}$$

où α_1 et α_2 sont réels et positifs. Le cas où les sondes sont parfaitement calibrées en amplitude correspond à $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$. On néglige l'incertitude sur la distance d et on considère que seuls p_{2x} et p_{1x} sont erronés.

Outre une erreur due à un mauvais étalonnage, ce type d'erreur peut également être obtenu par des effets de diffraction par le corps du capteur comme c'était le cas avec la première version testée 4.2.1. On obtient une mesure entachée d'erreur $\frac{\partial v}{\partial t}$ de $\frac{\partial v}{\partial t}$ avec :

:

$$\begin{aligned}
-\rho_0 d \widetilde{\frac{\partial v}{\partial t}} &= \alpha_2 p_{2x} - \alpha_1 p_{1x} \\
&= \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \left[\frac{2\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2} p_{2x} - \frac{2\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2} p_{1x} \right] \\
&= \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \left[p_{2x} \left(1 + \frac{2\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2} - \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2} \right) - p_{1x} \left(1 + \frac{2\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2} - \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2} \right) \right] \\
&= \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \left[\frac{-\rho_0 d \frac{\partial v}{\partial t}}{p_{2x} - p_{1x}} + p_{2x} \left(\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\alpha_2 + \alpha_1} \right) - p_{1x} \left(\frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2} \right) \right] \\
\widetilde{v_x}(t) &= \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} v_x(t) - \int_0^t \frac{1}{\rho_0 d} \left(p_{2x}(\tau) + p_{1x}(\tau) \right) \left(\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2} \right) d\tau
\end{aligned}$$
(96)

L'hypothèse d'onde plane permet d'écrire que :

$$p_{2x} + p_{1x} = 2p_0 \cos(X\phi_d), \tag{97}$$

où:

- \(\phi_d = \omega_0 \frac{d/2}{c}\)
- \(p_0\) est la pression au milieu des deux microphones, et également la pression à l'origine.

Une démonstration de cette équation est donnée en annexe C.

Par conséquent, on peut réécrire $\widetilde{v_x}(t)$ sous la forme suivante :

$$\widetilde{v_x}(t) = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} v_x(t) - 2 \frac{\cos(X\phi_d)}{\rho_0 d} \left(\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2}\right) \int_0^t \frac{1}{p_0(\tau)} d\tau$$

$$= \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} v_x(t) - 2 \frac{c}{d} \frac{\cos(X\phi_d)}{X} \left(\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2}\right) \int_0^t v_x(\tau) d\tau$$

$$= \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} v_x(t) - \frac{\cos(X\phi_d)}{X\phi_d} \left(\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2}\right) v_x(t - \frac{\pi}{2})$$
(98)

Le premier terme du membre de droite de l'équation 98 est la vraie vitesse associée à une erreur qui est la moyenne des erreurs obtenues sur les deux micros de pression. Le second terme du membre de droite de l'équation 98 est en quadrature de phase avec la vraie vitesse v_x .

La figure 20 permet d'avoir une idée des erreurs d'estimation qui seraient obtenus en isolant ce deuxième terme. L'analyse en composantes principales échouait pour des signaux non synchronisés (voir 2.3.3). Pour visualiser séparément l'effet du premier terme, on note γ_1 l'écart angulaire qui serait obtenu avec une erreur de la forme suivante :

$$\widetilde{v_x}(t) = \alpha v_x(t)$$

avec $\alpha = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}$.

La valeur de l'erreur d'angulation correspondante prend l'expression suivante :

La figure 37 trace cette erreur en fonction de X et de α . On obtient par exemple potentiellement une erreur d'angulation de 3 degrés pour $\alpha = 0.9$.

L'analyse menée dans cette section a permis de mettre en évidence l'importance de la phase de calibration des capteurs utilisés dans le dispositif de localisation proposé (tout comme pour toutes les méthodes d'imagerie et de localisation en acoustique d'ailleurs). Par conséquent, nous décrirons dans la section suivante différentes méthodes d'étalonnage, qui ont été mises en œuvre dans le cadre de mon stage pour étalonner les capteurs de pression.

4.3.2 Méthodes d'étalonnage

On suppose que la chaine d'acquisition est un système linéaire, et qu'ainsi lors d'une prise de son, la transformation effectuée par la chaine d'acquisition est une convolution par sa réponse impulsionnelle h_M . On peut alors obtenir p par déconvolution du signal s avec h_M . On dira qu'effectuer cette opération de déconvolution est appliquer une calibration.

En pratique, on appliquera une calibration dans le domaine fréquentiel, en divisant la transformée de Fourier du signal s par la transformée de Fourier de h_M , qu'on appelle fonction de réponse en fréquence (FRF) du système d'acquisition. Dans cette partie, on s'intéresse à la mesure de fonction de réponse en fréquence d'une chaine d'acquisition.

1. Étalonnage avec un tube à ondes stationnaires

FIGURE 38: Calibration avec un tube à ondes stationnaires

Le laboratoire d'acoustique du Cnam dispose d'un tube à ondes stationnaires. Il s'agit d'un tube circulaire fermé des deux côtés et dont toutes les parois sont supposées parfaitement réfléchissantes. Un haut-parleur encastré à l'extrémité gauche (sur la figure 38) du tube et sur l'axe du ce dernier, émet un bruit blanc. Un microphone de référence à la courbe de réponse en fréquence supposée parfaitement lisse et à phase nulle est aligné sur l'axe à l'autre extrémité ²⁵. Le microphone dont on veut mesurer la réponse en fréquence est placé aligné sur l'axe du tube à une distance Δ du micro de référence.

On montre que si $d \ll 2\pi/k$ où d est le diamètre intérieur du tube (49.3mm) alors la pression p_E complexe à la membrane du microphone à étalonner et la pression complexe à la membrane du microphone de référence p_R sont liées par :

$$\frac{p_E}{p_R}(f) = \cos\left(2\pi f \frac{\Delta}{c} + jA_m\right) \tag{100}$$

où A_m est un paramètre d'amortissement. L'hypothèse d'onde planes $d \ll 2\pi/k$ utilisée dans ce tube à ondes stationnaires est valable jusqu'à une fréquence de 2500Hz environ.

La fonction de transfert H_{mes} mesurée s'écrit :

$$H_{mes} = \frac{H_E}{H_R} H_{RE} \tag{101}$$

avec :

- H_{RE} est la fonction de transfert liée à la propagation dans le tube entre la position du micro de référence et celle du micro à étalonner;
- H_E fonction de réponse en fréquence du micro à étalonner;
- H_R fonction de réponse en fréquence du micro de référence.

La grandeur recherchée est alors

$$H_E = H_R \frac{H_{mes}}{H_{RE}} \tag{102}$$

^{25.} Si le microphone de référence n'a pas une réponse plane, alors en pratique on mesure la fonction de transfert entre le déplacement de sa membrane et celle du microphone à étalonner.

On estime H_{mes} à partir des transformées de Fourier X_E et X_R des signaux du microphone à étalonner et du microphone de référence en calculant l'auto-spectre $S_{RR} = X_R \overline{X_R}$ et l'inter-spectre $S_{ER} = X_E \overline{X_R}$ où – désigne l'opération de conjugaison complexe :

$$H_{mes} = \frac{S_{ER}}{S_{RR}},\tag{103}$$

et on suppose que $H_R = 1$. Alors :

$$H_E = \frac{S_{ER}}{S_{RR}H_{RE}} \tag{104}$$

D'après 100 la fonction de transfert H_{RE} s'écrit :

$$H_{RE} = \cos\left(2\pi f D + jA_m\right) \tag{105}$$

où $D = \frac{\Delta}{c}$ est incertain et A_m est inconnu. La stratégie actuelle pour déterminer une estimation de $\widetilde{H_E}$ est la suivante :

1. S'attendant à ce que $|H_E|$ soit proche d'une fonction du type af + b, on estime par moindres carrés non linéaires les paramètres a, b, D, A_m qui ajustent le mieux $(af + b)|\cos(2\pi fD + jA_m)|$ à $|\frac{S_{ER}}{S_{RR}}|(f)$ dans la gamme de fréquences [200-2000]Hz.

On donne alors une première estimation brute $H_{E,brut}$ de H_E :

$$\widetilde{H_{E,brut}}(f) = \frac{S_{ER}}{S_{RR}}(f) \frac{1}{\cos\left(2\pi f D + jA_m\right)}$$
(106)

L'estimation finale du module (respectivement de la phase) H_E est obtenue par fit par des fractions de polynômes du module (respectivement de la phase déroulée) de $\widetilde{H_{E,brut}}(f)$.

En pratique, pour lisser les auto-spectres et les inter-spectres, on les moyenne sur 140 observations d'une seconde à une fréquence d'échantillonnage de 5120Hz, et au lieu d'utiliser $\frac{S_{ER}}{S_{RR}}$ on utilise plutôt $\sqrt{\frac{S_{EE}}{S_{RR}}} \frac{S_{ER}}{|S_{ER}|}$ qui se montre plus robuste au bruit :

$$\widetilde{H_{E,brut}}(f) = \sqrt{\frac{S_{EE}}{S_{RR}}} \frac{S_{ER}}{|S_{ER}|} \frac{1}{\cos\left(2\pi f D + jA_m\right)}$$
(107)

2. Étalonnage avec une cavité de calibration

FIGURE 39: Calibration avec une cavité de calibration G.R.A.S Sound Intensity Calibrator

L'étalonnage avec une cavité de calibration a également été tentée. Il s'agit d'une cavité dans laquelle on peut considérer que la pression est identique dans une petite zone qui entoure les capsules des deux microphones enfoncés comme sur la figure (voir 39). L'un des microphones est le microphone de fonction de réponse en fréquence supposée égale à 1, l'autre est le microphone à étalonner. En reprenant les notations utilisées dans le paragraphe précédent, on peut donner une estimation $\widetilde{H_{E,brut}}(f)$ de $H_E(f)$:

$$\widetilde{H_{E,brut}}(f) = \sqrt{\frac{S_{EE}}{S_{RR}}} \frac{S_{ER}}{|S_{ER}|}$$
(108)

La procédure d'estimation finale de $H_E(f)$ à partir de $\widetilde{H_{E,brut}}(f)$ est la même que précédemment.

