Réseau acoustique de communication bidirectionnelle ultrasonore efficace en milieu fermé

Arthur Aubertin

▶ **To cite this version:**

Arthur Aubertin. Réseau acoustique de communication bidirectionnelle ultrasonore efficace en milieu fermé. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Université Paris sciences et lettres, 2021. Français. NNT : 2021UPSLM007 . tel-03264278

HAL Id: tel-03264278
https://pastel.hal.science/tel-03264278

Submitted on 18 Jun 2021

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

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

PSL UNIVERSITÉ PARIS

THÈSE DE DOCTORAT
DE L'UNIVERSITÉ PSL

Préparée à MINES ParisTech

Réseau acoustique de communication bidirectionnelle ultrasonore efficace en milieu fermé

Soutenue par
Arthur AUBERTIN
Le 11 mai 2021

École doctorale n°621
Ingénierie des Systèmes, Matériaux, Mécanique, Energétique

Spécialité
Informatique temps réel, robotique et automatique

Composition du jury :

Régis MARCHIANO Professeur, Sorbonne Université	*Président*
Christophe LAOT Professeur, IMT Atlantique	*Rapporteur*
Éric BAVU Professeur, CNAM	*Rapporteur*
Dinh-Thuy PHAN-HUY Ingénieur, Orange Labs	*Examinateur*
Pierre JOUVELOT Directeur de recherche, MINES ParisTech	*Directeur de thèse*
Julien de ROSNY Directeur de recherche, ESPCI Paris	*Co-directeur de thèse*

MINES ParisTech | PSL

Remerciements

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'un contrat CIFRE entre Stimshop et MINES ParisTech, dans le cadre d'une codirection avec ESPCI Paris. Je souhaite tout d'abord remercier Dominique Palacci, CEO de Stimshop, et William Schlegel, CTO de Stimshop, pour leur confiance et leur soutien, qui m'ont permis de concrétiser cette expérience. Je tiens ensuite à remercier mes directeurs de thèse, Pierre Jouvelot, directeur de recherche à MINES ParisTech, et Julien De Rosny, directeur de recherche au CNRS, qui m'ont épaulé et guidé tout au long de cette thèse et auprès de qui j'ai appris énormément, scientifiquement et humainement. Leur disponibilité, leur expertise et leurs conseils m'ont permis de mener à bien ce travail et d'acquérir une nouvelle palette de compétences.

Ce travail n'aurait également pas pu voir le jour sans la présence bienveillante et toujours chaleureuse des permanents et des doctorants du CRI de MINES ParisTech et de l'Institut Langevin de l'ESPCI. Leurs conseils, les échanges scientifiques et les discussions quotidiennes ont joué un rôle important dans l'accomplissement de cette thèse. J'adresse donc un grand merci à François Irigoin, Fabien Coelho, Claude Tadonki, Claire Medrala, Corine Ancourt, Arnaud Tourin, Nathalie Le Jeune, Catherine Dupuy, Daphnée Raffini, Maxime Farin, Paul Balondrade, Maxime Matthes, Chloë Palerm, Mathieu Durand, Cassandra Groux, Romain Monsarrat et Jeanne Heintz. Je remercie et souhaite également bon courage à tous les doctorants et post-doctorants, en leur souhaitant le meilleur pour leur travaux de recherche.

Je remercie également mes collègues de Stimshop, anciens et actuels, dont les conseils ont toujours été précieux et qui m'ont accompagné au long de ces années. Un grand merci à Mamed Kerrad, Jean-Christophe Melikian, Ilya Franciosi, Cédric Coppin et Joséphine Masini.

Je remercie Olivier Jacquet qui m'a le premier donner le goût de la recherche et auprès de qui j'ai pu apprendre énormément.

Je garde enfin un remerciement chaleureux pour ma famille et mes amis, qui m'ont constamment entouré durant ma thèse. Leur présence a toujours été précieuse, mais encore plus durant ces années de doctorant. Un grand merci au clan Cinderbones, toujours présent et avec qui créer et faire de la musique n'a jamais été aussi agréable et génial, Laurent, Jean et Félix, vous êtes au top. Merci à Dorian, Vivianne, Ilya, Simon, Jérémy, tous les Martins, Bobby, JM, Adeline, Ameline et tous les autres. Je remercie tout particulièrement Marie, qui a suivi chaque instant de mon parcours de doctorant, qui m'a épaulé dans les moments de doute, qui a partagé mes victoires, petites ou grandes, et qui m'a toujours encouragé.

Table des matières

Page

Glossaire vii

1 Introduction 1
- 1.1 Objectifs . . . 2
- 1.2 Publications . . . 3
- 1.3 Organisation . . . 4

2 Communications acoustiques 5
- 2.1 Éléments de la théorie de l'information . . . 5
  - 2.1.1 Systèmes de communication numérique . . . 5
  - 2.1.2 Canal de propagation . . . 5
  - 2.1.3 Mise en forme . . . 8
  - 2.1.4 Codage - décodage . . . 9
- 2.2 Éléments d'acoustique . . . 11
  - 2.2.1 Classification des sons . . . 11
  - 2.2.2 Historique des ultrasons . . . 11
  - 2.2.3 Formation de voies . . . 12

3 Communications mono-élément 17
- 3.1 Introduction . . . 17
  - 3.1.1 État de l'art . . . 17
  - 3.1.2 Objectifs . . . 18
- 3.2 Chirps linéaires . . . 18
- 3.3 Optimisations . . . 21
  - 3.3.1 Recouvrement de symbole . . . 21
  - 3.3.2 Chirps non linéaires . . . 22
- 3.4 Modèle de BER . . . 27
  - 3.4.1 Modèle de BER analytique. . . . 29
  - 3.4.2 Validation du modèle. . . . 30
  - 3.4.3 Approximation du modèle. . . . 31
- 3.5 Expériences . . . 32
  - 3.5.1 Dispositif expérimental et méthodes . . . 33
  - 3.5.2 Lieux et configurations . . . 36
  - 3.5.3 Résultats de mesures . . . 40
- 3.6 Validation expérimentale du modèle de BER . . . 42
- 3.7 Conclusion . . . 44

4 Communications multi-éléments 47
- 4.1 Introduction . . . 47
  - 4.1.1 État de l'art . . . 47
  - 4.1.2 Objectifs . . . 49
- 4.2 Retournement temporel . . . 49
  - 4.2.1 Renversement du temps . . . 49
  - 4.2.2 Miroir à retournement temporel . . . 50
  - 4.2.3 Retournement temporel et télécommunications . . . 51
- 4.3 Modèle de BER multi-éléments . . . 54
- 4.4 Expériences . . . 55
  - 4.4.1 Dispositif expérimental et méthodes . . . 55

4.4.2 Lieux et configurations . . . 59
4.4.3 Télécommunications . . . 62
4.5 Variations du temps symbole . . . 65
4.6 Robustesse . . . 66
4.6.1 Robustesse à la mobilité . . . 66
4.6.2 Robustesse à la stationnarité . . . 67
4.7 Conclusion . . . 69

5 Communications appliquées - MRT et smartphone **71**
5.1 Introduction . . . 71
5.2 Présentation et caractérisation . . . 72
5.2.1 Dispositif mobile . . . 72
5.2.2 Caractérisation acoustique . . . 73
5.3 Non-co-localisation émetteur-récepteur . . . 74
5.3.1 Canal et sens de propagation . . . 75
5.3.2 Estimation bidirectionnelle . . . 75
5.3.3 Estimation unidirectionnelle . . . 76
5.3.4 Synchronisation des horloges internes . . . 76
5.3.5 Linéarité du traitement audio embarqué . . . 79
5.4 Expériences . . . 79
5.4.1 Dispositif expérimental . . . 79
5.4.2 Lieux et configurations . . . 80
5.4.3 Résultats de mesures de focalisation . . . 82
5.4.4 Résultats de mesures de communication . . . 86
5.5 Application « réaliste » . . . 88
5.5.1 Lieux et configurations . . . 88
5.5.2 Résultats de mesures de focalisation . . . 91
5.5.3 Résultats de mesures de communication . . . 94
5.6 Conclusion . . . 95

6 Conclusion **97**
6.1 Contributions . . . 97
6.2 Perspectives . . . 98

A Formulation discrète du chirp linéaire **101**

B Équipements audio **103**
B.1 Carte son . . . 103
B.2 Microphone de contrôle . . . 103
B.3 Calibrateur de micro de mesure . . . 103
B.4 Pré-ampli micro . . . 104

C Équipements audio sur-mesure **105**
C.1 Mono-élément . . . 105
C.1.1 Émetteur . . . 105
C.1.2 Récepteur . . . 105
C.1.3 Caisson . . . 106
C.2 Amplificateur pour haut-parleur . . . 107
C.3 Transformateur d'alimentation fantôme pour ECM . . . 107
C.4 Rack mobile . . . 108

D Mesures de focalisation MRT/smartphone - Institut Langevin **109**

E Mesures de focalisation MRT/smartphone - Ecole des mines **115**

Bibliographie **115**

Glossaire

ATEX : Norme industrielle de sécurité définissant des zones dont l'atmosphère est jugée potentiellement explosive et qui y proscrit donc l'usage de radio-fréquences.

Beacon : Dispositif de communication descendante vers des smartphones ou des systèmes intelligents.

BER : Bit Error Rate, le taux d'erreur à la détection ou encore la probabilité de mauvais décodage de l'information.

Chirp : Signal modulé en fréquence autour d'une fréquence centrale. La fréquence augmente ou diminue au cours du temps.

Canal de propagation : Milieu utilisé pour transmettre l'information entre deux terminaux, situés chacun à une extrémité du canal. Chaque terminal peut être un émetteur, un récepteur ou les deux.

Co-localisation : Groupement ou grande proximité spatiale entre plusieurs éléments.

Communication bidirectionnelle : Type d'acheminement de l'information à double sens dans un canal de propagation entre deux terminaux, généralement tous deux émetteur-récepteurs.

Communication unidirectionnelle : Type d'acheminement de l'information à sens unique dans un canal de propagation entre deux terminaux, généralement un émetteur et un récepteur.

Compression de chirp : Processus de traitement de signal permettant de transformer un signal encodé par étalement de fréquence en un signal étroit, proche d'une impulsion. Souvent obtenue par corrélation.

ECM : Microphone à condensateur électret. Type particulier des microphones fondés sur des condensateurs électrostatiques.

IES : Interférence entre symboles. Au décodage, si l'information d'un ou de plusieurs symboles vient dégrader le décodage d'un autre symbole, cela crée ce qu'on appelle des interférences.

Focalisation : Émission d'un signal concentrée en un point donné permettant de créer un faisceau.

Formation de voies : Technique de traitement du signal permettant d'effectuer une focalisation. Utilisée avec les réseaux d'émetteurs et/ou de récepteurs.

LOS : En ligne de mire. Lorsque le chemin entre deux points peut s'effectuer en ligne droite et sans obstacle.

ME : Mono-élément, i.e., une combinaison d'un émetteur et d'un récepteur, co-localisés.

MIMO : Type de communication du point de vue du canal de propagation, entrées multiples et sorties multiples.

MISO : Type de communication du point de vue du canal de propagation, entrées multiples et sortie unique.

NLOS : Sans ligne de mire. Lorsque le chemin entre deux points ne peut s'effectuer en ligne droite et sans obstacle.

RI : Réponse impulsionnelle. C'est la réponse d'un système lorsque ce dernier prend en entrée une impulsion (un Dirac).

RSB : Rapport signal sur bruit. Écart relatif, souvent exprimé en décibel, entre le niveau de bruit et le niveau de signal.

SIMO : Type de communication du point de vue du canal de propagation, entrée unique et sorties multiples.

SISO : Type de communication du point de vue du canal de propagation, entrée unique et sortie unique.

Symbole : Forme analogique caractéristique représentant un ou plusieurs bits d'information.

Temps symbole : Durée d'un symbole.

Ultrasons proches : Ultrasons situés entre 16 kHz et 30 kHz.

1 Introduction

On définit traditionnellement la notion de communication comme étant l'action de transmettre de l'information. Elle permet ainsi aux humains d'échanger les uns avec les autres, via de nombreux moyens ; on peut citer, de façon non exhaustive, les gestes, le langage primitif (protolangage) d'*Homo erectus*, les représentations visuelles (arts rupestre [1] et pariétal [2]), le langage complexe d'*Homo sapiens* et l'écriture. Cette définition implique deux paramètres : l'action de transmettre et le moyen (support) de transmission. Parmi les supports utilisés, deux catégories peuvent permettre de distinguer une communication statique d'une communication dynamique. La première, relative à la communication statique, regroupe les supports qui transmettent une même information à différents moments, sans que l'auteur de la communication n'ait à réitérer d'action, e.g., l'écriture ou une peinture. La seconde, relative à la communication dynamique, regroupe les supports qui ne permettent la transmission de l'information qu'au moment de l'action de transmettre, e.g., les gestes ou la parole. Or, le paramètre de distance entre les acteurs d'une communication ne fait pas partie de cette définition, alors que, dans le cas dynamique en particulier, ce dernier est bien souvent décisif pour le choix du support.

L'évolution technologique croissante des moyens de communication et l'industrialisation à la fin du XVIIIème et au XIXème siècle ont conduit à l'avènement de nouveaux modes de communication comme le télégraphe optique du français Claude Chappe en 1794, le télégraphe de l'américain Samuel Morse en 1832 ou encore le téléphone de l'italien Antonio Meucci en 1849, pour ne citer qu'eux, ainsi qu'à une nouvelle définition de la communication.

En 1904, l'ingénieur français Édouard Estaunié introduit le mot « télécommunications » dans son *Traité pratique de télécommunication électrique* [**estaunie_traite_1904**], ajoutant ainsi le préfixe « télé », du grec « tele », signifiant distance. Ce néologisme permet de caractériser un certain type de communication tel que « l'information échangée par des signaux électriques » et de réunir la téléphonie et la télégraphie, jusqu'alors considérées comme deux domaines distincts. Le terme « télécommunications » sera reconnu officiellement en 1932 par l'Union internationale de télécommunication (ITU) comme « n'importe quelle communication télégraphique ou téléphonique de signes, signaux, écrits, images et son de toutes natures, par fils, radio ou autres système de traitement du signal électrique ou visuel (sémaphore [3]) ». La seconde partie du XXème siècle, notamment en parallèle de l'apparition de l'informatique, voit le nombre de moyens de télécommunication et leur efficacité augmenter très significativement.

Aujourd'hui, la majorité des télécommunications utilisent des ondes électromagnétiques, dont la transmission peut être analogique ou numérique. Dans une communication analogique, la grandeur à transmettre est transformée en une grandeur analogue qui est susceptible de se propager, e.g., via lignes téléphoniques ou radio et télévision hertziennes. Dans une communication numérique, l'information est contenue dans une séquence de bits. Ce sont ces bits qui sont convertis en une grandeur physique susceptible d'être transmise et décodée. Ce type de transmission fait l'objet de nombreuses normes, i.e., types de communication numérique, qui sont maintenant familières, e.g., Wifi, Bluetooth, 4G, 5G ou encore TNT. Pour des raisons de lisibilité et de simplicité, on parle alors de communications numériques pour désigner les télécommunication à transmission numérique.

Pour de nombreuses applications de communication ou de transfert de données en intérieur, les méthodes radio-fréquences (RF) ne sont pas adaptées. On peut citer comme exemples de cette situation les zones ATEX [4], les lieux soumis à des interférences électromagnétiques, les environnements fortement métalliques, les installations à haut niveau de confidentialité et de

1. Art rupestre : représentations faites par l'homme sur des rochers, en plein air, opposé à l'art pariétal.
2. Art pariétal : représentations faites par l'homme sur des parois de grottes ou des abris sous roche.
3. Sémaphore : moyen de communication visuel développé par Claude, Ignace, Pierre, René et Abraham Chappe à partir de 1780.
4. ATEX : zone définie comme à Atmosphère Explosive.

sécurité ou encore les contextes dans lesquels une directivité contrôlée pour une communication localisée est recherchée. Les domaines correspondant à de tels besoins sont extrêmement variés. Par exemple, l'industrie explore nombre de pistes pour améliorer l'interaction opérateur-machine en transmettant des données tout en protégeant l'opérateur isolé. Le secteur automobile travaille, tout comme le secteur du paiement bancaire, à la mise en place de solutions fiables d'identification proche et sans fil. Le domaine du *retail*[5] cherche à améliorer l'expérience des consommateurs en magasin, en interagissant sur leurs smartphones tout en minimisant l'ajout de matériel sur site par les enseignes. Ces exemples forment une liste non exhaustive des cas pour lesquels des solutions non électromagnétiques représentent une alternative intéressante aux moyens de communication habituels.

Depuis plusieurs années, on remarque de ce fait l'émergence d'entreprises, par exemple Stimshop [**stimshop_stimshop_2013**], depuis 2013, qui développent des solutions de communications acoustiques et, plus précisément, ultrasonores dans l'air afin de répondre à ces besoins. Parmi ces solutions, on trouve des systèmes de communications bidirectionnelles dédiés : un tel système permet à chaque point d'émettre et de recevoir, ce qui autorise aussi bien la transmission de signaux entre utilisateurs que des communications unidirectionnelles telles que la diffusion sur des systèmes PA[6], ou via des beacons[7], vers des smartphones. Romain Deprez, qui a dirigé les travaux de recherche et de développement au sein de Stimshop [**deprez_rapport_2016**] de 2013 à 2016, s'est appuyé, entre autres, sur les travaux de P. Lazik et al. [**lazik_indoor_2012**] pour proposer un système de communication numérique fondée sur un étalement de spectre acoustique par rampes linéaires en fréquence, renforçant ainsi la robustesse des signaux face aux bruits et à l'effet Doppler, ainsi que sur les travaux de M. Hanspach [**hanspach_covert_2013**] pour accroître la sécurité de l'encodage en utilisant un étalement spectral par saut de fréquences. Ces travaux ont donné lieu, en 2015, au dépôt d'un brevet [**deprez_dispositif_2015**].