3. Étalonnage relatif en champ libre

La dernière approche utilisée est l'étalonnage relatif en champ libre. On parle d'étalonnage relatif car on n'utilise cette fois pas comme microphone de référence le microphone de réponse plate, mais un des microphones de la sonde (en l'occurence le capteur de pression à l'origine). Si on appelle $H_R(f)$ la fonction de réponse en fréquence de ce dernier microphone, il s'agit cette fois d'estimer $\frac{H_E}{H_R}$ avec $H_R \neq 1$. Pour notre application où on s'attache à comparer les signaux de plusieurs microphones par tantôt des rapports d'amplitudes, tantôt des différences de phase, un étalonnage *relatif* ($H_R \neq 1$) et non *absolu* ($H_R = 1$) est suffisant.

La mesure consiste à disposer le microphone de référence et le microphone à étalonner comme sur la figure 40. On place une source acoustique (haut-parleur émettant un bruit blanc en champ lointain) dans le plan qui est perpendiculaire à la droite passant par les membranes des microphones et qui passe par le milieu des deux membranes (plan zOy sur la figure 40). On place le haut-parleur suffisamment loin pour qu'on puisse le considérer comme étant ponctuel. La source émet alors à une incidence nulle dans le plan xOz et la pression à la membrane de chaque microphone est supposée identique quelque soit l'angle α formé dans le plan zOy. L'ensemble est placé dans une chambre supposée anéchoïque, et la diffraction par le corps des microphones est limitée en enfonçant ces derniers dans un matériau absorbant.

On estime la fonction de transfert entre les deux microphones en utilisant la méthode de Welch [48], puis on lisse séparément le module et la phase du résultat en utilisant la fonction matlab smoothn [49].

FIGURE 40: Étalonnage en champ libre

L'avantage principal de cette procédure réside dans le fait que la calibration reste valide, y compris en hautes fréquences. En revanche, le nombre de moyennes à réaliser est beaucoup plus important pour le calcul des autospectres et interspectres que pour les deux autres méthodes, où les microphones sont placés dans un milieu confiné. C'est d'ailleurs la raison pour laquelle nous utilisons un lissage de la fonction de transfert estimée. Une approche complémentaire (non testée ici, mais qui pourra faire l'objet d'essais en début de ma thèse) pourrait être de réaliser l'estimation de la fonction de transfert par une méthode de sweep ou par émission d'une séquence MLS en lieu et place de l'émission d'un bruit blanc [50].

4.3.3 Fonctions de transfert obtenues

Une difficulté rencontrée est l'étalonnage de la deuxième couche des sondes double couche. L'écartement entre les deux couches d'une sonde double couche est de 3 cm, ce qui dépasse le rayon du tube (voir figure 41). Alors le micro, même si enfoncé sur tout le diamètre du tube n'a jamais sa deuxième couche alignée avec l'axe du tube comme l'exige une mesure dans des conditions normales.

FIGURE 41: Plusieurs profondeurs d'enfoncement d'un capteur double couche dans un le tube de calibration

La solution proposée a été de placer les deux couches de part et d'autre de l'axe du tube, à égale
distance de cet axe (voir figure 41 le panel de droite). En pratique, des mesures ont montré que les réponses obtenues pour différents enfoncements du microphone dans le tube sont différentes. Dans ces conditions, nous avons décidé de ne pas utiliser cette technique, d'autant qu'elle ne permet d'estimer la réponse en fréquence que jusqu'à 2500 Hz, et les valeurs à plus haute fréquence sont extrapolées à partir d'un fit, ce qui semble risqué.

De plus, la deuxième couche des sondes double couche ne peut pas être étalonné avec la cavité de calibration car il est impossible de faire rentrer dans la cavité cette deuxième couche. Alors la méthode d'étalonnage en champ libre a été retenu. Elle permet en outre de disposer de contenu plus haute fréquence qu'avec le tube. Cependant, ces nombreux essais, bien qu'instructifs sur l'importance du protocole expérimental lors d'une calibration de capteurs, se sont révélés inutiles pour les sondes double couche, puisque la structure cubique réalisée présente une forte diffraction. C'est pourquoi, dans la suite du document, nous présentons les résultats obtenus pour les sondes simple couche, qui ont été utilisés pour l'évaluation du dispositif à base de capteurs insérés dans un matériau absorbant décrit à la section 4.2.2.

Le laboratoire dispose de 40 sondes simple couche. Des mesures de fonctions de transfert ont été effectuées pour ces 40 sondes, le même jour afin que les conditions de température ne changent pas. 10 sondes ont ensuite été sélectionnées parmi les 40 pour être utilisées avec le dispositif expérimental présenté en 4.2.2. Les fonctions de transfert en module et en phase entre le microphone P0 et ces 10 microphones sélectionnées sont représentés sur la figure 42²⁶. Leur fonction de transfert en module est en phase est présentée sur la figure 42. Cette figure illustre bien qu'il était primordial de sélectionner des capteurs ayant des caractéristiques similaires (on appelle cette procédure l'appairage de microphones, communément utilisée en intensimétrie).



FIGURE 42: Module et phase des fonctions de transfert entre le microphone à l'origine (P0) et les autres microphones

Dans la suite du manuscrit, ce sera ce dispositif et ces sondes qui seront utilisées pour tester expérimentalement les capacités de localisation angulaire de sources acoustiques diverses, en mouvement ou non (locuteur, hauts-parleurs fixes, sources synthétisées par méthode de spatialisation 3D par ambisonie à ordre élevé, ou encore un drone en vol), dans différents environnements de mesure : salle semi-anéchoïque, salle de spatialisation 3D traitée acoustiquement, ou un gymnase réverbérant.

^{26.} Les fonctions de transfert pour les 30 autres microphones sont tracées en gris

5 Tests de localisation

5.1 Protocole expérimental

Afin de valider la méthode et le capteur développé pour l'occasion, nous avons réalisé plusieurs expériences de localisation. Comme décrit dans la partie précédente, le capteur qui a été sélectionné pour les expériences de localisation est celui dont les sondes ont été insérées dans un matériau absorbant, de manière à éviter au maximum les phénomènes de diffraction sur la structure formée par l'ensemble des sondes utilisées. Pour ces expériences de localisation, plusieurs types de sources ont été utilisées (haut-parleurs, locuteurs fixes ou en mouvement, onde plane synthétisée par un système de spatialisation 3D ambisonique à ordre élevé, trajectoires synthétisée par le même système, ou encore une trajectoire réelle d'un drone en vol), dans des environnements de mesure plus où moins réverbérants (chambre semi-anéchoïque, puis salle traitée acoustiquement, puis gymnase réverbérant).

5.1.1 Environnements de mesure

Chambre semi-anéchoïque



(a) Escalier d'entrée

(b) Sol, murs, plafond, relais

(c) Haut-parleur

(d) Capteur et source

FIGURE 43: Chambre semi-anéchoïque du Cnam

Les premières expériences ont été effectuées dans la chambre semi-anéchoïque du Cnam. Il s'agit d'une pièce dans laquelle toutes les réflexions acoustiques sont au maximum atténuées, excepté au sol. La chambre est découplée du reste du bâtiment en étant posée sur des ressorts qui viennent empêcher la salle d'être soumise aux vibrations de l'extérieur via ses murs, son sol et son plafond, sur le principe de la "boîte dans la boîte" (voir 43a, qui montre que des escaliers sont à grimper pour surmonter la hauteur de ces ressorts *anti-vibration*).

La photo 43b montre qu'à l'intérieur de la salle semi-anéchoïque, toutes les parois, à l'exception du sol sont couverts de dièdres absorbants. Ceux-ci absorbent les ondes acoustiques émises dans la chambre, afin d'empêcher les réflexions (la fréquence de coupure de la salle est de 125Hz). Le sol est en béton et sera considéré dans la suite comme une paroi parfaitement réfléchissante.

Des relais (positionnés au sol sur la figure 43b) permettent d'effectuer toutes les liaisons électriques avec les appareils du type chaine d'acquisition et amplificateurs, tous situés à l'extérieur de la chambre pour éviter que leur bruit n'impacte les mesures.



Environnement de spatialisation 3D traité acoustiquement

FIGURE 44: Sphère de haut-parleurs du LMSSC

Des mesures ont ensuite été effectuées dans une salle traitée acoustiquement, qui est dédiée à un système de spatialisation 3D audio. Elle possède pour cela en son sein une sphère de 50 haut-parleurs, conçue par Pierre Lecomte [51], doctorant au laboratoire, et capable de synthétiser en temps réel, par méthode ambisonique à ordre élevé plusieurs types de sources (voir 5.1.2). La salle en elle-même n'est pas anéchoïque, mais des cônes et matériaux absorbants ont été disposés sur sol, murs et plafonds pour limiter les réflexions (voir figure 46).

Gymnase

Le gymnase est le lieu dans lequel on s'attend a éprouver le plus de difficultés pour la détection, essentiellement en raison de la réverbération. Une mesure de temps de réverbération a donné un TR60 de 2.5 secondes. Il a été mesuré en temporel à partir de la décroissance du niveau sonore à la suite d'un son impulsionnel généré dans l'espace de mesure.

Mesure de bruit de fond

Le bruit de fond L_{fond} mesuré dans chacun des environnements de mesure est donné figure 45. Il a été systématiquement mesuré avec le capteur de pression central dont on connait la sensibilité S, avant d'effectuer les exercices de localisation :

$$L_{\rm fond} = 20 \log_{10} \left(\frac{x}{Sp_{\rm ref}}\right) \tag{109}$$

où $p_{\text{ref}} = 20\mu P_a$ et x le signal mesuré au microphone en valeur RMS sur une durée d'observation de 30 secondes.



FIGURE 45: Bruit de fond dans les lieux d'expérimentation

Le bruit mesuré a pour composantes le bruit inhérent au capteur lui-même, et le bruit de fond qui règne dans la salle. Le bruit de fond dans la chambre anéchoïque est très faible. Il y a deux pics sur le bruit de fond dans la salle de la sphère, qui peuvent être du bruit de matériel. Il peut éventuellement s'agir de bruit de fond harmonique basses fréquences dû au fonctionnement des amplificateurs sur les 50 haut-parleurs de la sphère de spatialisation. Cependant 35dB SPL reste un niveau acoustique faible. Le bruit de fond dans le gymnase semble globalement décroître en 1/f, traduisant le fait que le bruit de fond dans cet environnement est beaucoup plus conséquent en basses fréquences

La connaissance dans chaque lieu d'écoute du bruit de fond en fonction de la fréquence a permis d'ajuster le paramètre de bruit de fond dans le calcul de l'indice de confiance (voir 3.4.3). Une manière plus systématique de procéder pourra être réfléchie dans le cadre de ma thèse.

5.1.2 Sources utilisées

Haut-parleur dans la chambre semi-anéchoïque

La source utilisée lors des premiers tests est un haut-parleur placé dans la chambre semi-anéchoïque, de manière à tester de manière reproductible, et dans un environnement contrôlé, les capacités de localisation du système développé dans le cadre de mon stage. Le haut-parleur utilisé est un haut-parleur Nucleus de 3" Anthony Gallo (voir Fig. 43c).

Haut-parleurs de la sphère de spatialisation

La sphère de 50 haut-parleurs développée par Pierre Lecomte permet de spatialiser en 3 dimensions des sons grâce à une méthode de restitution ambisonique [51] adaptative temps réel jusqu'à l'ordre 5 avec des haut-parleurs placés sur une grille de Lebedev [52]. Par restitution des 36 premières harmoniques sphériques à partir des haut-parleurs placés sur une sphère de Lebedev [52] il est théoriquement possible avec cette sphère de reconstituer le champ acoustique résultant d'une une source acoustique quelconque, dans une zone

de plusieurs centimètres autour du centre de la sphère.

Dans l'expérience de localisation de sources qui nous intéresse ici, nous avons choisi de placer le capteur développé dans cette zone dite *de reconstruction*, afin de capter ce champ et tenter de localiser la source spatialisée. Le contrôle de l'émission se fait essentiellement grâce à des outils temps-réel développés dans le cadre de la thèse de doctorat de Pierre Lecomte, en language *Pure Data* et Faust [53] [54].



FIGURE 46: Système d'émission et d'acquisition

En pratique, la synthèse est compliquée par les effets de la salle et de la réponse de chaque haut-parleur de restitution [55]. Une partie du travail de thèse de Pierre Lecomte est de comprendre ces effets et d'intégrer dans le système de synthèse leur correction. Dans notre cas, on s'attend à ce que la localisation également puisse être compliquée par les effets de salle (réflexions, modes de salle), même si elle a été traitée partiellement grâce à des matériaux absorbants de manière à minimiser ce type d'effets.

5.2 Résultats obtenus en salle anéchoïque

5.2.1 Prévision d'erreurs potentielles

Afin de prévoir les sources d'erreurs potentielles lors des expériences de localisation, nous simulons dans cette sous-section l'influence de deux paramètres sur la qualité de l'estimation du positionnement angulaire d'une source : l'influence du rapport signal à bruit, et l'influence de la position réelle de la source, qui se situe à une distance finie du dispositif de localisation.

Erreur de localisation en fonction du RSB

La figure 47 montre le type d'erreur que l'on peut s'attendre à obtenir en termes d'angle de localisation, en fonction de la fréquence et du rapport signal à bruit.Cette figure a été obtenue en synthétisant virtuellement une onde plane venant de la direction du haut-parleur lors de l'expérience ($\theta_0 = -38^\circ, \delta_0 = 36^\circ, r_0 = 2.8$ m). Sur le panel 47a la source est un bruit blanc gaussien centré. Sur le panel 47b il s'agit d'une somme de sinusoïdes aux fréquences centrales des 17 bandes fines étudiées, avec des phases initiales aléatoires. La couleur représente l'erreur angulaire obtenue par rapport à la véritable direction du haut-parleur.



FIGURE 47: Simulation de l'erreur de localisation en fonction du rapport signal à bruit

L'émergence par rapport au bruit de fond tracé en45, des signaux de bruit blanc et de parole sont tracés respectivement en bleu et en vert. Pour estimer l'ordre de grandeur de l'erreur à laquelle on peut s'attendre bande par bande pour chacun de ces deux signaux, on peut lire l'erreur angulaire sur les points des deux courbes correspondantes. On espère de bonnes performances de localisation en hautes fréquences (moins de 2 degrés d'erreur) pour les deux signaux testés. Pour les plus basses fréquences, on peut attendre des erreurs de l'ordre de 6 à 8 degrés dans le cas de sinusoïdes centrées sur les bandes de tiers d'octaves, et des erreurs supérieures à 20 degrés pour le signal plus complexe qu'est le bruit blanc.

Erreur de localisation en fonction de la distance

La figure 48 montre une simulation de l'erreur de localisation que l'on peut s'attendre à obtenir avec le capteur utilisé, en fonction de la distance à la source à localiser, pour une source située dans la direction du haut-parleur lors des mesures.

Cette figure a été obtenue dans un cas où le rapport signal à bruit est idéal. L'erreur pour les 3 premières bandes n'a pas été affichée sur le panel 48a. Pour ces 3 bandes l'erreur est très importante, ne diminue pas avec la distance de la source, et est très variable. Afin de mettre en évidence le comportement que l'on peut attendre dans le cadre des expériences réalisées ici, la véritable distance du haut-parleur lors des mesures est indiquée par la ligne verticale noire sur les figures 48a et 48b..

On s'attend à obtenir de grandes erreurs de localisations pour les petites distances, car l'hypothèse de champ lointain de s'applique plus. Ce point est particulièrement visible sur la figure 48. L'analyse fine des résultats obtenus à une distance donnée démontre que l'influence de l'hypothèse de champ lointain se fait plus importante pour les basses fréquences. À la distance du haut-parleur utilisé lors des expériences, et dans les bandes de fréquences à partir de 400Hz, l'erreur d'angulation est de l'ordre de 3 degrés au maximum.



On peut également constater que l'estimation de la position grâce aux rapports d'amplitudes est beaucoup plus efficace que l'estimation à l'aide de retards uniquement, surtout en basses fréquences.

FIGURE 48: Simulation de l'erreur de localisation en fonction de la distance de la source

5.2.2 Source fixe : haut-parleur

Le premier exercice de localisation a consisté à localiser un haut-parleur situé dans la chambre semianéchoïque, dont voici les coordonnées (r, θ_0, δ_0) par rapport au capteur :

$$r = 2.8m$$

$$\theta_0 = -38^{\circ}$$

$$\delta_0 = +36^{\circ}$$

Cette configuration a permis de valider l'utilisation du capteur. En effet, lors de cette expérience de localisation, la position du haut-parleur a été localisé egrâce au barycentre des localisations obtenues dans chaque bande fréquentielle d'analyse, avec une erreur de seulement 4.0 degrés (-2.3 en azimut et 3.6 en élévation), ce qui est très prometteur. Ce résultat est visible sur la figure 49 (position réelle de la source : carré vert, position estimée : triangle cyan)²⁷.

Pour cette expérience, le haut-parleur émettait un bruit blanc, et l'acquisition a duré 25 secondes, et pour chaque fréquence la direction affichée est la direction moyenne sur cette durée d'acquisition. Afin d'analyser finement ces résultats et d'isoler les éventuels dysfonctionnements dans certaines bandes de fréquence, nous avons choisi dans le cadre de cette étude d'utiliser un banc de filtre beaucoup plus fin (140 bandes fréquentielles d'une largeur d'1/24 d'octave ont ici été utilisées). On constate que l'erreur d'angulation est plus importante en élévation qu'en azimut. Par ailleurs, les erreurs plus importantes sont commises en

^{27.} On obtient cette visualisation radar en projetant la direction de la source dans le plan $(O, \vec{e_x}, \vec{e_y})$. En supposant que le système final sera posé au sol, toutes les directions possibles de la source formeront une demi-sphère au dessus du capteur, et pourront être représentées sans ambiguïté dans le système de visualisation proposé. On obtient un système de visualisation simple, et qui ne présente pas d'ambiguïté sur l'azimut lorsque l'élévation est rigoureusement égale à 90 degrés.