Cependant, de tels systèmes souffrent d'un inconvénient majeur, lié à la bande de fréquence disponible : le débit limité. Dans le cas de Stimshop, on obtient un débit moyen de 100 bit/s jusqu'à 80 mètres, ce qui représente une communication bas débit, voire très bas débit, face à ce qu'offrent les moyens RF typiquement usités tels que le Bluetooth ou le NFC. Plusieurs travaux ont déjà proposé des méthodes pour améliorer le débit. Ainsi W. Jiang et al. [**jiang_full-duplex_2016**] proposent l'utilisation d'une modulation quadratique en amplitude (QAM) et des méthodes de répartition en fréquences orthogonales (OFDM) aux alentours de 40 kHz qui leur permettent d'atteindre un débit de 800 kbit/s à 1.5 mètres. Malheureusement, ce chiffre vient à chuter fortement avec l'augmentation de la distance, donnant ainsi 100 kbit/s à 20 mètres.

Les travaux de recherche présentés ici s'inscrivent dans cette problématique. Cette thèse a d'ailleurs été réalisée, dans le cadre du dispositif CIFRE[8], en partenariat avec l'entreprise Stimshop [**stimshop_stimshop_2013**]. Elle a été préparée conjointement au Centre de recherche en informatique (CRI) de MINES ParisTech et, dans le cadre d'une codirection avec ESPCI Paris, à l'Institut Langevin Laboratoire - Ondes et Images ; ces deux institutions sont membres de l'Université PSL.

1.1 Objectifs

L'entreprise Stimshop réalise aujourd'hui des systèmes de communications ultrasonores mono-élément (un émetteur vers un récepteur) unidirectionnels et bidirectionnels robustes. Ces systèmes opèrent dans les ultrasons proches (cf. chapitre 2), un intervalle de fréquences rarement étudié à des fins de transmission de l'information. Ce choix est toutefois judicieux, car il donne

5. Retail : terme anglais désignant les activités de commerce de détail et de distribution physique.
6. PA : abréviation du terme anglais Public Address, qui désigne les systèmes d'émission sonore dédiés à la musique et/ou aux annonces.
7. Beacon : petit boîtier de communication descendante vers des smartphones ou des systèmes intelligents.
8. CIFRE : Convention de formation pour la recherche en entreprise.

tout d'abord accès à un grand éventail d'émetteurs et de récepteurs développés pour des applications grand public. Il permet également l'utilisation, comme émetteur et/ou récepteur, de téléphones portables « smartphones », dont les haut-parleurs et microphones sont adaptés aujourd'hui à des fréquences pouvant aller jusqu'à 22 kHz, limite qui devrait être repoussée à 30 kHz pour les générations à venir. Enfin, les ultrasons proches limitent, voire éliminent, tout inconfort pour l'oreille humaine. La robustesse des systèmes est, quant à elle, assurée par l'utilisation d'une modulation particulière (cf. chapitre 3).

Cependant, ces systèmes comportent des inconvénients significatifs pour rivaliser avec d'autres moyens de communication : faibles débits, direction de la propagation non contrôlée ou encore gestion d'utilisateurs multiples uniquement par un codage explicite au niveau des applications. De plus, en présence d'obstacles ou de trajets indirects, l'atténuation due aux parcours multiples des ondes, bien plus forte pour les configurations sans ligne de vue (NLOS [9]) que pour celles en ligne de vue (LOS [10]), rend la communication parfois difficile, voire impossible.

L'objectif du travail de recherche présenté ici est d'introduire et d'évaluer, de façon à la fois théorique et expérimentale, une méthode de communication numérique acoustique dans l'air permettant d'accroître le débit utile et de contrôler la directivité des signaux transmis, en intérieur, sur des courtes et moyennes distances (de 1 mètre à environ 40 mètres). En conservant la modulation utilisée par Stimshop pour des raisons industrielles de portabilité des applications existantes et de conservation de ses propriétés de robustesse, il importe tout d'abord d'étudier finement sa communication mono-élément, afin d'en évaluer les capacités, les limites et les potentielles pistes d'amélioration. Une analyse via des outils de simulation permet d'évaluer l'efficacité de tels systèmes et de potentielles améliorations sans à avoir à réaliser des mesures de terrain.

Pour augmenter les capacités de communication au niveau de l'émission, il est ensuite proposé d'utiliser un réseau linéaire d'éléments émetteur-récepteur, i.e., une antenne linéaire, dont on verra que, couplé à des techniques de focalisation, il permet d'améliorer de manière significative le débit, la portée et le contrôle de la propagation, grâce à la directivité des transmissions (utilisation de l'aspect bidirectionnel de la communication pour acquérir des informations relatives à la localisation des éléments impliqués dans la transmission). On peut dès lors communiquer indépendamment et simultanément avec plusieurs éléments émetteur-récepteur distincts. On cherchera ensuite à quantifier expérimentalement les gains apportés par un tel système et à identifier ses limites dans diverses configurations LOS et NLOS de communications intérieures.

L'utilisation des smartphones, très largement répandue [11], permet d'envisager leur intégration à de tels systèmes de communication en vue d'applications industrielles et commerciales. En effet, un smartphone peut être assimilé à un élément acoustique émetteur-récepteur grâce à son ou ses microphone(s) et son haut-parleur. Cependant, son utilisation implique une problématique supplémentaire, liée à l'intervalle de fréquence considéré : les différentes intégrations physiques par le constructeur du haut-parleur et du (ou des) microphone(s) en font un élément à émission et réception non co-localisées, ce qui peut impacter la qualité de la focalisation réalisée par l'antenne. Il conviendra alors d'évaluer l'effet de cette non co-localisation dans un système de communication bidirectionnel à focalisation, pour les mêmes configurations intérieures LOS et NLOS que celles étudiées précédemment.

1.2 Publications

Le travail de thèse présenté dans ce manuscrit a donné lieu aux publications suivantes :

- poster lors de la Journée des jeunes chercheurs en acoustique physique (JJCAP) [**aubertin_mimo_201**
- article paru à l'occasion de la conférence internationale Forum Acusticum 2020 [**aubertin_time-revers**
- article soumis au journal Acta Acustica en mai 2021.

9. NLOS : abréviation du terme anglais Non-Line-Of-Sight.
10. LOS : abréviation du terme anglais Line Of Sight.
11. Plus d'1.5 milliard de smartphones ont été vendus dans le monde en 2018.

1.3 Organisation

Ce manuscrit est organisé en 6 chapitres, incluant ce chapitre 1 qui introduit de manière générale le sujet abordé dans cette recherche.

Le chapitre 2, indépendant des trois suivants, explicite un certain nombre de notions et d'outils théoriques, issus de la théorie de l'information et de l'acoustique, nécessaires à la bonne compréhension du reste du manuscrit.

Le chapitre 3 présente et évalue, tout d'abord, les capacités et limites d'une modulation de fréquence linéaire conçue pour encoder l'information à transmettre de manière robuste. Ensuite, un modèle théorique pour évaluer le taux d'erreur auquel conduit l'utilisation d'une telle modulation est proposé ; il met en lumière les limitations d'une communication par mono-élément. Puis, le développement d'un système de communication mono-élément bidirectionnelle est présenté, ainsi que les mesures expérimentales réalisées avec ce dernier en intérieur, dans des configurations LOS et NLOS.

Le chapitre 4 propose un système de communication multi-éléments bidirectionnelle permettant la focalisation de l'information et ainsi la communication simultanée avec plusieurs mono-éléments distincts, dans une configuration dite « multi-utilisateurs ». De fait, la première utilisation d'un Miroir à retournement temporel (MRT), i.e., d'un réseau multi-éléments vers un (ou plusieurs) mono-élément(s), à des fins de communications intérieures en ultrasons proches est présentée ici. Le système est évalué dans les mêmes conditions que pour le cas du système mono-élément précédemment cité, afin de pouvoir les comparer. L'intérêt du MRT dans les cas de communication NLOS est également montré, e.g., en présence d'obstacles ou à l'intersection d'un couloir.

Le chapitre 5 applique le système MRT au cas d'une communication bidirectionnelle focalisée avec un smartphone et quantifie l'impact de la non co-localisation de ses émetteurs et récepteurs, toujours dans les mêmes configurations intérieures LOS et NLOS que pour les chapitres 2 et 3 .

Le chapitre 6 conclut les travaux présentés dans ce manuscrit et offre des perspectives pour les travaux à venir.

2 Communications acoustiques

2.1 Éléments de la théorie de l'information

Les domaines de la théorie de l'information et des communications numériques ont permis le développement de nombreuses méthodes permettant, entre autres, d'évaluer la qualité de la transmission de l'information d'un système numérique à un autre. Ce chapitre présente, de manière non exhaustive, le domaine et plusieurs outils importants à la bonne compréhension de la suite du manuscrit.

2.1.1 Systèmes de communication numérique

Les travaux de C. E. Shannon [**shannon_mathematical_1948**] ont introduit la plus grande partie des concepts en communication numérique. Une représentation schématique d'une transmission est fournie dans la Figure 2.1. Elle se décompose en trois parties : codage, mise en forme et canal de propagation.

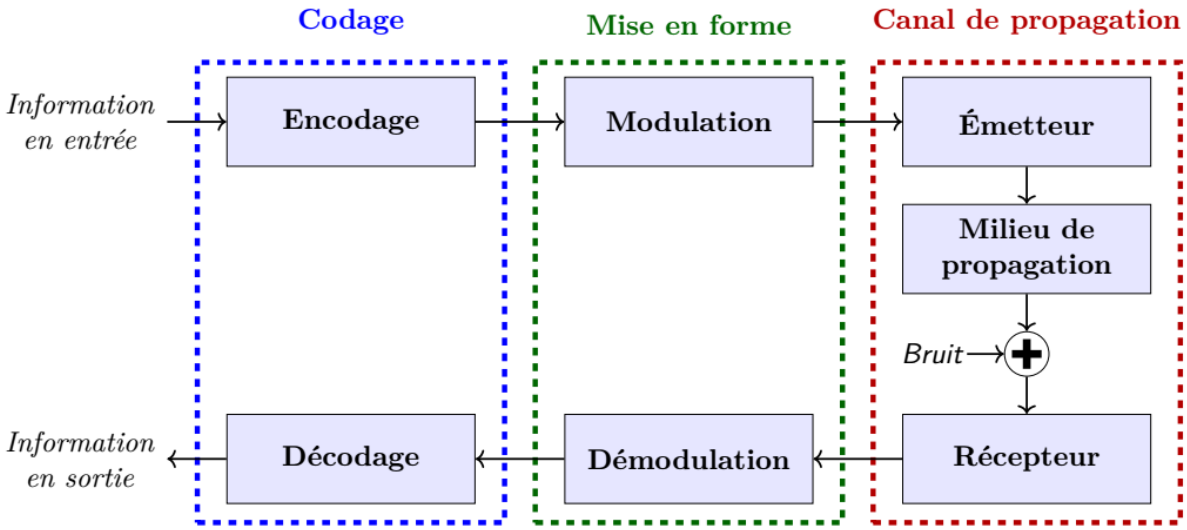

FIGURE 2.1 – Système de communication numérique.

Dans les sections suivantes, nous allons présenter succinctement le fonctionnement du canal de propagation, de la mise en forme et du codage, ainsi que les outils associés.

2.1.2 Canal de propagation

Le canal de propagation est composé des éléments suivants :

- l'émetteur, qui permet de rayonner le signal à transmettre (antenne radio, haut-parleur, etc.) ;
- le milieu de propagation physique (air, eau, câble, etc.) ;
- le récepteur, qui permet de capter le signal (antenne radio, microphone, etc.).

Lors de la transmission, les signaux analogiques subissent des perturbations. Les deux principales sources de perturbation sont la distorsion, i.e., une opération fixe appliquée au signal, et le bruit, i.e., un processus aléatoire de perturbation [**shannon_communication_1949**]. Le bruit est un élément clé dans la théorie de l'information, car c'est lui qui va fondamentalement limiter la capacité d'un système à transmettre de l'information. Le bruit est additif et peut être interne (bruit thermique, bruit électronique, etc.) ou externe (interférences, etc.) au système ; la plupart

du temps, il est modélisé par un processus de bruit blanc gaussien additif (AWGN [1]). Une modélisation plus avancée prendra en compte un bruit coloré.

L'un des apports majeurs de C. E. Shannon est d'avoir montré que la présence de bruit implique qu'il existe une limite infranchissable de transmission pour tout système de communication. Pour le montrer, C. E. Shannon s'appuie sur la notion d'entropie.

Entropies. L'entropie de Shannon $H(Y)$ d'une variable aléatoire Y est donnée par la relation

$$H(Y) = -\sum_{i=1}^{n} p_Y(y_i) \log_2[p_Y(y_i)], \tag{2.1}$$

où la variable aléatoire est définie sur un ensemble de n symboles y_i ($i \in [1, n]$) appartenant à un alphabet donné, avec pour chacun une probabilité d'apparition $p_Y(y_i)$. Exprimée en base 2, la quantité $H(Y)$ représente le nombre moyen de bits nécessaires pour coder des tirages de Y, i.e., fournit une mesure d'incertitude de la variable aléatoire Y.

Si l'on considère deux variables aléatoires statistiquement liées X et Y, l'entropie conditionnelle $H(X|Y)$ exprime l'incertitude de la variable X lorsque la variable Y est connue. Elle s'écrit

$$H(X|Y) = -\sum_{i,j} p_{X|Y}(x_j|y_i) p_Y(y_i) \log_2[p_{X|Y}(x_j|y_i)]. \tag{2.2}$$

Information mutuelle et capacité. En considérant un canal ayant en entrée une variable aléatoire X et restituant en sortie une variable aléatoire Y, l'information mutuelle $I(X, Y)$ quantifie le nombre de bits transmis sans erreurs au récepteur. L'information mutuelle s'exprime en fonction de l'entropie de Shannon et de l'entropie conditionnelle, telle que

$$I(X, Y) = H(X) - H(X|Y). \tag{2.3}$$

Ainsi, la capacité maximale d'un canal s'obtient en trouvant la distribution de symboles émis qui maximise l'information mutuelle

$$C = \max_{p_X}[I(X, Y)]. \tag{2.4}$$

Dans le cas d'un canal dépourvu de perturbations, i.e., tel que $H(X|Y) = 0$, le canal de propagation ne transmet que l'information utile : $I(X, Y) = H(X)$. Au contraire, dans le cas d'un canal très bruité, $H(X|Y) = H(X)$, et le canal ne transmet aucune information utile : $I(X, Y) = 0$.

Canal gaussien. Dans le cas gaussien (avec un bruit AWGN), il existe une expression analytique de la capacité (2.4), donnée par le théorème de Shannon-Hartley, :

$$C_{AWGN} = B \log_2(1 + \frac{P_S}{p_B B}) \qquad [bit/s], \tag{2.5}$$

où B est la largeur spectrale du signal (voir section suivante), P_s, la puissance du signal, et p_B, la densité de puissance spectrale du bruit. Ainsi, la capacité dépend du rapport signal sur bruit (RSB) $P_S/p_B B$ et de la largeur spectrale B. Par ailleurs, le RSB dépend également, entre autres, de B.

Ainsi, lorsque le RSB est faible, i.e., très petit devant 1, C_{AWGN} dépend linéairement du rapport P_S/p_B :

$$C_{AWGN} = B \log_2(1 + \frac{P_S}{p_B B}) \approx \frac{P_S}{p_B} (\log_e(2))^{-1} \qquad \text{pour} \quad \frac{P_S}{p_B B} \approx 0, \tag{2.6}$$

1. AWGN : abréviation du terme anglais Additive White Gaussian Noise.

et, lorsque le RSB est fort, i.e., très grand devant 1, C_{AWGN} dépend logarithmiquement du RSB :

$$C_{AWGN} = B \log_2(1 + \frac{P_S}{p_B B}) \approx B \log_2(\frac{P_S}{p_B B}) \qquad \text{pour} \quad \frac{P_S}{p_B B} \gg 1. \tag{2.7}$$

La figure 2.2 représente l'évolution de la capacité pour une largeur spectrale et une densité de puissance spectrale du bruit constantes, i.e., en faisant augmenter la puissance reçue P_S.

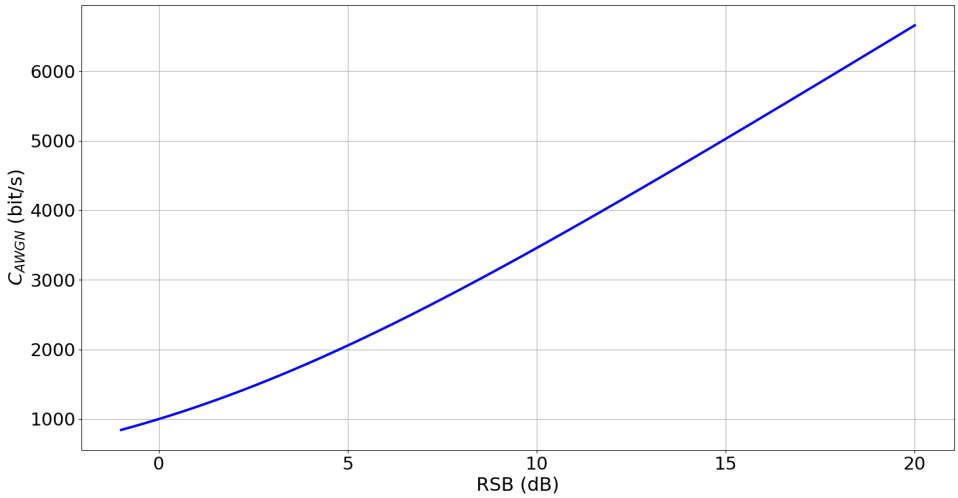

FIGURE 2.2 – Capacité du canal AWNG en fonction du RSB pour $B = 1\,\text{kHz}$.