FIGURE 49: Visualisation radar des directions trouvées lors de l'expérience de localisation du haut-parleur en chambre anéchoïque.

basses fréquences. Cependant, nous pouvons également constater que pour certaines fréquences, l'élévation est particulièrement mal estimée. Nous verrons dans la suite du document que cette mauvaise estimation peut être liée à un effet de sol. À chaque itération de l'algorithme, les directions obtenues dans les différentes bandes fines sont pondérées en utilisant l'indice de confiance de 3.4.3. Le triangle cyan sur la figure représente la moyenne temporelle de ces *barycentres fréquentiels*. Cet indicateur semble être tout à fait pertinent, puisque le haut-parleur est très bien localisé par la méthode.



FIGURE 50: Localisation obtenue du haut-parleur de la chambre anéchoïque

La figure 50 montre à droite l'erreur obtenue (en valeur absolue) en fonction de la fréquence centrale lors d'une analyse en bande fine d'un tiers d'octave. L'élévation semble être moins bien estimée que l'azimut.

5.2.3 Source en mouvement : locuteur en déplacement

Le second test de localisation consiste en le suivi d'un locuteur en déplacement. L'enregistrement a duré 50 secondes (voir figure 51e). Ce dernier s'est positionné dans la chambre anéchoïque à une distance d'environ 2.5 mètres du capteur, et, en maintenant constante cette distance , a parcouru les azimuts entre -90 degrés et +90 degrés en marchant et en parlant en même temps. La figure 51 montre le suivi de trajectoire par le capteur. Le scénario est résumé ci-dessous :

Instant (s)	Évènement	
01	Émission d'un bruit blanc avec un haut-parleur situé à $\theta = +36$ degrés à $\delta = +36$ degrés	
04	Le locuteur se déplace de $\theta = -90$ à 90 degrés, en annonçant à voix haute sa position	
	par rapport au capteur	
31	Le locuteur s'arrête de parler et marche jusqu'à la sortie de la chambre anéchoïque	
43	Le locuteur ouvre la porte de la chambre, sort et claque la porte.	

TABLE 8: Chronologie des évènements lors de l'enregistrement pour le suivi d'un locuteur en mouvement

La figure 51b (respectivement 51d) montre l'azimut (respectivement l'élévation) trouvée en fonction de la fréquence pour les bandes fines 3 à 17. La figure 51b (respectivement 51c) montre le barycentre trouvé en azimut (respectivement élévation) par l'algorithme. La simulation en 5.2.1 avait prédit que l'estimation serait peu fiable pour les plus basses fréquences. Alors, les 3 premières bandes fines (200,250 et 315Hz) n'ont pas été comptés pour le calcul du barycentre, et l'azimut trouvé dans ces 3 bandes est représenté à part sur le panel 6.

Bonne localisation en azimut, plus difficile en élévation

Les azimuts repérés correspondent bien à la trajectoire de référence suivie par le locuteur.Les azimuts estimés par l'algorithme dans les bandes fines et possédant un indice de confiance suffisant (voir 3.4.3) sont très resserrés. Aussi, le système ne détecte pas de position en cas de silence. Cependant la localisation semble plus difficile en élévation : chaque ligne qui représente une fréquence évolue de manière assez continue, mais d'une fréquence à l'autre les résultats en élévation sont sensiblement différents. En particulier, l'élévation détectée a tendance à décroitre lorsque la fréquence des filtres augmente. On peut suggérer comme explication la présence d'un effet de sol dans la chambre *semi*-anéchoïque, qui viendrait perturber la localisation en élévation. Une interprétation de ce type d'effet, primordial pour la bonne conception d'une future itération du capteur ou pour une modification éventuelle de l'algorithme, est donnée dans la suite du manuscrit.

Interprétation des erreurs commises dans l'estimation de l'élévation

Afin de comprendre pourquoi le capteur possède de bonnes performances en azimut et semble être plus perturbé pour l'estimation de l'angle de l'élévation, étudions l'effet du sol réfléchissant dans la salle semi-anéchoïque. En effet, lors des expérimentations, l'origine du repère du capteur était positionnée à une hauteur de 24 cm par rapport à la surface du sol, ce qui, comme nous le verrons, peut impacter l'estimation



FIGURE 51: Localisation d'un locuteur en déplacement

de l'angle d'élévation.

Dans un milieu qui possède un sol réfléchissant, ce dernier vient réfléchir une partie de l'énergie acoustique qui provient de la source. Alors, un récepteur ponctuel reçoit une onde acoustique qui résulte de l'interférence entre l'onde émise par la source à localiser, et l'onde réfléchie par le sol (voir figure 52).



FIGURE 52: Source principale et source image

Notons r et α la distance et l'élévation de la source vue depuis le capteur. L'onde acoustique réfléchie provient d'une source image à azimut identique de la source à localiser, mais dont l'élévation est définie par l'équation suivante :

$$\alpha_2 = \arctan\left(\tan\left(\alpha\right) + 2\frac{h_M}{r}\frac{1}{\cos\alpha}\right),\tag{110}$$

de la distance

$$r_2 = r\sqrt{1 + 4\frac{h_M}{r}\sin\alpha + 4\left(\frac{h_M}{r}\right)^2},\tag{111}$$

et atténué d'un facteur qui dépend de l'absorption du matériau dont est fait le sol²⁸.

Le signal de pression reçu par le récepteur ponctuel correspond ainsi à la somme de deux contributions, celle de la source réelle, à la distance r, et celle de la source image, à la distance r_2 . Afin d'illustrer ce phénomène d'interférences, on peut calculer la résultante en terme d'amplitude de pression au capteur à la hauteur h_M . D'après l'équation 111, on observera un phénomène de résonance (interférences constructives) aux fréquences

$$f_{res}^{(n)} = \frac{nc}{r\left(1 - \sqrt{1 + 4\frac{h_M}{r}\sin\alpha + 4\left(\frac{h_M}{r}\right)^2}\right)},\tag{112}$$

et un phénomène d'antirésonance (interférences destructives) aux fréquences

$$f_{anti}^{(n)} = \frac{(2n+1)c}{2r\left(1 - \sqrt{1 + 4\frac{h_M}{r}\sin\alpha + 4\left(\frac{h_M}{r}\right)^2}\right)}$$
(113)

Ce comportement correspond à filtrage en peigne, dépendant à la fois de la position de la source et du capteur. Comme l'illustre la figure 54, ce phénomène est d'autant plus marqué (fréquent) que le capteur est élevé, et que l'angle d'incidence en élévation est proche de la normale.



FIGURE 54: Simulation de l'effet de sol

L'analyse de la figure 54, qui trace l'amplitude résultante de cette interférence entre l'onde directe et l'onde réfléchie simulée avec un coefficient de réflexion en pression égal à 1, et pour une position de source à une distance de 2.8 m du capteur, ce pour différentes élévations, démontre que cet effet de sol peut avoir un impact non négligeable sur l'estimation de l'élévation de la source. En effet, on constate qu'autour des résonances et antirésonances dûes à l'effet de sol, de petites variations de hauteur peuvent entrainer de grandes variations d'amplitudes. Le fonctionnement du capteur développé étant basé sur des comparaisons de signaux de microphones à des hauteurs différentes, nous n'échappons pas ici à l'effet de sol si il est présent. On peut cependant remarquer que les estimateurs et la géométrie du capteur choisis dans l'algorithme minimisent ces effets, puisque azimut et élévation sont estimés à partir de grandeurs mesurées dans un même plan, et que les données reconstruites expérimentalement sont beaucoup moins impactées que si le capteur

^{28.} Celle-là même dépend de l'incidence de la source, l'absorption devenant plus faible pour des incidences rasantes

n'était pas orienté de manière à ce que chaque donnée de vitesse dans une même bande fréquentielle soit estimée dans un plan parallèle au sol. Dans le cas contraire, nous aurions observé une estimation d'angles de localisation beaucoup plus inexacte, comparé aux données satisfaisantes que nous avons obtenues ici. En revanche, les variations observées dans les données expérimentales démontrent que la technique peut s'avérer sensible à l'assiette du capteur par rapport au sol. Pour minimiser ce type d'effet, une solution pourrait être de placer le capteur au plus proche du sol de manière à repousser les fréquences de résonance et d'antirésonance dans les hautes fréquences, ou encore de développer un dispositif où tous les signaux sont mesurés dans un seul et même plan. Cette approche sera évaluée au début de ma thèse de doctorat. Ici encore, l'intérêt de l'analyse fine de l'algorithme, et du développement conjoint entre la méthode, le développement du capteur, et sa validation expérimentale révèle tout son intérêt : le design du capteur final visera à s'affranchir au maximum d'effets indésirables, qui peuvent impacter les capacités théoriques de l'algorithme de localisation.

En parallèle de cette mise en évidence du phénomène d'effet de sol, nous avons également mesuré celui ci en mesurant la réponse d'un haut-parleur émettant un bruit blanc, grâce à un microphone situé à différentes hauteurs dans la salle semi-anéchoïque (voir figure 55). On obtient effectivement des raies indicatrices d'un effet de sol avec filtrage en peigne, très similaires à celles décrites grâce aux simulations et tracées à la figure 54.



Un haut-parleur émet un bruit blanc dans la salle semi-anéchoïque. On mesure le champ rayonné avec un microphone situé aux hauteurs h_M indiquées en ordonnée. Ce qui est tracé est le rapport en module entre le signal à la hauteur h_M et le signal au niveau du sol (hauteur 0).

FIGURE 55: Mesure de l'effet de sol en chambre semi-anéchoïque

5.3 Résultats obtenus dans la salle de spatialisation 3D ambisonique grâce à une sphère de haut-parleurs

Des mesures ont ensuite été effectués dans la sphère présentée en 5.1.1.

5.3.1 Localisation des haut-parleurs de l'hémisphère nord de la sphère de spatialisation

Un bruit rose a été émis pendant 5 secondes depuis chacun des haut-parleurs (l'un après l'autre). La figure 56 présente les résulats de la localisation par le dispositif proposé. Le panel de gauche montre pour chaque haut-parleur (cercles bleus) la position trouvée par le capteur (croix bleues), indiquant une excellente capacité de localisation des hauts-parleurs, à l'exception des haut-parleurs positionnés sur l'équateur, où

l'élévation souffre d'une erreur approchant les 10 degrés. Pour un haut-parleur, la position donnée par le capteur est le barycentre des positions estimées dans les bandes fines de 3.3.2, en utilisant pour la pondération les indices de confiance de 3.4.3. Le panel du milieu de la figure 56 montre l'erreur de localisation en azimut (en degrés) et le panel de droite l'erreur de localisation en élévation (en degrés) pour chaque haut-parleur.



Les angles sont affichés en degrés

FIGURE 56: Localisation des haut-parleurs de la sphère

Les directions obtenues par le capteur sont encore une fois proches des directions cibles. Encore une fois, la localisation en azimut est très satisfaisante, et la localisation en élévation est plus difficile. Elle le semble particulièrement pour les angle rasants, où les erreurs atteignent parfois 15 degrés. La tendance pour l'élévation semble être à leur sur-estimation.

Les figures en annexe E montrent les résultats bande fine par bande fine. Les panels de la première colonne indiquent les positions des haut-parleurs et pointent vers la direction moyenne trouvée par l'algorithme. Les panels de la deuxième colonne représentent la moyenne au cours des trames de l'erreur angulaire (angle entre la vraie direction et celle obtenue par l'algorithme). Les panels de la troisième colonne représentent l'écart-type en centimètres des positions pointées aux vraies positions.

Comme attendu en 5.2.1, les angles obtenus en basses fréquences varient beaucoup. À plus hautes fréquences, l'écart-type est très faible, et les estimations fiables. L'analyse globale de la localisation des hautparleurs de la sphère a montré que seuls les haut-parleurs positionnés à proximité de l'équateur souffraient d'un biais parfois important dans la localisation angulaire. Afin de mettre en évidence ce phénomène et avoir des clés de compréhension de son origine, la figure 57 récapitule les erreurs de localisations (à gauche) et les déviations standards en centimètres autour des positions moyennes localisées. Ces résultats sont séparés en 4 sous-groupes de haut-parleurs, situés à 4 élévations différentes de la sphère de spatialisation. L'analyse de cette figure montre que les erreurs commises semblent suivre une tendance assez indépendante de l'azimut de la source. De plus, les erreurs semblent être rencontrées plutôt pour les élévations les plus petites. Par exemple, à $\delta = 18^{\circ}$ et autour de 300Hz, on observe une grande erreur à tous les azimuts, et pourtant l'écart-type reste modérément faible autour de ces fréquences. Cela peut être le signe éventuel d'un effet de salle, aux effets assez similaires à l'effet de sol étudié dans la salle semi-anéchoïque. La thèse de Pierre Lecomte consiste justement en la correction de cet effet de salle pour le processus de spatialisation 3D, il sera alors intéressant de tester sa correction à l'aide du capteur lorsqu'elle sera mise en place dans le spatialisateur. Par ailleurs, on peut également suspecter qu'en incidence rasante, la structure maintenant le dispositif diffracte plus qu'en incidence quelconque. Pour finir, on peut également remarquer que sur la photo 46, un tapis absorbant rouge était positionné au plafond. Celui-ci ne recouvre que les zones à élévation très élevées – justementlà où la localisation s'est montré la plus performante.



FIGURE 57: Mesure de l'erreur de localisation en fonction de l'élévation pour la sphère de haut-parleur

5.3.2 Synthèse d'une onde plane

Nous avons abordé précédemment la localisation des haut-parleurs de la sphère émettant une onde sphérique à une distance de un mètre du dispositif de captation. La sphère de spatialisation offrant la possibilité de synthétiser des ondes planes par ambisonie à ordre élevé à l'aide des 50 haut-parleurs de la sphère, nous avons testé la localisation de la direction angulaire d'une onde plane venant de la direction d'un haut-parleur donné. Cette expérience permettra de comparer le résultat de la localisation de cette onde plane, avec celui de la localisation du haut-parleur en question lorsque celui-ci émettait seul une onde sphérique à un mètre du capteur.

La figure 58 présente les résultats obtenus pour une source de type bruit blanc, en onde sphérique ou en onde plane, correspondant aux directions angulaires des haut-parleurs aux positions indiquées dans le tableau suivant. Les numéros des haut-parleurs est celle utilisée par Pierre Lecomte pour désigner les 50 haut-paleurs de la sphère.

numéro du haut-parleur	azimut (degrés)	élévation (degrés)
1	0	90
2	0	0
3	90	0
29	225	65

La figure 58a présente les résultats de localisation obtenus pour ces trois haut-parleurs, lorsqu'ils émettaient seuls chacun son tour un bruit blanc. Le panel 58b présente la localisation d'ondes planes émises successivement depuis les directions des mêmes haut-parleurs (le signal émis est le même bruit blanc). Pour la visualisation, les 17 bandes fines habituelles ont été remplacées par 129 bandes de largeur 1/3 d'octave et espacées d'un 24eme d'octave chacune afin d'analyser plus finement le comportement obtenu.



FIGURE 58: Localisation d'ondes planes émises depuis la direction de haut-parleurs

Dans le cas d'un haut-parleur émettant seul 1 à mètre, on obtient une assez grande dispersion des directions trouvées selon la fréquence, mais on constate une précision très satisfaisante de la localisation grâce au barycentre de ces points. Dans le cas de haut-parleurs synthétisant ensemble une onde plane à l'infini, la dispersion est beaucoup plus faible ,traduisant le fait que pour ce type d'ondes, dans toutes les bandes, le capteur se trouve réellement face à un front d'onde semblant provenir de l'infini. Une analyse plus fine de la figure 58b révèle deux groupes de points : un groupe de points "basses fréquences", et un groupe de points "hautes fréquences" Systématiquement le barycentre trouvé est proche du cluster hautes-fréquences, mais il n'est pas forcément celui le plus proche de la position réelle de la source (contre-exemples aux positions 2 et 29). Cela indique que le critère de pondération des angles obtenu est encore à travailler pour obtenir une meilleure localisation.

Il semble toutefois pertinent d'utiliser un critère d'énergie pour la pondération des angles. La figure 59 montre l'erreur obtenue en azimut en fonction de l'énergie pour le haut-parleur à la position 29. Les valeurs avec une très grande erreur sont concentrées aux petites valeurs du rapport signal à bruit, validant ainsi l'approche utilisée pour le critère de confiance utilisé, même s'il est toujours sujet à améliorations.

5.3.3 Synthèse de trajectoire de drone

Cette étude étant réalisée, nous avons tiré partie du spatialisateur 3D afin de tester le suivi d'une trajectoire de drone. Une trajectoire de drone a été synthétisée par ambisonie jusqu'à l'ordre 5 avec la sphère, en utilisant comme signal la pression enregistrée d'un drone réel en vol. Le scénario de vol simulé est le suivant, et



FIGURE 59: Erreur en azimut en fonction de l'énergie du signal

la trajectoire simulée et détectée par le capteur sont tracées respectivement en bleu et en rouge sur la figure 60.

- 1. t = 0. Le drone est à 50 mètres et à -70 degrés en azimut, du capteur. Il s'approche du capteur, en volant à une altitude constante de 10 mètres à 3m/s.
- 2. t = 15s. Le drone est maintenant à 5 mètres du capteur. Il entame une deuxième phase de vol, qui consiste à tourner autour du capteur (de 400 degrés parcourus dans le sens direct par rapport au capteur à une vitesse angulaire constante) tout en s'approchant en diminuant son élévation par rapport au capteur, jusqu'à 7.9 mètres de haut.
- 3. t = 30s. Le drone s'en va, à hauteur et azimut constants. Fin de l'expérience à t = 45s.



FIGURE 60: Localisation d'une trajectoire spatialisée de drone



FIGURE 61: Énergie du signal et indice de confiance lors de localisation d'une trajectoire de drone

L'analyse de la figure 60 montre que le dispositif associé à la méthode de localisation proposée permet de suivre avec précision la trajectoire en azimut, et la dispersion est plus grande en élévation. L'indice de confiance se comporte globalement comme l'énergie : un poids faible est associé aux résultats de localisation lorsque le signal est peu énergétique (drone éloigné, au début et à la fin de l'enregistrement). Les figures en annexe E représentent dans chaque bande fine l'azimut et l'élévation détectés. On constate que les angles associés avec des grands indices de confiance ne sont en réalité pas en général plus proches de la courbe théorique que les points associés à un petite indice (voir par exemple la courbe de l'élévation à 1250Hz, où vers 30 secondes les points sont les plus gros, sans que l'élévation ne soit la mieux trouvée au cours de l'enregistrement). À l'inverse, les angles associés à un faible indice de confiance à cause d'un signal faible du fait de l'éloignement du drone, ne sont pas moins bien localisés qu'aux positions où le drone était plus proche. Cette observation révèle le fait que l'indice de confiance développé doit encore être optimisé afin d'être plus robuste, et mieux refléter la qualité de reconstruction de la position de la source.