La figure 2.3 permet d'observer le comportement de la capacité en fonction de la largeur spectrale, pour un rapport puissance reçue sur densité de puissance spectrale du bruit constant.

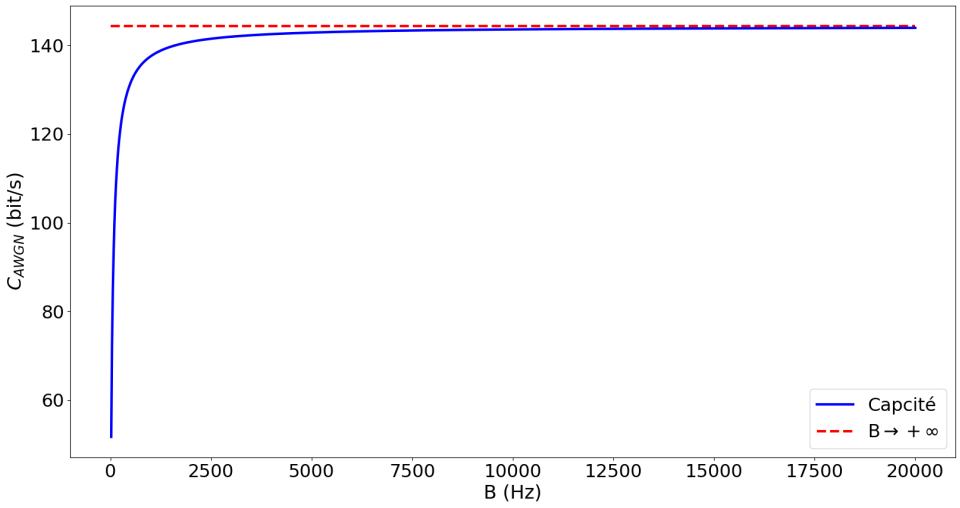

FIGURE 2.3 – Capacité du canal de propagation AWGN en fonction de la largeur spectrale, pour $P_S/p_B = 10^2\,\text{s}^{-1}$.

Régions limites. On se place dans le cas d'un rapport P_S/p_B constant. Si la largeur spectrale diminue, la capacité adopte le comportement décrit par l'équation (2.7), illustré, sur la figure 2.3, par la région de la largeur spectrale limite. Dans cette région, les variations de B auront un fort impact sur C_{AWGN}. Au contraire, si la largeur spectrale augmente, la capacité adopte alors le comportement décrit par l'équation 2.6, illustré, sur la figure 2.3, par la région de la puissance limite. Dans cette région, les variations de B auront un faible impact sur C_{AWGN}. Cela montre

que, pour augmenter efficacement la capacité d'un canal dont la densité spectrale de puissance du bruit est constante, il faut une augmentation conjuguée de B et de P_S. En pratique, les systèmes sont ainsi limités par la largeur spectrale disponible et la puissance à la réception et, donc, à l'émission.

2.1.3 Mise en forme

En entrée et en sortie du canal de propagation, on trouve des opérations de mise en forme du signal, respectivement appelées la modulation et la démodulation. Ainsi, un signal modulé, de fréquence centrale f_c, est déterminé en temps par la période T_S et en fréquence par sa largeur spectrale B, également appelée largeur de bande ou bande de Carson. J. R. Carson la définit comme l'étendue fréquentielle sur laquelle est concentrée 98 % de la puissance du signal [**carson_notes_1922**]. Les signaux modulés en fréquence sont classés en deux catégories en fonction de leur indice de modulation de fréquence β_f, défini tel que

$$\beta_f = \frac{\Delta f_{max}}{B}. \tag{2.8}$$

La déviation maximale de fréquence Δf_{max} est l'écart entre f_c et la plus éloignée des fréquences du signal modulé. Un signal modulé est dit à bande étroite si $\beta_f \ll 1$ et à large bande si $\beta_f \lesssim 1$. L'opération de modulation consiste à associer à un ou plusieurs bits un symbole analogique. Il existe une large famille de modulations. On peut citer les modulations numériques mono-porteuses comme BPSK, QAM, FSK, OOK, PSK, etc., dont on pourra trouver les détails dans [**barnela_digital_2014**].

Symbole. Un symbole est une forme analogique caractéristique, déterminée en temps par le temps symbole T et, pour les signaux à large bande supposés dorénavant, en fréquence par la largeur de bande B et la fréquence centrale f_c. Ce symbole, qui représente un bit ou un ensemble de bits, permet de faire la transition entre l'information numérique et le monde analogique. L'assemblage de plusieurs symboles, parmi un ensemble de taille M, permet la création d'un signal modulé.

Débit binaire et efficacité spectrale. En l'absence de codage, on définit le débit binaire D_b d'un tel signal par

$$D_b = \frac{\log_2(M)}{T} \qquad [bit/s], \tag{2.9}$$

et son efficacité spectrale η par

$$\eta = \frac{D_b}{B} = \frac{\log_2(M)}{BT} \qquad [bit/s/Hz]. \tag{2.10}$$

Comme le montrent C. E. Shannon [**shannon_communication_1949**] et D. Gabor [**gabor_theory_1947**] le produit BT est un paramètre important qui caractérise l'occupation temps-fréquence du canal de propagation.

La formulation de la capacité (cf. (2.5)) permet d'observer que la capacité du canal diminuera si on augmente la distance de propagation, car cela conduit généralement à une diminution de la puissance reçue par symbole. On peut accroître la puissance à l'émission pour pallier cet inconvénient, mais cela peut nécessiter une grande puissance par bit et peut s'avérer très coûteux.

Étalement spectral. Dans le cas de faibles puissances, il peut être intéressant d'utiliser une largeur spectrale importante avec un temps symbole également important ; on parle alors d'étalement spectral. Un tel temps symbole permet d'accroître P_S tout en conservant le bénéfice d'une large bande. Le résultat d'une telle opération est d'obtenir une faible efficacité spectrale. Néanmoins, l'étalement spectrale présente plusieurs avantages :

- sécurisation des communications en diminuant le RSB, avec réduction des risques d'écoute indiscrète ;
- augmentation de la résistance aux interférence naturelles (distorsion et bruit) et aux brouillages [2] ;
- limitation de l'évanouissement du signal et faible sensibilité à l'effet Doppler ;
- limitation de la densité spectrale de puissance afin de permettre des communications à accès multiples.

Parmi ces techniques d'étalement, on peut citer le FHSS [3], le DSSS [4] ou encore le CSS [5], techniques largement utilisées dans le domaine militaire, afin d'effectuer des communications « sous » le niveau de bruit, et pour les systèmes RADAR, afin d'augmenter la résolution en distance.

2.1.4 Codage - décodage

Le codage est une notion complexe qui recouvre un certain nombre d'opérations. On présente ici les concepts généraux permettant une bonne compréhension de son rôle et de sa place dans un système de communication numérique. Le module de codage (figure 2.1) peut être subdivisé en trois éléments distincts. Dans l'ordre chronologique de traitement, on trouve, tout d'abord, le codage de source, qui compresse l'information utile, puis le codage de chiffrement, permettant, si besoin est, une transformation cryptographique du message et, enfin, le codage de canal, qui ajoute de la redondance à l'information afin d'augmenter la robustesse de la transmission.

De façon analogue, le module de décodage sera composé, dans l'ordre chronologique de traitement, d'un décodage de canal, puis d'un module de déchiffrement, permettant la transformation cryptoanalytique du message, et, enfin, d'un décodage de source pour décompresser l'information utile. Parmi les opérations les plus utilisées, on peut en citer quelques unes pour chaque transformation :

- codeurs de source sans perte (codage RLE, codage LZW, etc.) et avec pertes (MP3, JPEG, MPEG, etc.) ;
- codeurs de chiffrement utilisant des algorithmes de chiffrement faible (ROT13, chiffre de César, etc.), des algorithmes de chiffrement symétriques et asymétriques, des fonctions de hachage, etc. ;
- codeurs de canal tels que le code de Reed-Solomon, l'entrelacement, les codeurs convolutifs, les turbo codes, etc.

Les opérations de codage-décodage de canal sont souvent appliquées dans le cas de canaux bruités ou pour la gestion de grands volumes de données, i.e., là où la probabilité d'altération des symboles émis est forte. Elles détectent ou réduisent, voire éliminent, les erreurs. Elles peuvent également prendre des décisions de correction, en cas d'effacement de données (décision concernant l'état probable d'un bit manquant).

Rendement et débit binaire utile. L'opération de codage de canal augmente la robustesse d'une transmission mais diminue le débit en ajoutant un ou plusieurs bits de redondance. Ainsi, un message ayant subi un codage de canal sera composé de n bits : k bits d'information utile

2. Brouillage : opération intentionnelle d'occupation d'une bande de fréquence afin de diminuer le RSB dans cette bande et rendre d'autres communications potentielles impossibles.
3. FHSS : abréviation du terme anglais Frequency Hopping Spread Spectrum.
4. DSSS : abréviation du terme anglais Direct Sequence Spread Spectrum.
5. CSS : abréviation du terme anglais Chirp Spread Spectrum.

et $(n-k)$ bits de redondance. On peut alors exprimer le débit binaire utile D_{bu}, en fonction du débit binaire D_b (cf. équation (2.9)) et du rendement R du codage de canal, tel que

$$D_{bu} = RD_b. \tag{2.11}$$

En pratique, l'information envoyée, comme dans le cas d'une conversation téléphonique, n'est pas de taille finie connue à priori. Afin de pouvoir appliquer un codage à de telles transmissions, l'information est généralement segmentée en blocs ; on parle de codage en bloc. Dans ce cas particulier, et pour un système de communication pour lequel on fait l'hypothèse que la fonction d'émission est une fonction bijective, on obtient alors $R = k/n$.

À titre d'exemple, Stimshop utilise uniquement une opération de chiffrement et, pour certaines applications, une redondance à l'émission, i.e., la répétition de l'envoi d'une même information. Dans les travaux présentés dans ce manuscrit, toutes les opérations de codage-décodage sont laissées de côté ; un bit ou une trame de bits est directement considéré(e) comme l'information entrante et sortante du système de communication.

Évaluation de la qualité d'une transmission. Afin d'évaluer la performance d'un système de communication, on utilise la probabilité d'erreurs à la réception r, également appelée BER [6], qui peut être estimée à l'aide de nombreuses méthodes avancées (estimation par noyau, modèle de mélange gaussien, etc.), notamment dans des cas de réception à l'aveugle, comme le montre J. Dong [**dong_estimation_2013**] dans ses travaux de thèse. Expérimentalement, on évalue le BER à l'aide d'un estimateur, noté $\hat{r}$, qui est donné par le rapport entre le nombre d'erreurs constatées au décodage N_{err} et le nombre de bits transmis N_{bits}, i.e.,

$$\hat{r} = \frac{N_{err}}{N_{bits}}. \tag{2.12}$$

La précision de cet estimateur non biaisé augmentera avec N_{bits} et permettra de converger vers le BER.

Le BER peut être calculé avec ou sans codage. En pratique, dans le cas des communications RF, on considère que r est acceptable lorsqu'il est de l'ordre de 10^{-5} avant l'application du codage. En effet, des BER de cet ordre atteindront facilement des valeurs de l'ordre de 10^{-9} une fois la correction d'erreurs effectuée.

BER et IES. En pratique, le BER dépend principalement du RSB mais également de l'effet du signal sur lui-même ; on parle alors d'interférence entre symboles (IES ou ISI [7]). Ce phénomène est une forme de distorsion, qu'on assimile à du bruit, et qui se traduit par la perturbation d'un symbole par le (ou les) symbole(s) précédent(s). La principale cause à l'apparition d'IES est la propagation multi-trajets : les réflexions de la transmission dans le milieu de propagation produisent des échos qui s'ajoutent au signal reçu, induisant ainsi un décalage temporel des symboles les uns par rapport aux autres. Si ce décalage devient trop grand, alors le débordement d'un symbole sur l'autre vient distordre le signal et entraîne des erreurs de détection.

Les travaux d'H. Nyquist présentent un certain nombre de critères à respecter afin d'éliminer tout IES [**nyquist_certain_1924** ; **nyquist_certain_1928**]. Parmi les techniques typiquement mises en place pour contrer l'IES, on peut citer l'égalisation adaptée à la réception ou l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs.

Ces outils sont utilisés pour toute communications numériques, quel que soit le milieu de propagation considéré et le type d'onde utilisé, parmi les ondes électromagnétiques et mécaniques. Chaque type aura des caractéristiques et des propriétés propres.

6. BER : abréviation du terme anglais Bit Error Rate.
7. ISI : abréviation du terme anglais InterSymbol Interference.

2.2 Éléments d'acoustique

Dans son acception la plus large, l'acoustique concerne l'étude de la propagation des petites perturbations dans les gaz, les liquides ou les solides. L'acoustique s'applique à un très grand nombre de domaines comme l'acoustique audible, la sismologie, le contrôle non-destructif, l'acoustique sous-marine, etc.

Cette section présente la classification spectrale des sons. Vu notre domaine d'application, on se focalise ici sur l'étude et l'utilisation des ultrasons. Pour terminer, la méthode de formation de voies utilisée pour les antennes acoustiques dans nombre d'applications est présentée. Ces éléments sont importants pour la bonne compréhension de la suite du manuscrit.

2.2.1 Classification des sons

Les sons sont classés selon leur hauteur, i.e., leur fréquence, et selon la perception de l'oreille humaine [**biquard_les_1958**]. Le seuil de perception et la limite supérieure de perception permettent ainsi de définir le champ auditif en fonction de la fréquence et de l'intensité d'une onde acoustique. Ces bornes sont respectivement fixées, selon les sources, autour de 16 à 20 Hz et autour de 16 à 20 kHz. La figure 2.4 donne une représentation en fréquence de cette classification. On y trouve les infrasons, en dessous du seuil de perception, les ultrasons, au dessus de la limite supérieure de perception, et enfin les hypersons, au-delà de 200 MHz. Pour chaque classe de son, des exemples d'applications communes sont indiquées.

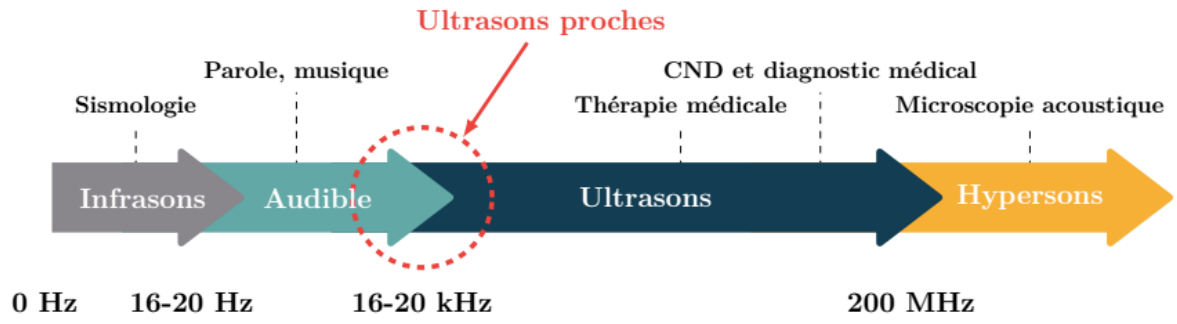

FIGURE 2.4 – Classification spectrale des sons.

2.2.2 Historique des ultrasons

En 1794, le biologiste italien Lazzaro Spallanzani étudie le comportement des chauves-souris [**dijkgraaf_spallanzanis_1960**] et découvre qu'elles s'orientent en utilisant les sons, méthode connue aujourd'hui sous le terme d'écholocalisation, via des sons imperceptibles pour l'oreille humaine, i.e., les ultrasons.

Les tout premiers travaux sur la génération et l'étude de phénomènes ultrasonores dans l'air sont menés par Sir Francis Galton à la fin du XIXème siècle afin de tester les limites hautes en fréquence des auditions humaine et animale. Il invente un sifflet à air comprimé générant des sons à 25 kHz. Par la suite, les travaux de A. Edelmann [**macnaughton_edelmann_1902**] en 1900 et de J. H. Hartmann et al. [**hartmann_new_1927**] en 1916 permettent de pousser les fréquences générées jusqu'à 170 kHz.

Deux évènements importants de l'histoire, à savoir le naufrage du *Titanic* en 1912 et la guerre de 1914-1918, vont pousser la recherche sur la propagation ultrasonore dans l'eau dans le but de détecter des obstacles et des sous-marins. Les différents travaux de P. Langevin sur la piezo-

électricité permettent, en collaboration avec C. Chilowsky, la création du premier SONAR[8] [**chilowsky__production__1917**] et, par la suite, le développement de réseaux à commande de phase pour les antennes radars.

Ainsi, on voit les ultrasons appliqués à un très large panel de domaines tels que l'imagerie médicale ou encore le contrôle non destructif. Les travaux de J.-P. Lefebvre et al. [**lefebvre__acoustique__2004** ; **lefebvre__acoustique__2004-1**] apportent une liste exhaustive et détaillée des applications de l'acoustique ultrasonore. On peut séparer l'utilisation des ultrasons dans l'eau et dans l'air, en différenciant les applications d'émission et/ou de détection et les applications de communication.

Applications dans l'eau. Comme évoqué précédemment, le SONAR permet de détecter la présence de bâtiments sous ou à la surface de l'eau (bateau, sous-marin, etc.) et d'objets tels que des mines marines ou des sous-marins et d'estimer la profondeur aux alentours du bâtiment. Il est aujourd'hui également utilisé dans le domaine de la pêche, afin de localiser les bancs de poissons. Dans les applications grand public d'émission d'ultrasons dans l'eau, on peut citer les bacs de nettoyage par ultrasons et les diffuseurs de fumée. D'un point de vue communication, les ultrasons sont utilisés, par exemple, en robotique, pour le contrôle de drones sous-marins ou encore pour permettre aux plongeurs d'échanger entre eux ou avec la surface. Ces applications sont rendues possibles par l'utilisation de modulations numériques et l'utilisation d'antennes, comme le détaillent G. Qiao et al. dans [**qiao__mimo-ofdm__2017**].

Applications dans l'air. Dans l'air, les applications des ultrasons sont souvent dédiées au domaine audible, comme le montrent par exemple W.-S. Gan et al. dans [**gan__review__2012**]. En 1974, J. Billingsley développe un télescope acoustique [**billinglsey__acoustic__1976**] permettant la localisation de sources sonores produisant des sons jusqu'à 10 kHz. Dans les années qui suivent, on voit apparaître des réseaux de microphones similaires appliqués à l'étude du spectre sonore et ultrasonore de moteurs (avion de combat, avion de ligne, voiture, etc.) et de pièces industrielles, en utilisant le principe de formation de voies. Dans les applications grand public d'émissions d'ultrasons dans l'air, on peut citer les télémètres à ultrasons. La lévitation acoustique, étudiée depuis plusieurs années dans divers laboratoires de recherche, permet le contrôle sans contact de petits objets (masse inférieure à 1 kg). Cette possibilité de lévitation, rendue publique par la NASA en 1975 [**fletcher__material__1975**], a permis le développement de dispositifs expérimentaux tels que *TinyLev* [**marzo__tinylev__2017**] ou *Pixie dust* [**ochiai__pixie__2014**], qui utilisent des réseaux d'émetteurs. De récentes recherches, effectuées au laboratoire américain national d'Oak Ridge (ORNL) [**patel__ultrasonic__2016**], montrent la potentialité d'applications de réseaux piézoélectriques pour des sèche-linges industriels et grand public. D'un point de vue communication, on retrouve l'utilisation d'ultrasons aéroportés dans divers produits et applications tels que la télécommande Zenith sans fil pour téléviseur, les enceintes A d'Akoustic Art unidirectionnelles [**robin__unidirectional__2018**] ou encore la communication en intérieur comme présentée par S. Holm et al. dans [**holm__indoors__2005**].

Afin de tirer parti de réseaux de récepteurs et ou d'émetteurs, il est nécessaire de mettre en place des traitements spécifiques.

2.2.3 Formation de voies

Plusieurs méthodes permettent de localiser des sources acoustiques, comme les méthodes d'identification ou d'holographie acoustique ; on s'intéresse ici à la formation de voies, i.e., de chemins de propagation spécifiques. Lorsque le champ émis par une source atteint un réseau de microphones (antenne), ceux-ci reçoivent des ondes sphériques en condition de champ libre proche, lesquelles deviennent quasiment planes en condition de champ libre lointain, comme représentée sur la figure 2.5.

8. SONAR : abréviation du terme anglais SOund Navigation And Ranging

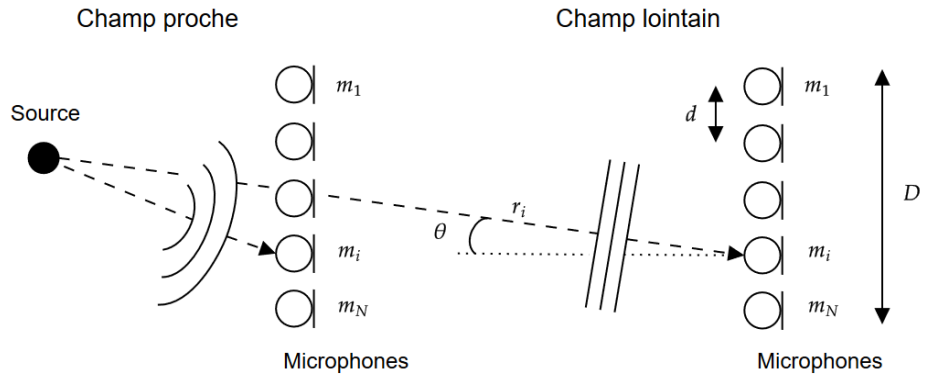

FIGURE 2.5 – Réception d'une onde acoustique par un réseau de microphones en champs libres proche et lointain.

Lorsque qu'une source, à la position $\vec{x}_S$, émet un signal $s(t)$ à l'instant t, traduit en onde de pression de célérité c_0, chaque microphone, à la position $\vec{x}_i$, reçoit une pression

$$p_i(t, \vec{x}_i) = \frac{s(t - \frac{||\vec{x}_S - \vec{x}_i||}{c_0})}{||\vec{x}_S - \vec{x}_i||}. \tag{2.13}$$

Ainsi, les signaux reçus par le réseau présentent un déphasage typiquement parabolique d'une voie à l'autre. Pour trouver la position de la source, on construit un formeur de faisceau $y(t, \vec{x'})$. Le déphasage est donné par

$$y(t, \vec{x'}) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} p_i(t + \tau_i(\vec{x'}, \vec{x_i}), \vec{x}_i), \tag{2.14}$$

où $\tau_i(\vec{x'}, \vec{x_i}) = ||\vec{x'} - \vec{x}_i||/c_0$. Lorsque $\vec{x'} = \vec{x}_S$, les retards liés à la propagation sont annulés par les décalages τ_i appliqués sur chaque voie. Ainsi, les différentes contributions du formeur de faisceau se somment de manière cohérente et génère un pic d'intensité autour de $\vec{x'}$, appelé tache focale. En effet, en dehors de cette position, cette sommation n'est plus cohérente, et $y(t, \vec{x'})$ est plus faible.

Dans des conditions de champ proche, les dimensions de la tache focale, i.e., le volume dans lequel $y(t, \vec{x'})$ est 3 dB en dessous du maximum de celle-ci, sont caractéristiques d'une forme oblongue autour du point focal, situé à la distance focale F de l'antenne, comme représentée sur la figure 2.6. Pour des signaux monochromatiques, la longueur L et la largeur l de la tache focale sont données par

$$L = 7\lambda(\frac{F}{D})^2 \qquad \text{et} \qquad l = \lambda\frac{F}{D}, \tag{2.15}$$

où D est la largeur de l'antenne et λ la longueur d'onde du signal. Ainsi, la détection de la position maximum permet de localiser la source. En champ lointain, seul l'angle d'incidence peut être estimé.

Cette méthode de localisation est une méthode classique par retard et sommation (RS). La formation de voies peut également être réalisée par des méthodes d'optimisation, où elle est solution d'un problème d'optimisation, ou encore par des méthodes haute résolution par décomposition. Le résultat obtenu dans l'équation 2.14 peut être interprété comme une convolution spatiale de la réponse de l'antenne. L'identification et la localisation, i.e., la directivité et la position dans l'espace, de la source pourront donc être réalisées par déconvolution, avec des algorithmes dédiés tels que DAMAS[9] ou la famille des algorithmes haute résolution de type CLEAN, pour ne citer qu'eux.

9. DAMAS : abréviation du terme anglais Deconvolution Approach for the Mapping of Acoustic Sources

Dans le cas du champ lointain, $\|\vec{x}_S - \vec{x}_i\| \approx F + id\sin(\theta_0)$, où d est la distance inter-élément, F est la distance focale, i.e., la distance entre le réseau et la source, et θ_0 est l'angle entre la source et le réseau par rapport à la normale à l'axe du réseau. Cette approximation est valable au-delà de la distance de Fraunhofer d_{Fr}, définie telle que

$$d_{Fr} = \frac{2D^2 f}{c_0}. \tag{2.16}$$

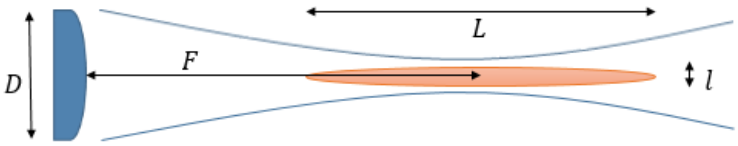

FIGURE 2.6 – Tache focale en champ libre.

Dans cette approximation, on peut estimer la réponse angulaire $R(\theta)$ d'un réseau de N éléments discrets, pour une onde d'angle d'incidence θ_0. Elle est donnée par

$$R(\theta) = \frac{1}{N}\left|\frac{\mathrm{sinc}\left[\frac{1}{2}kD(\sin\theta - \sin\theta_0)\right]}{\mathrm{sinc}\left[\frac{1}{2}kd(\sin\theta - \sin\theta_0)\right]}\right|, \tag{2.17}$$

où $k = 2\pi/\lambda$ et sinc est la fonction sinus cardinal. Si l'écartement entre les éléments de l'antenne est inférieur à la demi-longueur d'onde, on peut approximer la réponse angulaire en l'écrivant

$$R(\theta) \approx \frac{1}{N}\left|\mathrm{sinc}\left[\frac{1}{2}kD(\sin\theta - \sin\theta_0)\right]\right|. \tag{2.18}$$

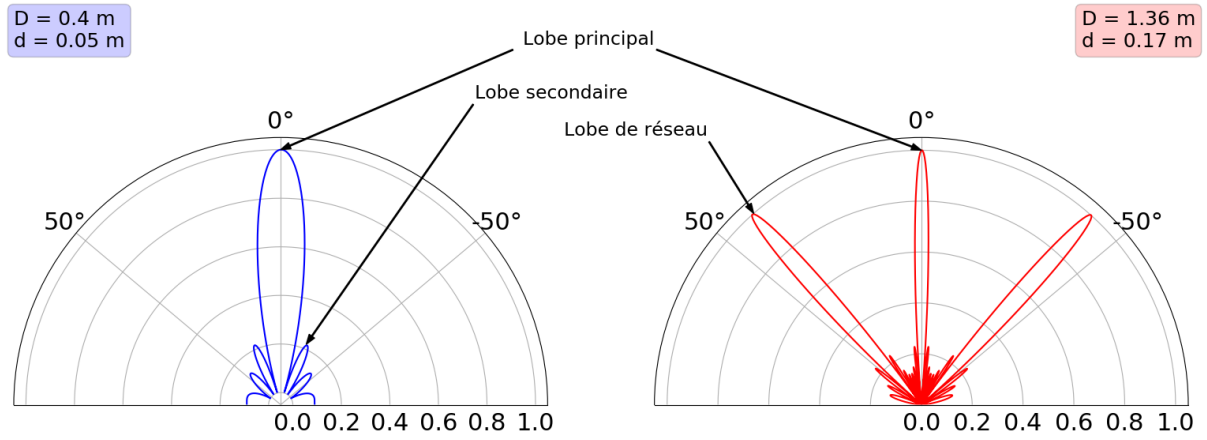

FIGURE 2.7 – Rayonnement d'antennes de 8 éléments correctement échantillonnée (figure de gauche) et sous-échantillonnée (figure de droite) avec $f = 3$ kHz, $c_0 = 340$ m/s et $\theta_0 = 0°$.

La figure 2.7 représente le rendement $R(\theta)$ normalisé d'un réseau de 8 éléments pour une onde incidente normale ($\theta_0 = 0°$) et de fréquence $f = 3\,\mathrm{kHz}$. Le sinus cardinal fait apparaître un lobe principal et des lobes secondaires. Le cas où le réseau est correctement échantillonné est représenté à gauche dans la figure 2.7. Si l'écartement entre les éléments est supérieur à la demi-longueur d'onde, le dénominateur de l'équation 2.17 devient plus faible que 1 et entraîne une amplification des lobes secondaires : on dit que le réseau est sous-échantillonné, comme représenté à droite dans la figure 2.7. Dans cette configuration, on voit donc apparaître périodiquement des lobes dont l'amplitude est égale à celle du lobe principal ; ce sont les lobes de réseau. La largeur

$\delta\theta$ du lobe principal et des lobes de réseau est donnée par $\sin(\delta\theta) = \lambda/D$. La présence de lobes de réseau induit une indétermination sur l'angle d'incidence.

Réciproquement, pour un réseau d'émetteurs, une onde peut-être focalisée en appliquant un retard $-\tau_i$ sur chaque voie d'émission d'une antenne d'émetteurs. Les propriétés de focalisation (largeur et longueur) et de rayonnement sont alors identiques à celles du formeur de réseau et de rayonnement vu précdemment.

3 Communications mono-élément

3.1 Introduction

Un système de communication transmet de l'information dans le milieu de propagation entre un émetteur (Tx) et un récepteur (Rx) au travers d'un canal de propagation (cf. figure 2.1). Les modules Tx et Rx peuvent être constitués, indépendamment, d'un ou plusieurs éléments, ce qui conduit ainsi à plusieurs configurations. Une configuration est définie par le nombre d'entrées/sorties (I/O [1]), où les émetteurs sont les entrées et les récepteurs, les sorties du système de communication. Les quatre principaux schémas de transmission sont alors :

- SISO (entrée unique - sortie unique) ;
- MISO (multiples entrées - sortie unique) ;
- SIMO (entrée unique - multiples sorties) ;
- MIMO (multiples entrées - multiples sorties).

Pour les schémas à sorties multiples SIMO et MIMO, le module Rx reçoit et traite un même flux d'information. Si le module Tx envoie des informations indépendantes à différents modules Rx, le schéma réalise alors une transmission dite multi-utilisateurs (MU). Ceci permet donc l'ajout de quatre schémas supplémentaires à ceux introduits précédemment. Dans ce chapitre, nous nous concentrerons sur les cas de communications SISO et MU-SISO, et, plus généralement, dans le manuscrit, nous mettrons en œuvre principalement les schémas MU-SISO et MU-MISO.

3.1.1 État de l'art

Le développement de la communication acoustique est lié à celui de l'acoustique. C'est au milieu du XXème siècle que les premières applications de communication acoustique voient le jour. Parmi elles, on peut citer la première télécommande de téléviseur sans fil [**adler_ultra_1957**] ou encore l'invention du coupleur acoustique développé par John Van Geen en 1966, tout premier modem acoustique, dont les premières applications seront sous-marines.

Comme abordé dans le chapitre 1, R. Deprez a développé le système actuel de communication SISO aérien dans le proche ultrasonore chez Stimshop [**deprez_rapport_2016** ; **deprez_dispositif_2015**]. Ce travail s'inspire des choix de P. Lazik et al. [**lazik_indoor_2012**], qui proposent, dans le cadre d'un système acoustique multi-émetteurs de pseudo-géolocalisation [2], l'utilisation de symboles constitués de signaux modulés linéairement en fréquence. L'assemblage de deux symboles montants, de fréquence centrale, de largeur de bande et de temps symbole différents, permet l'identification des différents émetteurs du système. En simplifiant cette méthode d'identification, on construit des signaux dédiés à la communication et au transfert de données.

Ces signaux sont robustes au bruit et à l'effet Doppler induit par les déplacements de la personne à localiser. On retrouve cette technique dans de nombreux domaines comme l'imagerie RADAR ou l'imagerie médicale [**misaridis_use_2005**].

En télécommunications, quand on la compare à d'autres méthodes traditionnelles telles que la modulation par changement de phase (PSK [3]) ou la modulation par changement de fréquence (FSK [4]), la modulation de fréquence linéaire est limitée en terme de débit [**berni_utility_1972**]. Cependant, grâce à sa propriété de compression d'impulsion, présentée ci-dessous, cette modulation est bien adaptée à des communications dans des environnements à faible RSB et

1. I/O : abréviation du terme anglais Input/Output.
2. Pseudo-géolocalisation : estimation de la distance entre des éléments synchronisés.
3. PSK : abréviation du terme anglais Phase-Shift Keying.
4. FSK : abréviation du terme anglais Frequency-Shift Keying.

qui présentent des multi-trajets. Par exemple, le protocole de communications LoRaWAN [5] [**reynders_chirp_2016**] a démontré la bonne robustesse sur de grandes distances de la modulation de fréquence linéaire par rapport à une modulation BPSK [6] (la forme la plus simple du PSK).

Ainsi, dans la suite, nous avons choisi d'encoder les bits (0 et 1) de messages numériques avec des signaux modulés en fréquence, avec des pentes linéaires descendantes ou montantes. L'amélioration du débit peut être réalisée par le recouvrement de symboles, technique très répandue en communications numériques. Cependant, comme le montre T. Yoon et al. dans [**yoon_performance_2008**], cette technique présente des inconvénients qui nécessitent une évaluation précise du recouvrement à appliquer. En effet, comme évoqué au chapitre 2, un recouvrement trop important induira immanquablement de l'IES et conduira donc à une augmentation du BER.

3.1.2 Objectifs

Ce chapitre se concentre sur l'étude d'une technique de communication mono-élément dans l'air en ultrasons proches dont on cherche à améliorer le débit et à évaluer finement les capacités et limites d'une telle configuration. Il s'articule en 6 sections. Tout d'abord, après l'introduction des divers types de communications, vus à la section 3.1, la section 3.2 introduit la notion de modulation de fréquence linéaire. La section 3.3 propose deux méthodes permettant l'amélioration du débit : le recouvrement de symbole et l'utilisation conjuguée de deux modulations non linéaires particulières avec la modulation linéaire. Puis, un modèle analytique de BER, adapté à la détection par corrélations de modulation de fréquence linéaire, et son approximation sont proposés dans la section 3.4.

Abordant des préoccupations plus pratiques, la section 3.5 présente le dispositif expérimental qui permet la réalisation de communications en ultrasons proches SISO et MU-SISO dans l'air. Le prototype de dispositif que nous avons conçu et implémenté est caractérisé acoustiquement en chambre anéchoïque [7], et les configurations en intérieur que nous avons retenues pour les mesures expérimentales de communications sont détaillées. Pour chacune d'entre elles, les résultats de BER obtenus en fonction du RSB sont présentés.