Lors des expériences menées dans la sphère de haut-parleurs, il a été demandé à des membres du personnel du laboratoire de pointer la direction de la source. Dans l'exercice de localisation des haut-parleurs de la sphère, ces derniers ont été correctement pointés pour des angles rasants, et la localisation s'est montrée plus difficile pour des grandes élévations. L'exercice de localisation d'une source synthétisée et située pas nécessairement sur la position d'un haut-parleur s'est montré plus difficile, et l'exercice de localisation d'une trajectoire réaliste de drone s'est montrée la plus compliquée par l'oreille humaine, qui n'était plus guidée par la vue de la position des haut-parleurs. Dans ces deux dernières situations les performances de localisation du capteur ont dépassé celles des personnes présentes au laboratoire.

5.4 Résultats obtenus en milieu réverbérant

Des mesures ont ensuite été effectuées en milieu réverbérant. On s'attend à ce que la localisation devienne plus difficile dans ce type de milieu, mais ici encore, l'analyse des résultats servira à optimiser au cours de ma thèse de doctorat à la fois l'algorithme et le capteur proposé.

5.4.1 Sources fixes : discussion entre 3 locuteurs

Le premier exercice de localisation correspond à la localisation de 3 locuteurs pendant une discussion dans le gymnase du Cnam. Voici le scénario suivi :

- 1. Le locuteur 1, placé derrière et à gauche du capteur, prend la parole. Les autres locuteurs écoutent le discours en silence.
- 2. Le locuteur 2, assis devant le capteur, répond au premier.
- 3. Une discussion s'engage entre les locuteurs 1 et 3, ce dernier étant placé debout sur une chaise face à l'axe $-\overrightarrow{e_y}$. Le locuteur 3 tousse une fois pendant ce dialogue entre les locuteurs 1 et 2. Au milieu du dialogue, le locuteur 3 descend de sa chaise et fait 2 pas vers le capteur.

La figure 62 montre les résultats de la localisation par le capteur. A chaque trame temporelle (trames de 10ms) un barycentre de localisation est éventuellement trouvée si l'indice de confiance est suffisant dans au moins une bande de fréquence. Chaque point de la courbe désigne un barycentre à un instant donné. La représente les étapes différentes du scénario suivi, et la taille des points augmente avec l'indice de confiance.



FIGURE 62: Localisation de locuteurs pendant une discussion en environnement réverbérant

On obtient en général une grande dispersion en azimut lors de la localisation, en particulier pour le locuteur 1. Cette grande dispersion à travers le temps peut éventuellement être expliqué par la nature des signaux de parole. Le drone possédait un signal assez plein sur une grande gamme de fréquences. L'énergie des signaux de parole, en revanche, se concentre essentiellement en basses fréquences, là où on obtenait la plus grande dispersion dans les mesures précédentes. Le locuteur 1 était celui qui possédait la voix la plus grave. Le locuteur 2 était proche du sol, ce qui est cohérent avec de petites élévations. Le locuteur 1 en revanche était debout à la même distance, son élévation semble alors sous-estimée. On retrouve pour le locuteur 3 des signes de son déplacement (élévation qui varie). Lors de la 3ème étape du scénario où un dialogue a lieu, les locuteurs sont toujours localisés.

5.4.2 Suivi d'un drone en mouvement

Pour finir, en guise de préliminaire aux tests qui seront réalisés durant ma thèse, nous avons réalisé une expérience de localisation d'un drone en mouvement dans cette salle réverbérante. Le drone a effectué un tour complet du terrain de badminton que le gymnase contient. En considérant que la gauche (respectivement la droite, l'avant, l'arrière, le dessus) du capteur désigne les positions dans les cadrans où y > 0 (respectivement y < 0, x > 0, x < 0, z > 0), le drone est parti du coin du terrain à gauche et derrière le capteur, et a effectué son tour dans le sens des aiguilles d'une montre (vu de haut). Le capteur avait son axe $\vec{e_x}$ aligné avec la longueur du terrain.

Les trois panels de gauche de la figure 63 montrent l'azimut, l'élévation et la visualisation radar qui seraient théoriquement obtenus pour un drone effectuant un tour de stade de badminton, à une altitude de 7 mètres. Les 3 panels de droite montrent la localisation en azimut, élévation, et la visualisation radar correspondante obtenue par le capteur. Les courbes grises représentent les barycentres (azimut et élévation) fréquentiels trouvés trame par trame par le capteur. Les courbes colorées représentent le résultat de leur filtrage médian, par des fenêtres de 3 secondes de largeur. La couleur représente l'instant de la trame calculée.

Ne disposant cette fois pas de référence précise du trajet parcouru, il est difficile de juger sur la pertinence des angles trouvés. Des tendances semblent toutefois se dégager de ces figures. La localisation en azimut est satisfaisante. On obtient en effet un azimut initial correct, et une allure semblable à celle d'un tour de terrain, à des distorsions du temps près. Ces distorsions sont dues au fait que le drone en pratique n'allait pas à vitesse constante, s'arrêtant à chaque coin de stade pour manœuvrer. Aussi on note que la trajectoire réelle du drone n'était pas parfaitement alignée avec les frontières du terrai dans le plan $(O, \overrightarrow{e_x}, \overrightarrow{e_y})$, notamment pour des raisons de difficulté de manœuvre du drone dans le gymnase présentant des courants d'air. La courbe de l'élévation est quant à elle beaucoup plus éloignée de sa version théorique que ne l'était celle de l'azimut, tant au niveau de son allure, que des ordres de grandeur mesurés. On note que la courbe théorique est obtenue pour une altitude du drone constante et égale à 7 mètres. L'altitude réelle du drone était inconnue, mais inférieure à 5 mètres, ce qui signifie que l'élévation a été surestimée par rapport à sa valeur réelle. L'effet de la réverbération semble ici être assez important et mène à des erreurs de grande amplitude sur l'élévation. D'autres mesures, plus contrôlées, feront l'objet d'une analyse poussée pendant ma thèse de doctorat. Il est en revanche essentiel de noter que nous nous sommes placés ici dans une situation particulièrement défovorable, compte tenu de la réverbération très importante dans le gymnase, et la présence d'un grand nombre de parois réfléchissantes à proximité du drone en vol.

En milieu urbain il faudra se poser la question de la manière de traiter la réverbération. Cependant pour une application qui est le suivi de drones, ces derniers se déplacent généralement en milieu extérieur, qui sera à priori peu réverbérant par rapport au gymnase dans lequel ont été effectués les tests. Des enregistrements de drones en vol en milieu extérieur effectués par l'ISL et utilisés pour tester la reconnaissance de signature acoustique, montrent en effet des signaux peu réverbérés. En revanche le bruit ambiant était plus important, et notamment perturbé par des chants d'oiseaux, tout aussi harmoniques que le son des pales des drones enregistrés.



(a) azimut théorique lors d'un tour de terrain de badminton



(c) élévation théorique lors d'un tour de terrain de badminton



(e) visualisation radar (XY) de la direction théorique lors d'un tour de terrain de badminton



(b) azimut mesuré



(d) élévation mesurée (hauteur inconnue)



(f) visualisation radar (XY) obtenue

FIGURE 63: Suivi de drone volant dans un gymnase réverbérant (TR60=2.5 secondes)

6 Conclusion

Nous avons abordé au cours de ce stage la conception d'un système de localisation de sources acoustiques. L'application première de ces recherches est la localisation et le suivi de trajectoires de drones aériens, pour la protection des biens et des personnes face à une utilisation malveillante de ce type d'appareils.

Le système sur lequel nous avons travaillé est un capteur compact couplé à une méthode acoustique, pour la localisation de sources large bande. Ce couplage a constitué un élément essentiel de ce stage : nos efforts se sont concentrés pour développer un capteur et une méthode fonctionnant de concert afin d'obtenir les meilleures capacités de localisation possibles.

La première partie de ce stage a été bibliographique. Elle a été l'occasion de s'intéresser aux stratégies existantes concernant localisation de sources acoustiques (2). La plupart sont basées sur des antennes de capteurs de pression, et sont généralement associées à des algorithmes qui tirent partie des retards qui sont formés entre les signaux arrivant aux différents microphones (TDOA, formation de voies, 2.2). Un fonctionnement à base de comparaisons d'amplitudes est possible si les antennes sont très étendues ²⁹. Sur un capteur compact, les amplitudes des signaux entre capteurs sont très peu variables, rendant difficile une comparaison des amplitudes des signaux de pression. Une solution est l'ajout de la grandeur vitesse particulaire, pour mesurer le champ acoustique complet (pression acoustique et vitesse particulaire, voir 2.1.2) en un point en utilisant un capteur pression-vitesse 3 axes (2.3.2).

Nous avons choisi cette dernière approche, combinée avec une estimation des angles par ACP avec les signaux de pression et de vitesse à l'origine sur les 3 axes (2.3.3) comme effectué par Duval [41]. Mais, contrairement aux sondes Microflown qui mesurent la vitesse à l'aide d'un anémomètre à fil chaud, nous avons choisi d'utiliser des capteurs de pression uniquement. L'estimation de vitesse sur chaque axe se fait alors avec un doublet microphonique à partir de l'approximation du gradient de pression en utilisant la différentielle finie des pressions des deux microphones (3.1.2), puis l'intégration temporelle du résultat (3.1.3).