Enfin, la section 3.7 est dédiée à la conclusion du chapitre 3.

3.2 Chirps linéaires

La modulation de fréquence linéaire, aussi appelée chirp linéaire (ou simplement chirp), est une modulation par étalement de spectre. Cette technique a été développée par J. R. Klauder dans les années 1960 afin d'améliorer les performances des systèmes SONAR et RADAR [**klauder_theory_1960**]. La formulation continue d'un chirp c_n est donnée par

$$c_n(t) = D_{T,\alpha}(t)\sin(\psi_n(t)), \tag{3.1}$$

où $\psi_n(t)$ est la phase instantanée.

Pour se prémunir d'artefacts audibles à l'émission, dus aux sauts de fréquence entre les symboles successifs, également appelés évasion de fréquences, on applique un fenêtrage de Tukey $D_{T,\alpha}(t)$ dans $c_n(t)$. Le choix d'un tel fenêtrage a été fait par Stimshop, durant la phase initiale de R&D, afin d'apodiser uniquement les extrémités du chirp tout en conservant une forme facile à implémenter en électronique embarqué. En effet, un trop grand écart de fréquence sur un

5. LoRaWAN : protocole de communication RF bas débit et à très longue portée (plusieurs dizaines de kilomètres) avec une faible consommation.

6. BPSK : abréviation du terme anglais Binary Phase-Shift Keying.

7. Une chambre anéchoïque, ou chambre sourde, est une salle dont toutes les parois absorbent les ondes sonores, permettant ainsi la reproduction des conditions de champ libre (sans écho).

temps court contraint l'émetteur à un changement trop rapide de son comportement, ce qui peut produire un phénomène de distorsion et engendrer une sorte de claquement dans le spectre audible. Une fenêtre de Tukey, de paramètre α et de taille T (temps symbole du chirp), s'écrit

$$D_{T,\alpha}(t) = \begin{cases} \frac{1}{2}\left[1 + \cos\left(\frac{2\pi\left(\left|t-\frac{T}{2}\right|-\alpha\frac{T}{2}\right)}{(1-\alpha)T}\right)\right] & \text{pour } \left|t-\frac{T}{2}\right| \geq \frac{\alpha T}{2}; \\ 1 & \text{pour } \left|t-\frac{T}{2}\right| < \frac{\alpha T}{2}. \end{cases} \tag{3.2}$$

La figure 3.1 représente une fenêtre de Tukey, de durée T, pour une valeur particulière du paramètre α.

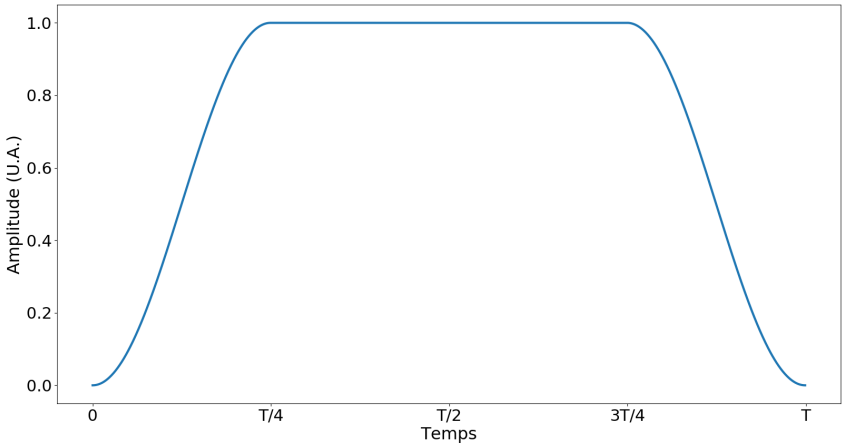

FIGURE 3.1 – Fenêtre de Tukey de paramètre $\alpha = 0.5$ et de durée T.

La phase ψ_n d'un chirp linéaire dépend des pulsations de départ ω_0 et d'arrivée ω_1, exprimées en radians, ainsi que de T et s'écrit

$$\psi_n(t) = n\frac{\Delta\omega}{2T}t^2 + \omega_0 t, \tag{3.3}$$

où

$$\Delta\omega = |\omega_1 - \omega_0| = 2\pi B, \tag{3.4}$$

avec B, la largeur de bande du chirp, et n, le signe du coefficient directeur du chirp, croissant $(n = 1)$ ou décroissant $(n = -1)$, et défini par

$$n = \frac{\omega_1 - \omega_0}{|\omega_1 - \omega_0|}. \tag{3.5}$$

Dans le cas d'un coefficient directeur croissant, on parle également de chirp montant, comme sur la figure 3.2, et pour un coefficient directeur décroissant, on parle de chirp descendant. La phase $\psi_n(t)$ est quadratique, ce qui permet d'avoir une fréquence instantanée $f_i(t)$ linéaire (d'où le nom de la modulation) telle que

$$f_i(t) = \frac{\partial\psi_n(t)}{\partial t} = n\frac{\Delta\omega}{T}t + \omega_0. \tag{3.6}$$

On trouvera, dans l'annexe A, le détail de la formulation discrète d'un chirp en utilisant la phase cumulée. Cette formulation sera utilisée dans le reste du travail présenté dans ce manuscrit pour les simulations et les mesures expérimentales.

La figure 3.2 donne un exemple des représentations temporelle, fréquentielle et temps-fréquence d'un chirp linéaire montant fenêtré (Tukey, de paramètre α) de fréquence centrale f_c, de largeur de bande B et de temps symbole T, à la fréquence d'échantillonnage f_e. Ici, l'utilisation de la fenêtre de Tukey permet également de respecter la définition de J. R. Carson présentée

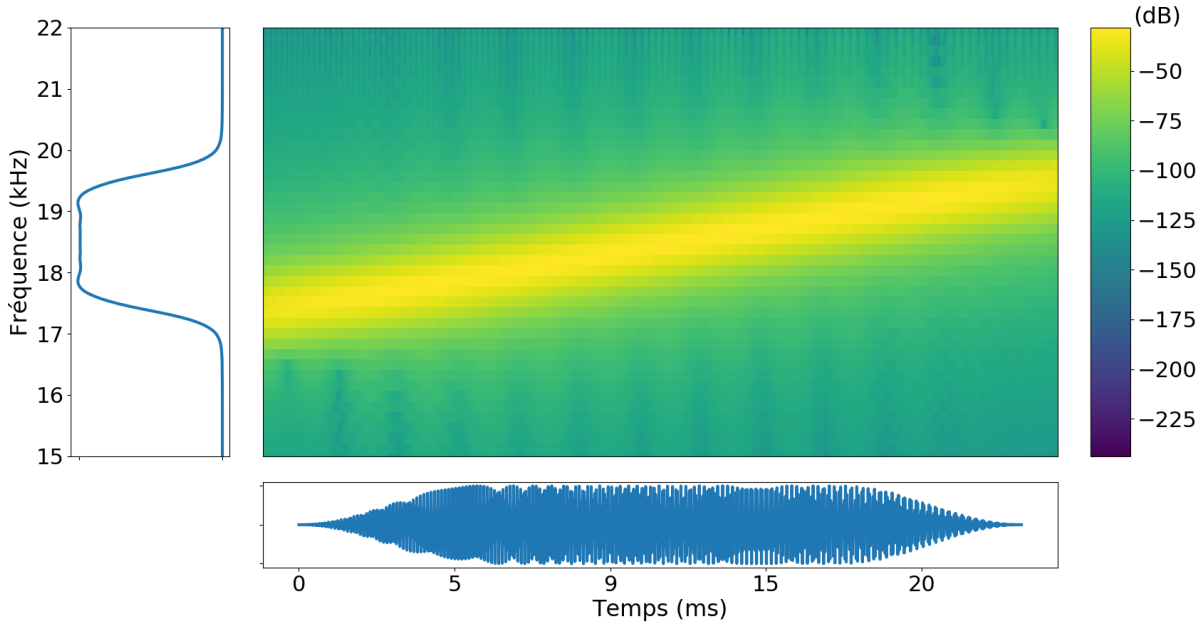

FIGURE 3.2 – Spectrogramme d'un chirp linéaire montant ($f_c = 18.5\,\text{kHz}$, $B = 3\,\text{kHz}$, $T = 1024\,\text{échantillons à } f_e = 44.1\,\text{kHz}$) avec une fenêtre de Tukey ($\alpha = 0.5$). Spectre en valeurs absolues et forme d'onde du chirp, respectivement à gauche et en dessous du spectrogramme.

au chapitre 2. En effet, la puissance spectrale, contenue dans l'intervalle $[f_c - B/2\,;\, f_c + B/2]$, représente environ 82 % (sans fenêtrage) et 100 % (avec fenêtrage) de la puissance spectrale totale du chirp de la figure 3.2.

Parmi les avantages du chirp linéaire, on trouve sa facilité à être détecté par corrélation. Cette opération est comparable à la compression d'impulsion en RADAR. La figure 3.3 montre l'enveloppe des compressions d'impulsion d'un chirp linéaire montant avec lui-même (autocorrélation), d'un chirp montant avec un chirp descendant (intercorrélation) et d'un signal sinusoïdal avec lui-même. On indique l'amplitude en unité arbitraire (U.A.) afin de visualiser les valeurs relatives ; cette notation sera utilisée tout au long du manuscrit. On observe un net gain de résolution en temps avec les autocorrélations du chirp. Les formes montantes et descendantes du chirp linéaire étant symétriques, les résultats de corrélation d'un chirp linéaire descendant sont analogues. Ainsi, l'utilisation de chirps linéaires permet d'augmenter le RSB et la résolution en temps par rapport à un sinus, permettant ainsi de distinguer plus aisément leurs présences dans un signal. Les avantages de l'utilisation du chirp linéaire détecté par corrélation ont été étudiés en détail dans de nombreux travaux [**farina_simultan_2000**].

Si le fenêtrage réduit l'énergie de l'autocorrélation, du fait de la réduction de l'étalement spectral, on observe toutefois l'effet positif d'une nette diminution des lobes secondaires.

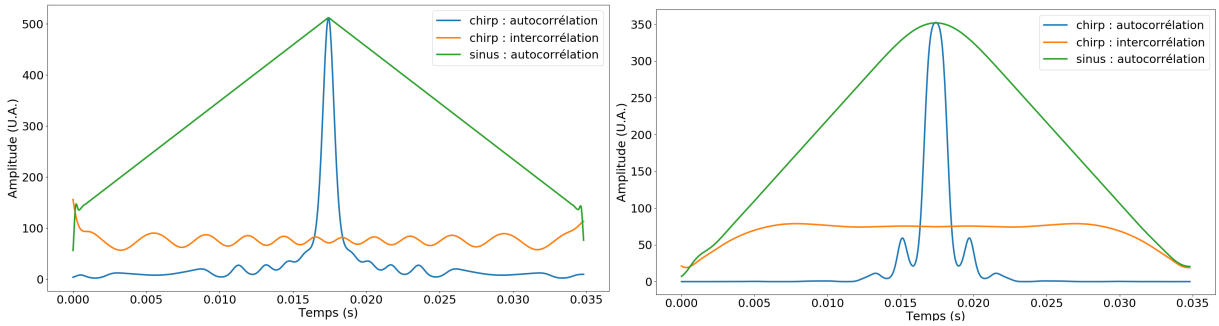

FIGURE 3.3 – Compressions d'impulsion d'un chirp linéaire montant ($f_c = 18.5\,\text{kHz}$, $B = 3\,\text{kHz}$, $T = 1024$ échantillons à $f_e = 44.1\,\text{kHz}$), comparées à celle d'un signal sinusoïdal ($f = 18.5\,\text{kHz}$). Le cas sans fenêtrage est représenté à gauche et celui avec une fenêtre de Tukey ($\alpha = 0.5$), à droite.

3.3 Optimisations

Nous proposons ici deux techniques pour augmenter le débit des communications par modulation linéaire de fréquence : le recouvrement de symbole et l'accroissement du nombre de symboles.

3.3.1 Recouvrement de symbole

La bonne résolution en temps lors de la détection des chirps linéaires, du fait de la compression d'impulsion, permet d'envisager une première étape pour améliorer le débit : le recouvrement partiel de symboles successifs. On souhaite conserver la robustesse du signal d'origine et la puissance d'émission pour un émetteur donné. En pratique, afin de profiter au maximum des capacités d'émission du matériel audio utilisé, le signal est généralement émis au meilleur rapport puissance/qualité. C'est-à-dire que si la puissance dépasse cette limite, la qualité décroît (dégradation du signal, distorsion, etc.). Par convention, si le signal à émettre à une amplitude supérieure à 1, la puissance d'émission doit être diminuée pour conserver la qualité de cette dernière. Par conséquent, pour une distance de propagation donnée, une diminution de la qualité ou de la puissance d'émission entraîne une augmentation du BER. Ainsi, en considérant un signal, d'amplitude maximale 1, on fixe une condition au recouvrement de symbole : il ne doit pas engendrer de fluctuation significative du maximum de l'enveloppe du signal. La figure 3.4 représente un signal sans recouvrement comportant toutes les combinaisons de chirps successifs possibles, ou transition d'un état à l'autre (montant ou descendant).

On cherche à estimer l'impact du taux de recouvrement, en fonction du temps symbole, sur le maximum du signal contenant toutes les transitions de chirps. On n'a considéré que les cas de recouvrement en dessous de 50 % de la taille d'un symbole ; l'effet du recouvrement d'un symbole avec plus d'un symbole qui lui succèdent n'est pas donc traité ici.

On définit tout d'abord le maximum de l'enveloppe extraite du signal sans recouvrement, comme référence. On applique ensuite un taux de recouvrement Δ au signal par pas de 1 %, et on compare le maximum de l'enveloppe extraite au maximum de référence. La figure 3.5 représente l'évolution du maximum de l'enveloppe du signal en fonction du taux de recouvrement.

Le fenêtrage, appliqué aux chirps, engendre, au voisinage des transitions, des creux sur l'enveloppe du signal. Tout d'abord, le recouvrement réduit la profondeur de ces creux, sans dépasser le maximum de référence, comme le montre le plateau de l'amplitude (à gauche de la limite de dépassement du maximum de référence) de la figure 3.5. Ensuite, le recouvrement induit, toujours au voisinage des transitions, des valeurs d'enveloppe supérieures au maximum de référence, comme le montre l'évolution quasi-linéaire de l'amplitude (à droite de la limite de dépassement du maximum de référence) de la figure 3.5. Ces résultats permettent d'identifier un

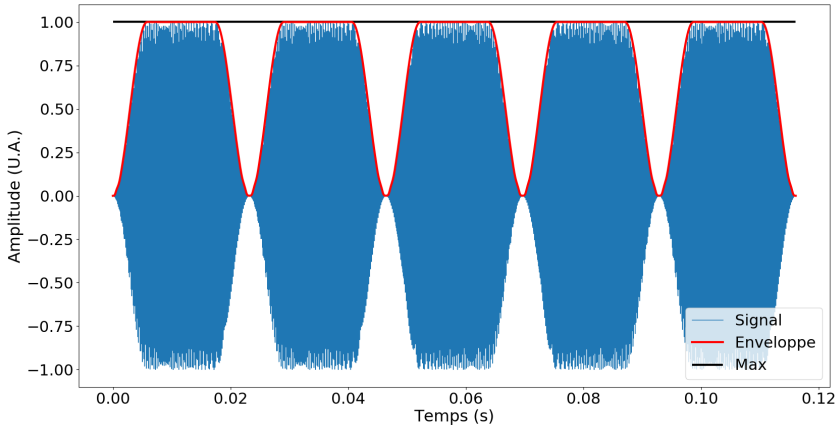

FIGURE 3.4 – Forme d'onde sans recouvrement des combinaisons possibles de chirps linéaires successifs (montant - montant - descendant - descendant - montant) avec fenêtrage de Tukey ($\alpha = 0.5$, $f_c = 18.5\,\text{kHz}$, $B = 1\,\text{kHz}$ et $T = 1024$ échantillons à $f_e = 44.1\,\text{kHz}$).

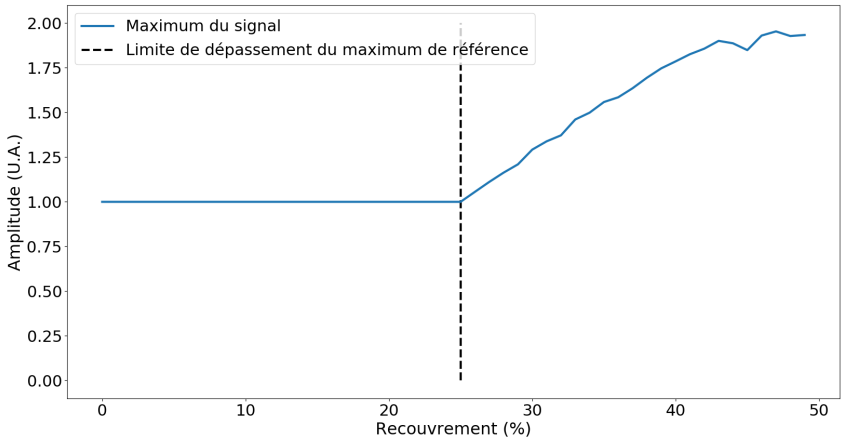

FIGURE 3.5 – Évolution du maximum de l'enveloppe du signal des transitions possibles en fonction du taux de recouvrement.

taux de recouvrement optimal Δ^* ($\approx 25\,\%$). Cette valeur correspond à la superposition complète du morceau sinusoïdal descendant du fenêtrage d'un chirp avec le morceau sinusoïdal montant du fenêtrage du suivant, pour un paramètre de la fenêtre de Tukey $\alpha = 0.5$. On représente, sur la figure 3.6, le signal des transitions possibles avec le taux de recouvrement optimal appliqué.

On observe bien que, quelle que soit la transition entre 2 symboles, l'enveloppe est toujours inférieure à 1.

3.3.2 Chirps non linéaires

Toujours dans le but d'augmenter le débit, une autre possibilité est d'augmenter le nombre de symboles différents. En utilisant uniquement des chirps linéaires, un symbole peut représenter un 0 ou un 1. En conjuguant d'autres formes de chirps aux chirps linéaires, on augmente les possibilités d'encodage de l'information et, par conséquent, le débit. On a cherché des formes proches de la forme linéaire et d'étendue spectrale égale afin de conserver les mêmes conditions de transmission. Dans leurs travaux, cités dans la section 3.1, P. Lazik et A. Rowe, proposent par exemple la création de symboles de largeur de bande B et de temps symbole T en assemblant deux chirps linéaires de temps symbole $T/2$ et de largeur de bande $aB/5$, avec $a \in [1,4]$, comme illustré sur le graphique de gauche de la figure 3.7.

En s'appuyant sur leur démarche, on remarque qu'en ajoutant un troisième chirp pour créer

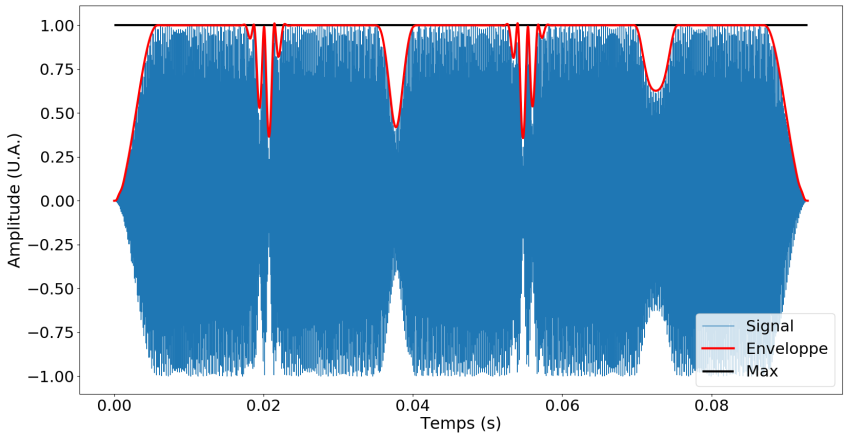

FIGURE 3.6 – Forme d'onde avec recouvrement optimal des combinaisons possibles de chirps linéaires successifs avec fenêtrage de Tukey ($\alpha = 0.5$, $f_c = 18.5\,\text{kHz}$, $B = 1\,\text{kHz}$ et $T = 1024\,\text{échantillons à } f_e = 44.1\,\text{kHz}$) : montant - montant - descendant - descendant - montant.

un symbole comme illustré sur le graphique de droite de la figure 3.7, on s'approche d'une forme de courbe sigmoïde[8]. Une étude empirique a permis d'identifier deux formes de chirps non

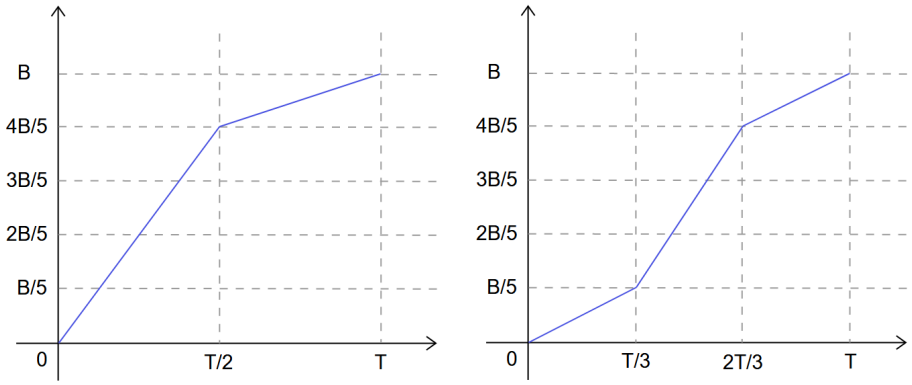

FIGURE 3.7 – Exemple de symbole à 2 et 3 chirps (respectivement sur le graphique de gauche et de droite).

linéaires : une forme logistique et une forme polynomiale. De même que pour le chirp linéaire, ces formes non linéaires peuvent être soit montantes, soit descendantes. Ainsi, le nombre de symboles passe de 2 à 6. La figure 3.8 donne un exemple de représentation temps-fréquence des chirps linéaires et non linéaires descendants choisis.

La phase ψ^l d'un chirp logistique est donnée par une fonction sigmoïde

$$\psi^l(t) = \left(f_c + \frac{nB}{2}\right) t + \frac{nB}{k} \left(\log\left(\mathrm{e}^{-k(t-T/2)} + 1\right)\right), \tag{3.7}$$

de paramètre k, définissant le taux d'inclinaison de la pente et fixé empiriquement ($k = 0.007$) afin d'obtenir la forme désirée. La fréquence instantanée f_i^l du chirp logistique s'écrit

$$f_i^l(t) = f_c + nB \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{e^{k(t-T/2)} + 1}\right]. \tag{3.8}$$

Pour la seconde forme non linéaire, on cherche une forme relativement symétrique à la forme logistique par rapport à la fréquence instantanée du chirp linéaire, afin de s'assurer d'une faible

8. Sigmoïde : cas particulier d'une fonction logistique dont la représentation est une courbe dite en « S ».

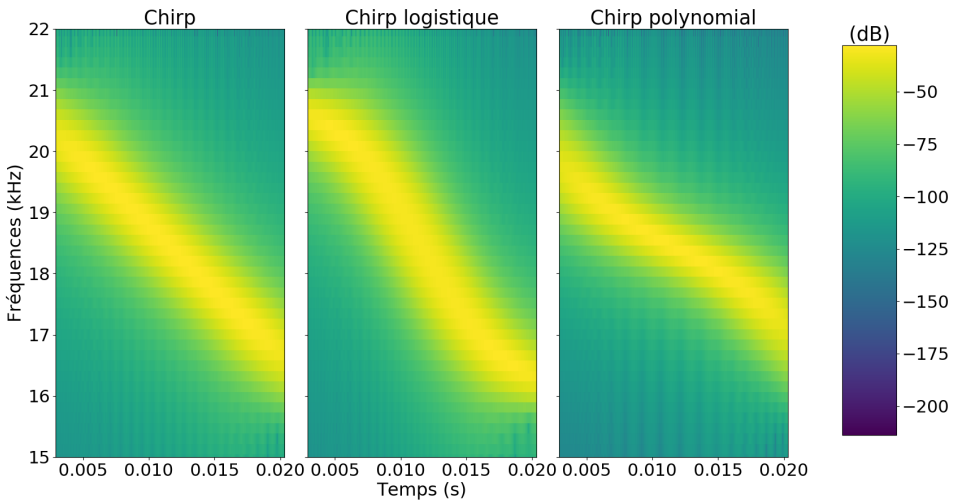

FIGURE 3.8 – Spectrogrammes d'un chirp linéaire et de deux chirps non-linéaires fenêtrés ($\alpha = 0.5$, $f_c = 18.5\,\text{kHz}$, $B = 5\,\text{kHz}$ et $T = 1024$ échantillons à $f_e = 44.1\,\text{kHz}$).

de corrélation entre ces deux formes pour améliorer la qualité du décodage. Afin de remplir cette condition, on propose une forme polynomiale particulière dont la phase ψ^p est

$$\psi^p(t) = f_c t + \frac{nB}{2T^3}\left(t - \frac{T}{2}\right)^4 + \frac{nB}{4}\left(\frac{t^2}{T} - t\right) \tag{3.9}$$

et dont la fréquence instantanée f_i^p est

$$f_i^p(t) = f_c + \frac{nB}{4}\left(\left(\frac{2t-T}{T}\right)^3 + \frac{2t-T}{T}\right). \tag{3.10}$$

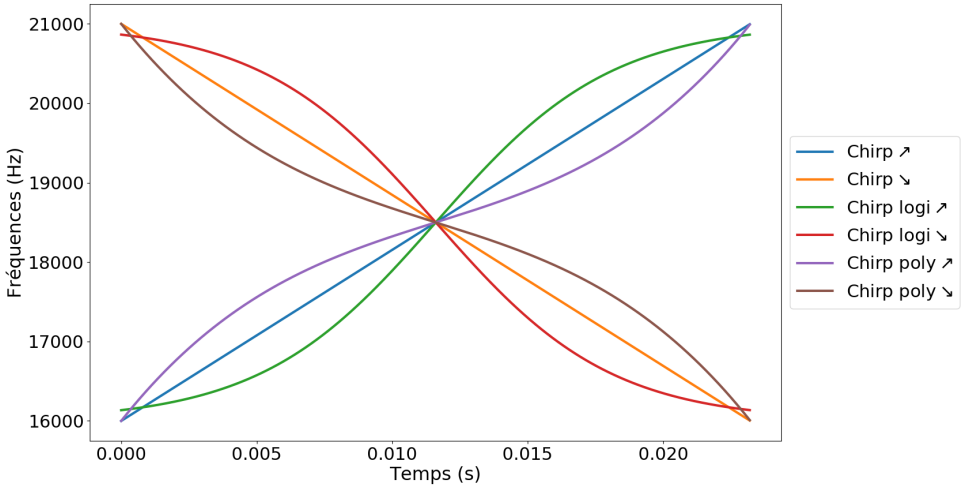

FIGURE 3.9 – Fréquences instantanées des chirps linéaires et non linéaires ($f_c = 18.5\,\text{kHz}$ et $B = 3\,\text{kHz}$).

La figure 3.9 représente les fréquences instantanées des chirps linéaire, logistique et polynomial, montant (↗) et descendant (↘), et permet de vérifier les symétries approchées des formes non linéaires choisies (cf. (3.8) et (3.10)). Il est également important de vérifier que ces formes non linéaires conservent une résolution en distance proche, voire identique, à celle du chirp linéaire. La figure 3.10 représente les enveloppes des autocorrélations de chaque forme, pour le cas montant.

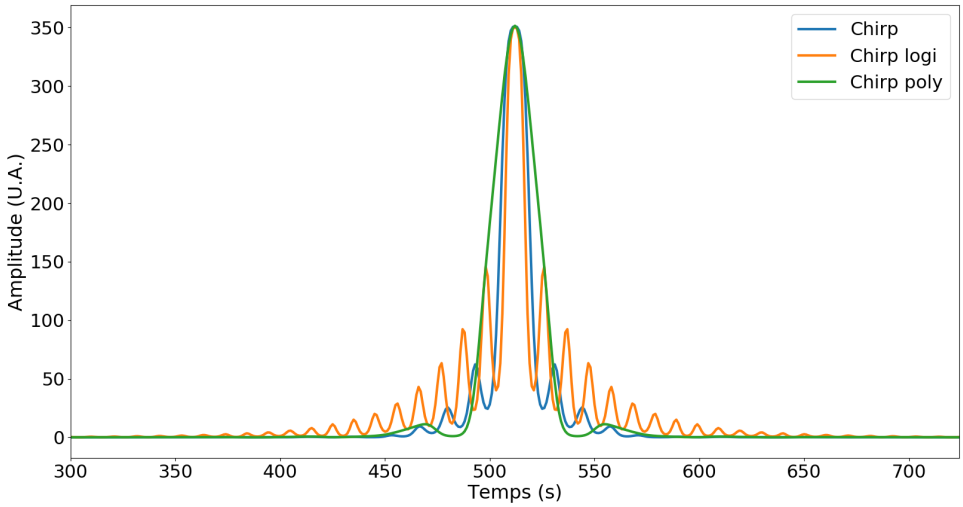

FIGURE 3.10 – Enveloppes des autocorrélations des chirps linéaire, logistique et polynomial montants ($f_c = 18.5\,\text{kHz}$ et $B = 3\,\text{kHz}$).

Le résultat de la forme linéaire sert de référence pour les comparaisons. Pour la forme logistique, on observe une légère diminution de la largeur du lobe principal, accompagnée d'une nette augmentation des lobes secondaires. Pour la forme polynomiale, c'est l'inverse : la largeur du lobe principal est augmentée, et le nombre de lobes secondaires diminue. Ces observations s'expliquent par le fait que la forme polynomiale possède un plateau en fréquence aux environs du centre de sa représentation (cf. figure 3.8), alors que la forme logistique varie rapidement au même endroit.

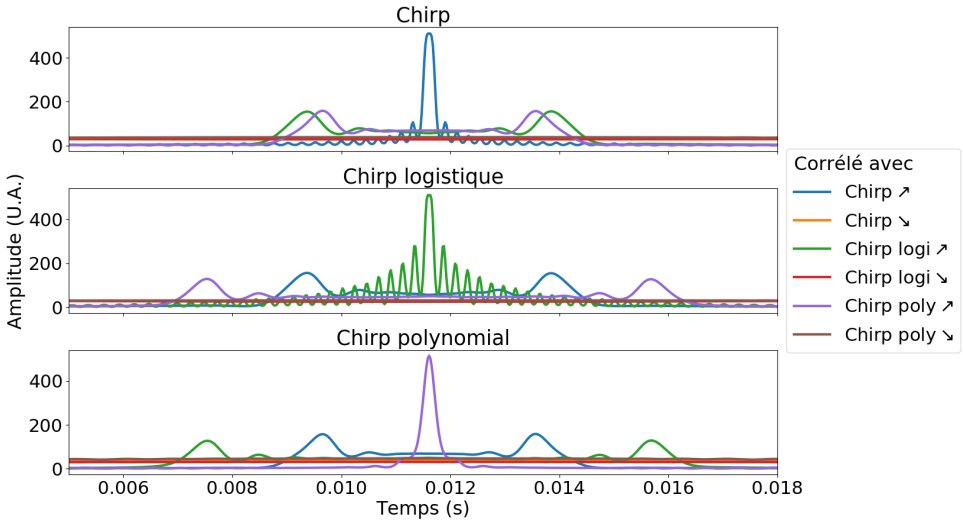

FIGURE 3.11 – Enveloppes des corrélations entre les chirps linéaire, logistique et polynomial ($f_c = 18.5\,\text{kHz}$ et $B = 3\,\text{kHz}$).

On observe le comportement, pour chaque forme (linéaire, logistique et polynomiale), de leurs corrélations (2 autocorrélations et 10 intercorrélations). La figure 3.11 représente, pour chaque forme, dans le cas montant, les enveloppes des différentes corrélations. On remarque que la corrélation d'une forme avec une autre, pour un même signe de pente, entraîne l'apparition de lobes d'intercorrélation relativement significatifs. Or, plus le niveau de l'intercorrélation est faible, plus la sensibilité au bruit de la démodulation sera faible, i.e., plus la distinction entre une autocorrélation et une intercorrélation sera simple à effectuer lors de la détection.

De manière à mieux quantifier les niveaux relatifs des intercorrélations, l'ensemble des

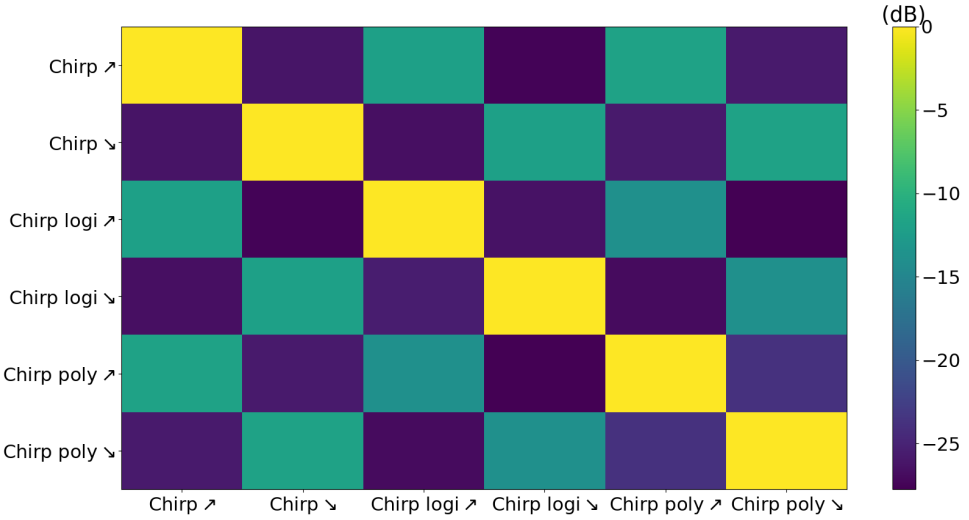

FIGURE 3.12 – Maximum des enveloppes des corrélations entre les chirps linéaire, logistique et polynomial ($f_c = 18.5$ kHz et $B = 3$ kHz).

maxima des enveloppes des corrélations, normalisées par leur maximum, est représenté figure 3.12, sous forme matricielle. On retrouve les résultats présentés sur la figure 3.11, élargis aux pentes montantes et descendantes de chaque forme. Ainsi les intercorrélations à à signes de pente différents présentent des lobes d'amplitude relative autour de -25 dB ; et celles à signes de pente identiques, autour de -15 dB. L'intercorrélation des symboles à signes de pente identiques peut donc entraîner plus d'erreurs que dans le cas de chirps linéaires seuls. En effet, plus le niveau de l'intercorrélation est élevé, et plus la distinction entre les symboles sera sensible à la présence de bruit.