Nous avons vu en 3.1.2 que la qualité de l'estimation de la vitesse en fonction de la fréquence dépendait de l'écartement inter-microphonique utilisé. Alors, pour obtenir des estimations fiables de la vitesse sur une large gammes de fréquences, nous avons choisi d'associer à chaque bande de fréquence (basses, moyennes, hautes) un écartement inter-microphonique adapté (3.1.4). Cela a été rendu possible en augmentant le nombre de microphones. On obtient sans bruit une erreur de localisation due à l'approximation du gradient de pression qui ne dépasse pas 1.5 degrés (voir figure 26).

En pratique, afin de faciliter le montage mécanique et de ne pas obstruer le champ acoustique les mesures de vitesse sur les 3 axes sont délocalisées, c'est à dire effectuées en 3 points différents pour les axes $\overrightarrow{e_x}$, $\overrightarrow{e_y}$, $\overrightarrow{e_z}$ (3.2). La délocalisation des mesures de vitesse engendre des déphasages entre le signal de pression à l'origine et les signaux de vitesse sur les 3 axes, qui compliquent l'analyse par composantes principales (figures 19 et 20). La solution proposée consiste alors à mesurer et compenser les décalages temporels entre le signal de pression à l'origine et les vitesses sur les 3 axes (3.2.2, 3.2.3). On obtient une erreur sur les retards mesurés de l'ordre de 0.01 pourcent de la période du signal pour un rapport signal à bruit de 20dB (figure 28). Cela garantit une erreur très faible par analyse en composantes principales, et très loin des erreurs de 60 degrés en hautes fréquences annoncées par la figure 27 dans le cas sans compensation. À titre d'exemple, une simulation numérique en 5.2.1 pour une direction donnée ($\theta_0 = -38^\circ$, $\delta_0 = 36^\circ$) a donné une erreur de localisation de chiffrer.

Deux capteurs ont ensuite été montés. Le premier possédait une structure rigidifiante dont la diffraction a

^{29.} ou si un objet dont la fonction de transfert directionnelle est connue et susceptible de modifier de manière conséquente les rapports d'amplitude entre les signaux, est placée sur le trajet des ondes (HRTF)

augmenté de manière drastique les erreurs de localisation. Cela nous a conduit à ajouter comme contraintes pour le capteur final d'avoir une structure la moins invasive possible pour limiter les effets de diffraction. Le deuxième capteur monté a une structure plus minimaliste, il s'agit de microphones plantés dans un matériau absorbant.

Les tests de localisation avec ce capteur se sont révélés prometteurs pour la suite du projet. En chambre semi-anéchoïque, le barycentre fréquentiel des directions de localisation trouvées dans les différentes bandes de fréquences est très proche de la position angulaire réelle de la source (haut-parleur) (voir figure 49). Des tests avec une source en mouvement dans un milieu traité ont montré que le suivi de trajectoire était satisfaisant en azimut, mais plus difficile en élévation (voir 60). Nous avons suggéré comme explication des effets de salle qui viendraient compliquer la localisation. L'estimation de l'élévation était déjà difficile en milieu semi-anéchoïque (voir figure 51), à cause de ce qui semble être un effet de sol (voir 5.2.3).

Cette étude a montré le potentiel d'une localisation par méthode acoustique des drones aériens. Elle sera poursuivie dans le cadre d'une thèse sur la détection et la classification acoustiques de véhicules terrestres et aériens. Elle a aussi permis de soulever des leviers qui devront être étudiés. La géométrie du capteur devra être optimisée pour minimiser les effets de sol, les performances réduites de l'algorithme en très basses fréquences ainsi que l'indice de confiance utilisé, devront être améliorés. La séparation des sources sera étudiée, ainsi que leur détection/classification, afin que ces aspects soient couplés à la localisation. Alors, la localisation spatiale de sources en mouvement devra permettre aux algorithmes de détection et de classification d'effectuer un filtrage spatial, permettant d'obtenir une portée plus importante et une baisse sensible du taux de fausses alarmes. Et, l'algorithme de localisation final pourra tirer partie des algorithmes de détection/classification, en filtrant les signaux mesurés en environnement et en ne concentrant les efforts de localisation que sur les caractéristiques principales des sources extraites par les algorithmes de détection/classification.

Références

- M. Melon C. Langrenne. Measurement of confined acoustic sources using near-field acoustic holography. Journal of the Acoustical Society of America, 126 (3), 1250-1256, 2009.
- [2] M. Melon Y. Braikia. Evaluation of a separation method for source identification in small spaces. Journal of the Acoustical Society of America, 134 (1), 323-331, 2013.
- [3] A. Berry E. Bavu. High-resolution imaging of sound sources in free field using a numerical time-reversal sink. Acta Acustica united with Acustica, 95 (4), 595-606, 2009.
- [4] C. Besnainou E. Bavu. Subwavelength sound focusing using a time-reversal acoustic sink. <u>Acta Acustica</u> united with Acustica, 706-715, 2007.
- [5] M. Melon S. Lobréau, E. Bavu. Hemispherical double-layer time reversal imaging in reverberant and noisy environments at audible frequencies. Journal of the Acoustical Society of America, 137(2), 2015.
- [6] A. Garcia P. Lecomte, C. Langrenne. Sound field synthesis using adaptative near field compensated higher order ambisonics, master's thesis. 2013.
- [7] P Hamery G Mahenc, E Bavu. Synthesis of a mach cone using a speaker array for localization of supersonic source using time reversal. In Proceedings of Forum Acousticum 2014, Krakow, Poland.
- [8] A. Garcia C. Langrenne. Data completion method for the characterization of sound sources. Journal of the Acoustical Society of America, 130 (4), 2016-2023, 2011.
- [9] Ali Pourmohammad and Seyed Mohammad Ahadi. N-dimensional n-microphone sound source localization. EURASIP Journal on Audio, Speech, and Music Processing, 2013(1) :1–19, 2013.
- [10] Giorgia Sinibaldi and Luca Marino. Experimental analysis on the noise of propellers for small uav. Applied Acoustics, 74(1) :79–88, 2013.
- [11] Patrick Marmaroli, Xavier Falourd, and Hervé Lissek. A uav motor denoising technique to improve localization of surrounding noisy aircrafts : proof of concept for anti-collision systems. In <u>Acoustics 2012</u>, 2012.
- [12] Kevin Massey and Richard Gaeta. Noise measurements of tactical uavs. In <u>16th AIAA/CEAS</u> Aeroacoustics Conference, page 3911, 2010.
- [13] Sjoerd W Rienstra and Avraham Hirschberg. An introduction to acoustics. <u>Eindhoven University of</u> <u>Technology</u>, 18 :1–12, 2003.
- [14] Futoshi Asano, Yoiti Suzuki, and Toshio Sone. Role of spectral cues in median plane localization. <u>The</u> Journal of the Acoustical Society of America, 88(1) :159–168, 1990.
- [15] KC Ho and Ming Sun. An accurate algebraic closed-form solution for energy-based source localization. Audio, Speech, and Language Processing, IEEE Transactions on, 15(8) :2542–2550, 2007.
- [16] Brent C Kirkwood. Acoustic source localization using time-delay estimation. <u>Master of Science thesis</u>. Technical university of Denmark, 2003.
- [17] Pascal J.C. Localisation et caractérisation des sources par antennes acoustiques cours de master 2 d'acoustique, 2009.

- [18] Jean-Claude Pascal. Les techniques d'imagerie acoustique et l'holographie acoustique. <u>Journée imagerie</u> acoustique appliquée, CRITT-M2A, 5, 2002.
- [19] Hamid Krim and Mats Viberg. Two decades of array signal processing research : the parametric approach. Signal Processing Magazine, IEEE, 13(4) :67–94, 1996.
- [20] Richard Roy and Thomas Kailath. Esprit-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on, 37(7) :984–995, 1989.
- [21] Ralph Otto Schmidt. A signal subspace approach to multiple emitter location spectral estimation. <u>Ph.</u> D. Thesis, Stanford University, 1981.
- [22] Travis Wiens and Stuart Bradley. A comparison of time delay estimation methods for periodic signals. Digital Signal Processing, submitted September, 2009.
- [23] Rudy Moddemeijer. On the determination of the position of extrema of sampled correlators. <u>IEEE</u> Transactions on Signal Processing, 39(1):216–219, 1991.
- [24] Lei Zhang and Xiaolin Wu. On the application of cross correlation function to subsample discrete time delay estimation. Digital Signal Processing, 16(6):682–694, 2006.
- [25] PGM De Jong, T Arts, APG Hoeks, and RS Reneman. Determination of tissue motion velocity by correlation interpolation of pulsed ultrasonic echo signals. <u>Ultrasonic Imaging</u>, 12(2) :84–98, 1990.
- [26] PGM De Jong, T Arts, APG Hoeks, and RS Reneman. Experimental evaluation of the correlation interpolation technique to measure regional tissue velocity. Ultrasonic imaging, 13(2):145–161, 1991.
- [27] Danfeng Li and Stephen E Levinson. A linear phase unwrapping method for binaural sound source localization on a robot. In <u>Robotics and Automation, 2002. Proceedings. ICRA'02. IEEE International</u> Conference on, volume 1, pages 19–23. IEEE, 2002.
- [28] Michael Rodriguez, Richard H Williams, T Carlow, et al. Signal delay and waveform estimation using unwrapped phase averaging. <u>Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on</u>, 29(3) : 508–513, 1981.
- [29] Claude E Shannon. Communication in the presence of noise. <u>Proceedings of the IRE</u>, 37(1) :10–21, 1949.
- [30] MT Heath. Scientific computing : An introductory survey (2nd ed.), 2002.
- [31] Józef Kotus. Multiple sound sources localization in free field using acoustic vector sensor. <u>Multimedia</u> Tools and Applications, pages 1–17, 2013.
- [32] Emanuel A. P. Habets Dovid Levin, Sharon Gannot. Maximum likelihood estimation of direction of arrival using an acoustic vector-sensor. <u>The Journal of the Acoustical Society of America</u>, 131(2) : 1240–1248, 2012.
- [33] Shengkui Zhao, Tigran Saluev, and Douglas L Jones. Underdetermined direction of arrival estimation using acoustic vector sensor. Signal Processing, 100 :160–168, 2014.
- [34] Muawiyath Shujau, Christian H Ritz, and IS Burnett. Using in-air acoustic vector sensors for tracking moving speakers. In <u>Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS)</u>, 2010 4th International Conference on, pages 1–5. IEEE, 2010.