Cependant, comme on peut le voir sur la figure 3.11, les positions des maxima des intercorrélations sont assez éloignés, pour chaque forme de chirp, du maximum de l'autocorrélation. Avec l'hypothèse d'une bonne synchronisation pour le décodage, il est alors possible de contrer l'augmentation du BER en réduisant la fenêtre d'observation autour du maximum de l'autocorrélation. La figure 3.13 reprend la forme matricielle de la figure 3.12 mais donne cette fois le niveau de l'enveloppe à l'endroit du maximum de l'autocorrélation. Ainsi, on voit qu'en réduisant la fenêtre d'observation, les intercorrélations, quelle que soit la pente considérée, présentes des lobes d'amplitude relative autour de -25 dB. On contre ainsi l'augmentation du BER précédente due aux lobes d'intercorrélation.

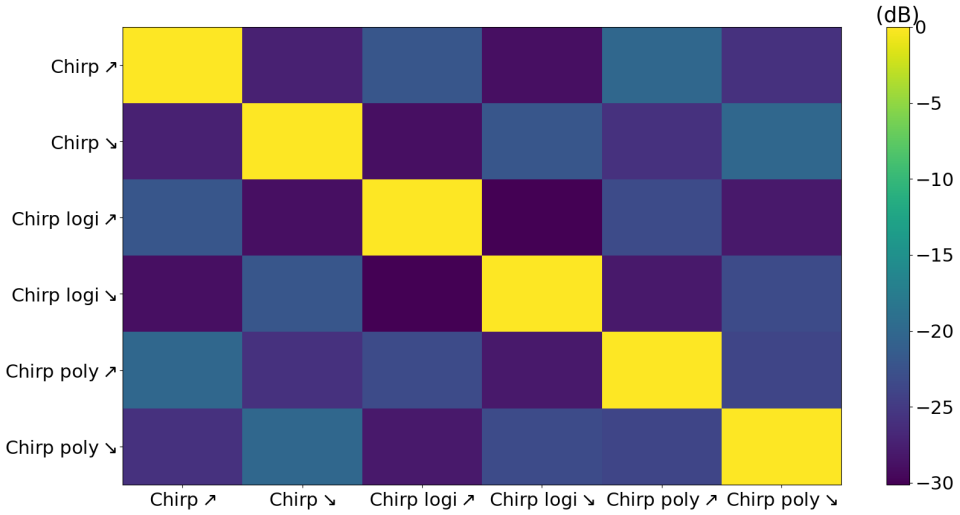

FIGURE 3.13 – Niveau des enveloppes des corrélations entre les chirps linéaire, logistique et polynomial ($f_c = 18.5\,\text{kHz}$ et $B = 3\,\text{kHz}$), à l'endroit du maximum de l'autocorrélation.

3.4 Modèle de BER

On se pose la question de l'évaluation du BER en fonction du RSB et du temps symbole T pour un chirp linéaire. On propose pour ce faire un modèle analytique de BER. On considère que le signal reçu $y(t)$ est modélisé par

$$y(t) = Ax(t) + w(t), \tag{3.11}$$

où $x(t)$ est le signal émis, dans notre cas un chirp montant, noté $c_+(t) = c_1(t)$, ou descendant, noté $c_-(t) = c_{-1}(t)$, et $w(t)$ le bruit, dont la densité de puissance spectrale p_b est supposée constante dans la bande du signal $x(t)$. L'effet de la propagation est ici simplifié ; il se traduit juste par un facteur de transmission A.

Détection par corrélation. Pour détecter la présence d'un chirp et identifier s'il s'agit d'un symbole montant ou descendant, i.e., décoder l'information, on utilise l'opération de corrélation. Pour un signal $y(t)$, contenant un chirp $c_m(t)$, où $m = \pm$, on effectue la corrélation avec un chirp c_n, où $n = \pm$, telle que

$$S_{mn} = A\int_{-\infty}^{+\infty} c_m(t)c_n(t)\mathrm{d}t + \int_{-\infty}^{+\infty} w(t)c_n(t)\mathrm{d}t. \tag{3.12}$$

Dans le cas où $m = n$, l'opérateur S_{mn} représente une autocorrélation, et, dans le cas où $m \neq n$, l'opérateur S_{mn} représente une intercorrélation, également appelée corrélation croisée. Pour simplifier la suite des calculs, on pose

$$C_{mn} = \int_{-\infty}^{+\infty} c_m(t)c_n(t)\mathrm{d}t \qquad \text{et} \qquad W_n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} w(t)c_n(t)\mathrm{d}t. \tag{3.13}$$

Densité de probabilité. On fait l'hypothèse que le bruit est gaussien et donc que les variables S_{mn} sont gaussiennes. On peut alors écrire la densité de probabilité de S_{mn}, de moyenne statistique $< S_{mn} >$ et de variance σ_{mn}^2, telle que

$$\mathscr{P}(S_{mn}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{mn}}\exp\left[-\frac{(S_{mn} - < S_{mn} >)^2}{2\sigma_{mn}^2}\right]. \tag{3.14}$$

La moyenne de la variable aléatoire S_{mn} est

$$< S_{mn} >=< \int_{-\infty}^{+\infty} c_m(t)c_n(t)\mathrm{d}t + \int_{-\infty}^{+\infty} w(t)c_n(t)\mathrm{d}t > . \tag{3.15}$$

Or, le bruit blanc gaussien étant indépendant et identiquement distribué (iid), sa moyenne est nulle, ce qui donne

$$< S_{mn} >= A < \int_{-\infty}^{+\infty} c_m(t)c_n(t)\mathrm{d}t > \tag{3.16}$$

et, comme l'intégrale d'un produit de chirps est constante, sa moyenne vaut

$$< S_{mn} >= A \int_{-\infty}^{+\infty} c_m(t)c_n(t)\mathrm{d}t. \tag{3.17}$$

La variance de la variable aléatoire S_{mn} est

$$\sigma_{mn}^2 =< (S_{mn} - < S_{mn} >)^2 >, \tag{3.18}$$

ce qui, en injectant l'équation (3.12), dont l'écriture est simplifiée par l'équation (3.13), donne

$$\begin{aligned} \sigma_{mn}^2 &=< (C_{mn} + W_n - < C_{mn} > - < W_n >)^2 > \\ &=< W_n^2 >, \end{aligned} \tag{3.19}$$

car $< W_n >= 0$ et $< C_{mn} >= C_{mn}$. On développe alors

$$\begin{aligned} \sigma_{mn}^2 &=< \left(\int_{-\infty}^{+\infty} w(t)c_n(t)\mathrm{d}t \right)^2 > \\ &= \iint_{-\infty}^{+\infty} < w(t)w(t') > c_n(t)c_n(t')\mathrm{d}t\mathrm{d}t'. \end{aligned} \tag{3.20}$$

En exprimant $w(t)$ et $w(t')$ dans l'espace de Fourier, on obtient

$$\begin{aligned} \sigma_{mn}^2 &= \iiiint_{-\infty}^{+\infty} < w(f)w^*(f') > \mathrm{e}^{i2\pi(tf - t'f')} c_n(t)c_n(t')\mathrm{d}f\mathrm{d}f'\mathrm{d}t\mathrm{d}t' \\ &= \iiiint_{-\infty}^{+\infty} p_b\delta(f - f')\mathrm{e}^{i2\pi(tf - t'f')} c_n(t)c_n(t')\mathrm{d}f\mathrm{d}f'\mathrm{d}t\mathrm{d}t'. \end{aligned} \tag{3.21}$$

Le Dirac permet de supprimer une intégrale, ce qui donne

$$\begin{aligned} \sigma_{mn}^2 &= \iiint_{-\infty}^{+\infty} p_b\mathrm{e}^{i2\pi(t-t')f} c_n(t)c_n(t')\mathrm{d}f\mathrm{d}t\mathrm{d}t' \\ &= \iint_{-\infty}^{+\infty} p_b\delta(t - t')c_n(t)c_n(t')\mathrm{d}t\mathrm{d}t' \\ &= p_b \int_{-\infty}^{+\infty} c_n(t)c_n(t)\mathrm{d}t \\ &= p_b < S_{nn} > . \end{aligned} \tag{3.22}$$

En injectant l'équation (3.22) dans l'équation (3.14), on écrit la densité de probabilité de S_{mn} telle que

$$\mathscr{P}(S_{mn}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi p_b < S_{nn} >}} \exp\left[-\frac{(S_{mn} - < S_{mn} >)^2}{2p_b < S_{nn} >} \right]. \tag{3.23}$$

3.4.1 Modèle de BER analytique.

Le développement du problème multidimensionnel traitant simultanément transmissions avec $(S_{nn'})$ et sans (S_{nn}) erreur est long et complexe ; il peut être grandement simplifié en analysant directement la probabilité unidimensionnelle d'avoir une erreur pour exprimer le BER, noté r, tel que

$$r = P(S_{nn'} > S_{nn}) = P(S_{nn'} - S_{nn} > 0), \tag{3.24}$$

où $n' = -n$ et

$$S_{nn'} - S_{nn} = A\int_{-\infty}^{+\infty} c_n(t)c_{n'}(t)\mathrm{d}t + \int_{-\infty}^{+\infty} w(t)c_{n'}(t)\mathrm{d}t - A\int_{-\infty}^{+\infty} c_n^2(t)\mathrm{d}t - \int_{-\infty}^{+\infty} w(t)c_n(t)\mathrm{d}t. \tag{3.25}$$

En s'appuyant toujours sur l'hypothèse de variables gaussiennes pour S_{nn} et $S_{nn'}$, alors $S_{nn'} - S_{nn}$ est donc également gaussienne, de moyenne notée $< S_{nn'} - S_{nn} >$, telle que

$$< S_{nn'} - S_{nn} >= A(\int_{-\infty}^{+\infty} c_n(t)c_{n'}(t)\mathrm{d}t - \int_{-\infty}^{+\infty} c_n^2(t)\mathrm{d}t), \tag{3.26}$$

et de variance notée $\sigma^2_{nn'nn}$, telle que, en s'inspirant des résultats précédents,

$$\begin{aligned}\sigma^2_{nn'nn} &= \int_{-\infty}^{+\infty} w(t)[c_n(t) - c_{n'}(t)]w(t')[c_n(t') - c_{n'}(t')]\mathrm{d}t\mathrm{d}t' \\ &= p_b\int_{-\infty}^{+\infty}[c_n(t) - c_{n'}(t)]^2\mathrm{d}t.\end{aligned} \tag{3.27}$$

Pour simplifier la suite des calculs, on opère un changement de variable en posant $\zeta = S_{nn'} - S_{nn}$ et en renommant la variance $\sigma^2_{nn'nn} = \sigma^2_\zeta$, ce qui permet de réécrire l'équation (3.24) telle que

$$r = \int_0^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\zeta}\exp\left[-\frac{(\zeta - <\zeta>)^2}{2\sigma^2_\zeta}\right]\mathrm{d}\zeta. \tag{3.28}$$

soit, si on note erfc la fonction d'erreur complémentaire,

$$r = \frac{1}{2}\left[\mathrm{erfc}\left(\frac{-<S_{nn'} - S_{nn}>}{\sqrt{2}\sigma_{nn'nn}}\right)\right]. \tag{3.29}$$

On obtient donc ici

$$r = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left[\frac{A(C_{nn} - C_{nn'})}{\sqrt{2p_b\int_{-\infty}^{+\infty}[c_n(t) - c_{n'}(t)]^2\mathrm{d}t}}\right]. \tag{3.30}$$

En développant le carré du dénominateur de l'équation (3.30) et en considérant la symétrie des chirps croissant et décroissant qui conduit à

$$\int_{-\infty}^{+\infty} c_n^2(t)\mathrm{d}t = \int_{-\infty}^{+\infty} c_{n'}^2(t)\mathrm{d}t, \tag{3.31}$$

on obtient alors

$$r = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left[\frac{A(C_{nn} - C_{nn'})}{2\sqrt{p_b\left(\int_{-\infty}^{+\infty} c_n^2(t) - \int_{-\infty}^{+\infty} c_n(t)c_{n'}(t)\mathrm{d}t\right)}}\right]. \tag{3.32}$$

et donc,

$$r = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left[\frac{A\sqrt{C_{nn} - C_{nn'}}}{2\sqrt{p_b}}\right]. \tag{3.33}$$

Intégration numérique du modèle. Pour évaluer le BER d'un signal connu à partir du modèle (3.33), on procède à une intégration numérique pour estimer C_{nn} et $C_{nn'}$, et ce pour différentes valeurs de temps symbole, afin d'observer leurs impacts sur le BER. On choisit arbitrairement 8 valeurs de temps symbole, comprises entre environ 1 et 90 millisecondes. La figure 3.14 représente ces résultats. On est ici dans un cas de système de communication SISO, puisqu'on ne considère qu'un unique émetteur et un unique récepteur.

Le bruit, créé numériquement, est un bruit blanc gaussien aléatoire. Le RSB est alors défini comme le rapport du maximum du chirp sur le maximum de ce bruit.

On remarque que, plus le temps symbole augmente, plus le BER diminue, pour un niveau de RSB donné. Ainsi, ce modèle peut servir à évaluer l'impact de la réduction du temps symbole sur le BER, dans une optique d'augmentation du débit. Par exemple, le passage d'un chirp de 1024 échantillons à un chirp de 768 échantillons permet un gain temporel de 25 % pour une augmentation du BER d'environ 3 %.

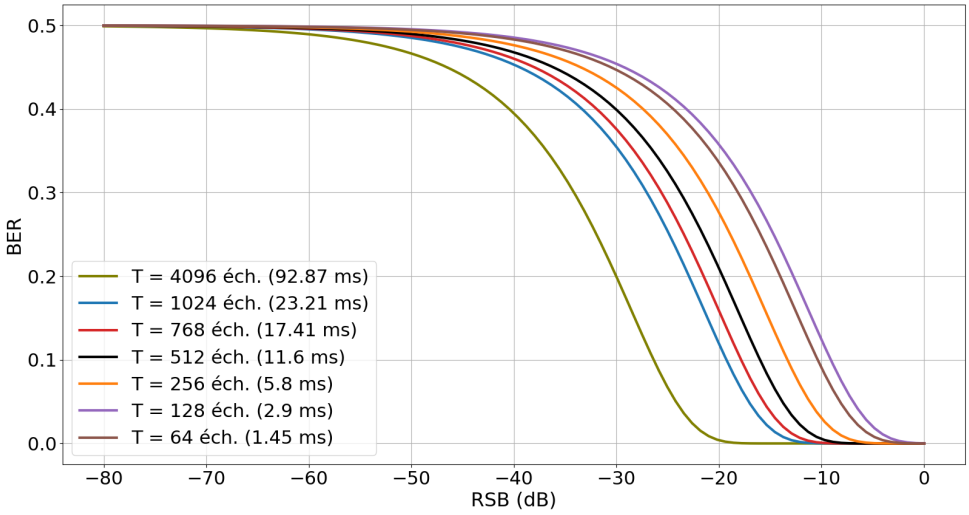

FIGURE 3.14 – Intégration numérique du modèle de BER pour plusieurs valeurs de temps symbole ($f_c = 18.5\,\text{kHz}$ et $B = 1\,\text{kHz}$).

3.4.2 Validation du modèle.

Afin de valider ces résultats, on effectue une simulation numérique où le BER est évalué en fonction de T et du RSB, avec un bruit blanc aléatoire ajouté numériquement. Pour chaque valeur de RSB, un chirp est créé, bruité puis détecté par corrélation. Le BER est calculé en sommant les différences entre les bits émis et reçus.

La figure 3.15 présente les résultats de mesures in-silico de la transmission bruitée d'un chirp linéaire. On observe bien le même comportement que celui produit par notre modèle (cf. figure 3.14). La figure 3.16 montre le BER obtenu avec le modèle (courbe rouge) comparé au BER obtenu par simulation (courbe pointillée noire) pour un temps symbole particulier. Ces résultats permettent de bien valider le modèle de BER présenté précédemment.

Pour déterminer le nombre d'itérations nécessaire pour obtenir une précision statistique souhaitée, on utilise l'erreur standard SE, d'après les résultats du théorème central limite, en fonction de l'écart type σ et du nombre d'itérations N, définie telle que

$$\text{SE} = \frac{\sigma}{\sqrt{N}}. \tag{3.34}$$

Pour obtenir une précision sur le BER de l'ordre de 10^{-3}, on a donc fixé le nombre d'itérations à 5.10^4. Cette valeur a été obtenue après plusieurs essais avec des valeurs cibles différentes et l'observation de leurs résultats. Cette précision, bien inférieure à celle exigée en

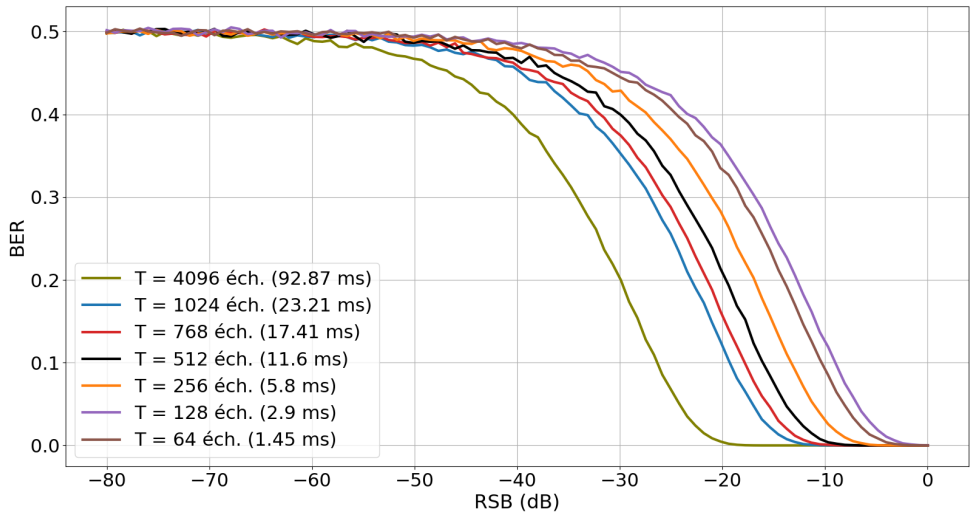

FIGURE 3.15 – Simulations de BER en fonction du temps symbole pour un chirp linéaire ($f_c = 18.5\,\text{kHz}$, $B = 1\,\text{kHz}$ et $f_e = 44.1\,\text{kHz}$) sur 100 points de RSB (50 000 itérations par point).

communications RF, n'empêche toutefois pas cette technologie d'être utilisée pour la communication acoustique sous-marine courte distance, comme le précise G. Burrowes et al. dans [**burrowes_short-range_2011**]. Afin de contrebalancer cette faible précision, qui fait augmenter le PER [9], ils proposent l'utilisation de codes correcteurs d'erreur, qui ne seront pas abordés ici. Une précision accrue du BER pour des communications acoustiques nécessiterait une plus forte consommation à l'émission et, dans notre cas, le dépassement de la limite de niveau autorisée dans l'audible [10]. Pour les codes correcteurs et l'abaissement du PER, Stimshop utilise des méthodes de vérification de trame et de redondance qui ne seront pas non plus détaillées ici.