- [35] Petr Tichavský, Kainam Thomas Wong, and Michael D Zoltowski. Near-field/far-field azimuth and elevation angle estimation using a single vector hydrophone. <u>Signal Processing, IEEE Transactions on</u>, 49(11) :2498–2510, 2001.
- [36] Jelmer W Wind, Emiel Tijs, and Hans-Elias Bree. Source localization using acoustic vector sensors : A music approach. 2009.
- [37] Moisy F. Méthodes expérimentales en mécanique des fluides. cours de master 1 de physique appliquée et mécanique., 2014.
- [38] Le Carrou J.L. Cours de vibrations du master atiam, 2014.
- [39] Charalampos Dimoulas, George Kalliris, Konstantinos Avdelidis, and George Papanikolaou. Improved localization of sound sources using multi-band processing of ambisonic components. In <u>Audio Engineering</u> Society Convention 126. Audio Engineering Society, 2009.
- [40] Paulo Felisberto, Paulo Santos, and Sérgio M Jesus. Tracking source azimuth using a single vector sensor. In <u>Sensor Technologies and Applications (SENSORCOMM)</u>, 2010 Fourth International Conference on, pages 416–421. IEEE, 2010.
- [41] Benjamin Duval. Études de techniques d'extraction de l'information spatiale dans une scène sonore multicanal. mémoire de Master ATIAM, UPMC, Paris, 2006.
- [42] Yang Song and Kainam Thomas Wong. Azimuth-elevation direction finding using a microphone and three orthogonal velocity sensors as a non-collocated subarray. <u>The Journal of the Acoustical Society of</u> America, 133(4) :1987–1995, 2013.
- [43] Finn Jacobsen and Hans-Elias de Bree. A comparison of two different sound intensity measurement principles. The Journal of the Acoustical Society of America, 118(3) :1510–1517, 2005.
- [44] PS Watkinson and FJ Fahy. Characteristics of microphone arrangements for sound intensity measurement. Journal of Sound and Vibration, 94(2) :299–306, 1984.
- [45] ANSI S1.1-1086. Specifications for octave-bande and fractional-octave-band analog and digital filters, 1993.
- [46] Yacine Braikia, Manuel Melon, Christophe Langrenne, Éric Bavu, and Alexandre Garcia. Evaluation of a separation method for source identification in small spaces. <u>The Journal of the Acoustical Society of</u> America, 134(1) :323–331, 2013.
- [47] Stéphanie Lobréau, Éric Bavu, and Manuel Melon. Hemispherical double-layer time reversal imaging in reverberant and noisy environments at audible frequencies. <u>The Journal of the Acoustical Society of</u> America, 137(2) :785–796, 2015.
- [48] Peter D Welch. The use of fast fourier transform for the estimation of power spectra : A method based on time averaging over short, modified periodograms. <u>IEEE Transactions on audio and electroacoustics</u>, 15(2) :70–73, 1967.
- [49] Damien Garcia. Robust smoothing of gridded data in one and higher dimensions with missing values. Computational statistics & data analysis, 54(4) :1167–1178, 2010.
- [50] Guy-Bart Stan, Jean-Jacques Embrechts, and Dominique Archambeau. Comparison of different impulse response measurement techniques. Journal of the Audio Engineering Society, 50(4):249–262, 2002.

- [51] Pierre Lecomte, Philippe-Aubert Gauthier, Christophe Langrenne, Alexandre Garcia, and Alain Berry. On the use of a Lebedev grid for Ambisonics. Audio Engineering Society Convention 139, 2015.
- [52] VI Lebedev and DN Laikov. A quadrature formula for the sphere of the 131st algebraic order of accuracy. In Doklady. Mathematics, volume 59, pages 477–481. MAIK Nauka/Interperiodica, 1999.
- [53] Functional AUdio STream (FAUST). http://faust.grame.fr. Accessed : 2010-09-30.
- [54] Pierre Lecomte and Philippe-Aubert Gauthier. Real-Time 3D Ambisonics using Faust, Processing, Pure Data, And OSC. <u>Submitted at 15th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-15)</u>, 2015.
- [55] Philip Coleman, Philip J Jackson, Marek Olik, Martin Olsen, Martin Mo, Jan Abildgaard Pedersen, et al. The influence of regularization on anechoic performance and robustness of sound zone methods. In Proceedings of Meetings on Acoustics, volume 19, page 055055. Acoustical Society of America, 2013.

Annexe A : Démonstration de l'équation 20

Preuve

$$\begin{aligned} \operatorname{xcorr}\{x,y\}(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} \overline{x(k)} y(n+k) \\ &= \sum_{k=-N+1}^{0} \overline{x(-k)} y(n-k) \\ &= \sum_{k=-N+1}^{0} \overline{x_{\bigcirc}(k)} y(n-k) \end{aligned}$$

avec $x_{\bigcirc}(n) = x(-n).$ Or

$$\begin{cases} x_{\bigcirc}(k) = 0 \quad \forall k > 0 \\ y(n-k) = 0 \quad \forall k < -N+1 \end{cases}$$

Donc

$$\begin{aligned} \operatorname{xcorr}\{x,y\}(n) &= \sum_{-\inf}^{+\inf} \overline{x_{\bigcirc}}(k)y(n-k) \\ &= (\overline{x_{\bigcirc}} * y)(n) \end{aligned}$$
$$\operatorname{TF}\left\{\operatorname{xcorr}\{x,y\}\right\}(f) &= \operatorname{TF}\left\{\overline{x_{\bigcirc}}\right\}(f)\operatorname{TF}\left\{y\right\}(f) \\ &= \overline{\operatorname{TF}\left\{x\right\}(f)}\operatorname{TF}\left\{y\right\}(f) \\ \operatorname{xcorr}\{x,y\}(n) &= \operatorname{TF}^{-1}\left\{\overline{\operatorname{TF}\left\{x\right\}(f)}\operatorname{TF}\left\{y\right\}(f)\right\}(n) \end{aligned}$$

Annexe B : Caractéristiques techniques des microphones ICP à électret utilisés dans le second dispositif de captation développé

Les microphones utilisés dans le dispositif décrit en 4.2.2 sont des microphones ICP standard. Il s'agit de microphones à électret développés par le Centre de Transfert de Technologie du Mans (CTTM) en partenariat avec le Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique de Marseille.

La courbe de réponse en fréquence annoncée est présentée sur la figure 6, et quelques caractéristiques nominales sont listées ci-dessous :

- Plage de fréquences : 20Hz-16kHz, $\pm 2dB$
- Niveau max à 1kHz à 3% de THD : 140dB
- Sensibilité à 1kHz (20°C) : 12mV/Pa, $\pm 1\text{dB}$ sur [0°C-40°C]
- Niveau de bruit de fond : 40dBA
- Filtre passe-haut intégré (suppression des bruits basses fréquences)

microphone	sensibilité
	(mV/Pa)
P0	13.93
X1	12.46
Y1	12.24
Z1	12.45
X2	13.27
Y2	13.40
Z2	12.91
X3	13.96
Y3	12.21
Z3	13.22



FIGURE 64: Réponse nominale d'un microphone ICP

Annexe C : Démonstration de l'équation 97

Preuve Soit $p_0(\omega, t) = \cos(\omega_0 t + \phi_0)$.

Pour un axe *i*, la pression p_{2i} est la pression p_0 retardée dans le temps de $t_0 = A_i \frac{d/2}{c}$ (négatif si $-\pi \le \theta_0 \le \pi$), et la pression p_{1i} est la pression p_0 retardée du temps t_0 :

$$p_{2i}(\omega, t) = p_0(\omega, t - t_0) = \cos(\omega_0(t - t_0) + \phi_0) = \cos(\omega_0 t + \phi_0 - A_i \phi_d)$$

$$p_{1i}(\omega, t) = p_0(\omega, t + t_0) = \cos(\omega_0(t + t_0) + \phi_0) = \cos(\omega_0 t + \phi_0 + A_i \phi_d)$$

$$\phi_d = \omega_0 \frac{d/2}{c}$$

Alors la somme des pressions p_{2i} et p_{1i} est :

$$p_{2i} + p_{1i} = \cos(\omega_0 t + \phi_0 - A_i \phi_d) + \cos(\omega_0 t + \phi_0 + A_i \phi_d)$$
$$= 2\cos(\omega_0 t + \phi_0)\cos(A_i \phi_d)$$
$$= 2p_0\cos(A_i \phi_d)$$

Sur l'axe x on obtient

$$p_{2x} + p_{1x} = 2p_0 \cos\left(X\phi_d\right)$$

Annexe D : Localisation des haut-parleurs de la sphère du laboratoire
