3.4.3 Approximation du modèle.

Les résultats du modèle montrent que les courbes adoptent le même comportement avec un décalage selon la valeur du temps symbole. En reprenant l'équation (3.33), on peut simplifier le numérateur en considérant $C_{nn'}$ négligeable par rapport à C_{nn}, dans le cas des chirps linéaires. En effet, on a vu que l'autocorrélation est plus élevée que l'intercorrélation (cf. figure 3.11). Afin de s'en assurer, on calcule numériquement le rapport des corrélations pour un exemple de chirp avec $T = 1024$ échantillons à une fréquence d'échantillonnage $f_e = 44.1\,\text{kHz}$; on obtient

$$\left.\frac{C_{nn'}}{C_{nn}}\right|_{T=1024} \approx 7.10^{-2}, \tag{3.35}$$

ce qui nous permet d'écrire

$$\sqrt{C_{nn} - C_{nn'}} \approx \sqrt{C_{nn}} = \sqrt{\int_{-T/2}^{+T/2} \sin^2\left(\psi_n(t)\right) \mathrm{d}t}. \tag{3.36}$$

Or, en utilisant

$$\sin^2(\psi_n(t)) = \frac{1 - \cos(2\psi_n(t))}{2}, \tag{3.37}$$

on peut alors écrire

$$\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \sin^2(\psi_n(t))\mathrm{d}t = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{1}{2}\mathrm{d}t - \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos(2\psi_n(t))\mathrm{d}t. \tag{3.38}$$

9. PER : abréviation du terme anglais Packet Error Rate.
10. Limitation d'exposition sonore à 80 dB(A) pendant 8h, selon le code du travail, titre III du Livre IV de la Quatrième partie reglementaire, articles R.4431-1 à R.4437-4.

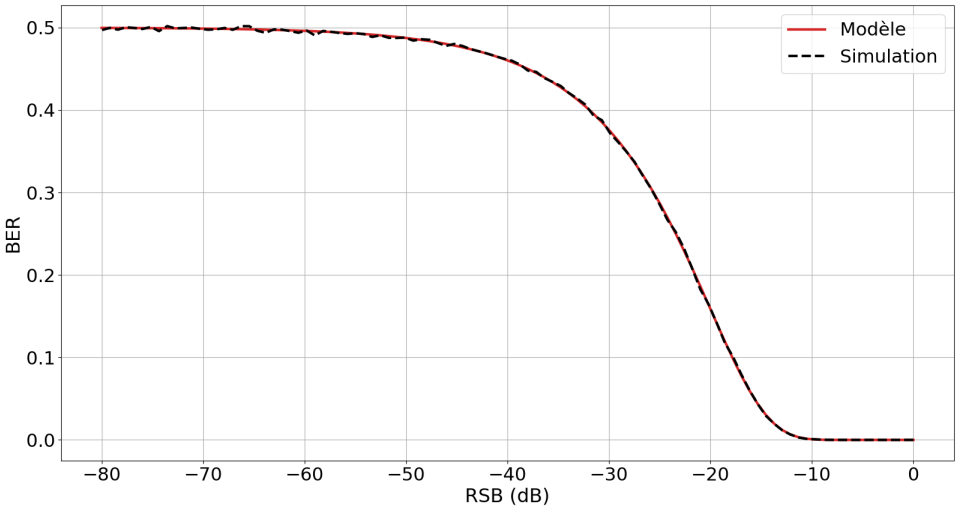

FIGURE 3.16 – Comparaison du modèle de BER et d'une simulation de BER pour un chirp linéaire ($f_c = 18.5\,\text{kHz}$, $B = 1\,\text{kHz}$, $T = 768$ échantillons à $f_e = 44.1\,\text{kHz}$) sur 100 points de RSB (50 000 itérations par point).

En calculant numériquement C_{nn}, on obtient

$$C_{nn} \approx 0.4999094 \times T \approx \frac{T}{2}. \tag{3.39}$$

On peut donc remplacer, dans l'équation (3.36),

$$\sqrt{C_{nn}} = \sqrt{\frac{T}{2}}. \tag{3.40}$$

On exprime également la puissance du bruit P_B dans la bande B comme l'intégration de la densité de puissance spectrale de bruit sur la dite bande de fréquence :

$$P_B = \int_B p_b \mathrm{d}f. \tag{3.41}$$

Comme le bruit est constant sur tout le spectre, on obtient

$$P_B = p_b \int_B \mathrm{d}f = p_b B, \tag{3.42}$$

ce qui nous permet de réécrire l'équation (3.33) telle que

$$r \approx \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left[\frac{1}{2}\sqrt{\frac{B}{P_B}}A\sqrt{\frac{T}{2}}\right]. \tag{3.43}$$

En réarrangeant les termes de l'équation 3.43, on fait apparaître le produit BT, représentant ici tout à la fois le gain de compression d'impulsion, le gain en détection ou encore le gain de modulation, tel que

$$r \approx \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left[\frac{1}{2}\sqrt{\frac{A^2}{2P_B}}\sqrt{BT}\right]. \tag{3.44}$$

3.5 Expériences

Cette section présente le dispositif expérimental développé, durant ces travaux de recherche, dans le but de réaliser des communications SISO en ultrasons proches. Le dispositif est caractérisé acoustiquement en environnement contrôlé, afin d'évaluer précisément son rayonnement

acoustique, et en environnement expérimental (cf. figure 3.24), pour étudier les communications réalisées en conditions réelles. Les environnements expérimentaux, dans lesquels plusieurs configurations sont détaillées, sont présentés. Pour celles-ci, on évalue ensuite les performances des communications SISO.

3.5.1 Dispositif expérimental et méthodes

Un mono-élément, émetteur-récepteur, a été développé dans le cadre de cette thèse, dans le but de disposer d'un dispositif performant et adapté à la bande de fréquence qui nous intéresse.

Mono-élément Cet émetteur-récepteur dédié est composé d'un haut-parleur, plus précisément un tweeter [11], de diamètre $\varnothing_t$ et doté d'un dôme de surface vibrante S_t, et d'un microphone de type électret (ECM [12]), de diamètre $\varnothing_e$ et de surface S_e. Des impressions 3D réalisées sur mesure en PLA [13] permettent de monter le haut-parleur dans un caisson et l'ECM sur une bague, cette dernière s'emboîtant sur le caisson pour former le mono-élément. Les schémas techniques et les spécificités de ces composants sont présentés dans l'annexe C. La figure 3.17 représente le dispositif avec et sans la bague et l'ECM.

FIGURE 3.17 – Mono-élément sur mesure avec haut-parleur ($\varnothing_t = 32.5\,\text{mm}$, $S_t = 2\,\text{cm}^2$), ECM ($\varnothing_e = 4\,\text{mm}$, $S_e \approx 13\,\text{mm}^2$), caisson et bague en PLA. Caisson et haut-parleur à gauche et mono-élément à droite.

Le haut-parleur a été choisi pour son encombrement réduit et sa gamme de fréquences suffisamment étendue pour pouvoir générer des ultrasons proches sans perte. L'interface électronique se fait par un connecteur RCA à l'arrière du caisson. La surface de l'ECM, telle que $S_e \ll S_t$, permet de pouvoir le placer devant le haut-parleur, son centre aligné avec celui du dôme tout en n'entravant que très peu les ondes générées par ce dernier (cf. figure 3.20). De fait, l'impact de la présence de l'ECM devant le haut-parleur sera considéré, tout au long de ce manuscrit, comme négligeable.

Chaîne d'acquisition et de génération Afin de s'affranchir d'éventuels problèmes liés à la synchronisation entre tous les éléments du système de communication, toutes les opérations en émission et en réception sont gérées par une carte son de très haute qualité Antelope Orion 32+ (cf. annexe B), avec un convertisseur 24 bits. En plus du mono-élément, pour l'émission et la réception, un micro de mesure permet d'effectuer, le cas échéant, des mesures de contrôle (cf. annexe B).

La figure 3.18 montre la chaîne d'acquisition mise au point dans le cadre de la thèse. Le signal numérique, généré numériquement sous Python, est envoyé de l'ordinateur à la carte son. Cette dernière le convertit en signaux analogiques. Ces derniers sont amplifiés par un petit amplificateur de 7 W avant d'être émis par le haut-parleur du mono-élément. L'onde émise

11. Tweeter : haut-parleur spécialement conçu afin d'émettre des fréquences aiguës.
12. ECM : abréviation du terme anglais Electret Condenser Microphone.
13. PLA : abréviation du terme anglais PolyLactic Acid, matière plastique végétale biodégradable utilisée pour l'impression 3D.

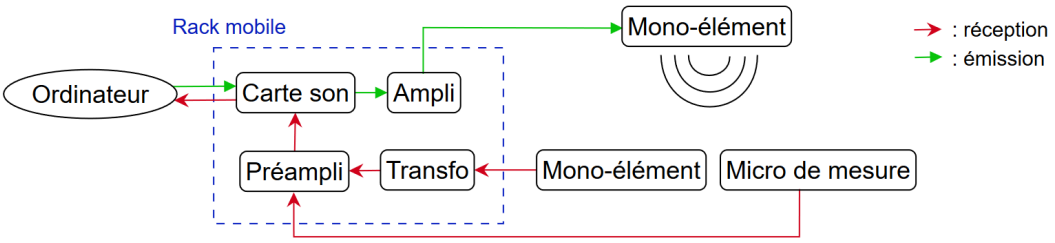

FIGURE 3.18 – Chaîne d'acquisition du dispositif expérimental mono-élément.

est alors captée par l'ECM d'un mono-élément relié, par l'intermédiaire d'un transformateur d'alimentation fantôme, à un préamplificateur et enfin à la carte son, qui la numérise et transmet le signal résultant à l'ordinateur.

Caractérisation du système Afin d'évaluer et de caractériser le dispositif expérimental en champ libre, on a placé ce dernier dans la chambre anéchoïque du laboratoire Acoustique et lutherie (LAM), de l'Institut Jean ∂'Alembert, sur le campus Pierre et Marie Curie de Sorbonne Université. Un instantané de cette campagne de mesures est fournie par la figure 3.19.

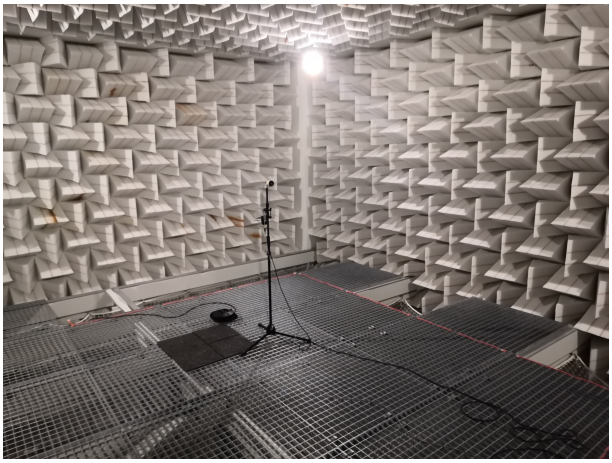

FIGURE 3.19 – Mono-élément en chambre anéchoïque.

Deux mono-éléments sont distants de 3.5 m l'un de l'autre. L'un est fixe et l'autre est posé sur une table tournante pas-à-pas, commandée depuis la salle de contrôle à l'extérieur de la chambre anéchoïque. Les deux mono-éléments sont à 1.5 m du plancher en caillebotis métalliques de la chambre anéchoïque. Pour caractériser l'émission, i.e., le haut-parleur, le mono-élément sur la table tournante émet un chirp linéaire à chaque pas de rotation pendant que l'autre reçoit ; on opère inversement pour caractériser l'ECM. Les signaux reçus sont corrélés par un chirp linéaire identique à celui émis, afin de pouvoir visualiser le rayonnement après compression d'impulsion (CI).

Les diagrammes de directivité sont représentés pour le haut-parleur et pour l'ECM sur la figure 3.20. Les courbes bleues représentent le niveau en décibel, L_t et L_e, du maximum de la compression d'impulsion pour chaque pas de la table. Elles ont une étendue, définie comme la différence entre les valeurs maximale et minimale du signal, de $e_t \approx 42\,\text{dB}$ en émission et $e_e \approx 39\,\text{dB}$ en réception. Dans le cas du haut-parleur, on observe un rayonnement pouvant s'apparenter à celui d'un dipôle dont l'un des lobes est fortement atténué (côté caisson). Pour l'ECM, on constate que le montage du mono-élément vient fortement modifier l'aspect omnidirectionnel théorique de son rayonnement, comparativement aux indications du constructeur. De plus, un décalage par rapport à la position 0 degré est dû a la difficulté d'installation de l'ECM dans

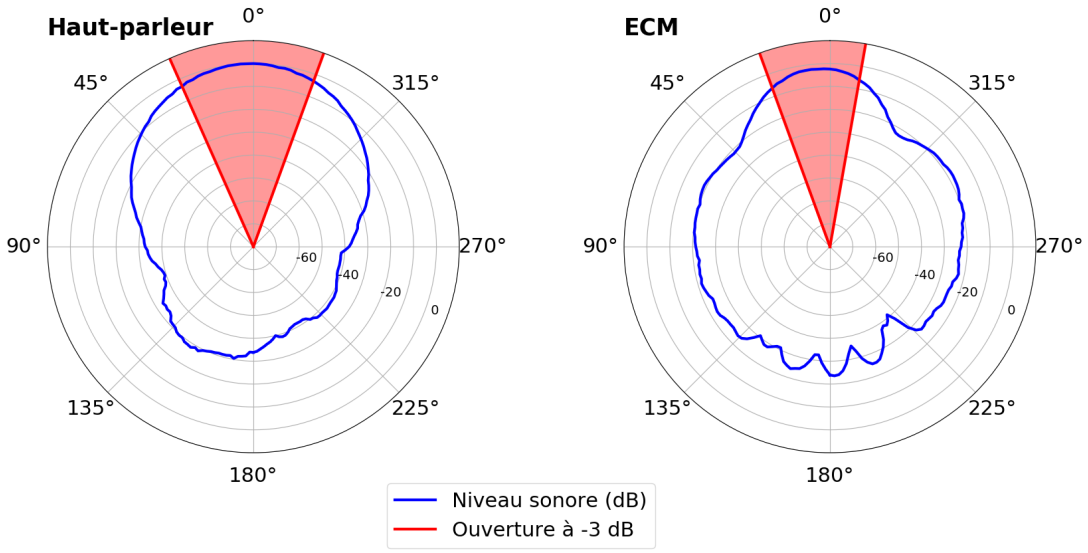

FIGURE 3.20 – Diagrammes de directivité en émission (à gauche) et en réception (à droite) du mono-élément en chambre anéchoïque, pour un chirp linéaire ($f_c = 19.5\,\text{kHz}$, $B = 1\,\text{kHz}$ et $T = 88200$ échantillons pour $f_e = 88.2\,\text{kHz}$). Angles d'ouverture à $-3\,\text{dB}$: $\alpha_t = 44°$, en émission, et $\alpha_e = 30°$, en réception.

le caisson, aux vues de ses dimensions. Les zones rouges représentent les angles d'ouverture à $-3\,\text{dB}$, α_t et α_e. On a donc un élément équivalent en émission et en réception.

Calibration du mono-élément Afin de connaître la sensibilité du mono-élément en émission et en réception, on utilise le micro de mesure TM1 et le calibrateur SC-1, dont les caractéristiques sont détaillées dans l'annexe B (voir en particulier figures B.2 et B.3). Le calibrateur SC-1, qui vient s'emmancher sur le micro de mesure, émet un signal sinusoïdal à 1 kHz dont le niveau L_{sc1} peut être réglé à 94 ou 110 dB(A). Dans un premier temps, on équipe le TM1 avec le SC-1 et on récupère les amplitudes reçues A_{94} et A_{110} correspondant aux deux valeurs de L_{sc1}. La figure 3.21 représente les signaux enregistrés pour ces deux valeurs. On établit ainsi les correspondances suivantes

$$A_{94} \approx 0.278 \times 10^8\,\text{U.A.} \qquad \text{pour} \qquad L_{sc1} = 94\,\text{dB(A)} \tag{3.45}$$

et

$$A_{110} \approx 1.703 \times 10^8\,\text{U.A.} \qquad \text{pour} \qquad L_{sc1} = 110\,\text{dB(A)}. \tag{3.46}$$

Dans un deuxième temps, on place un mono-élément à 1 m du micro TM1. Un signal, dont les paramètres sont identiques à ceux précédemment cités pour le calibrateur, est émis via le mono-élément, au niveau maximum. L'amplitude du signal enregistré par le TM1, notée A_{ME}, permet de quantifier le niveau de la puissance acoustique du mono-élément, noté L_{ME}. La figure 3.22 représente ce signal. Les résultats obtenus avec le calibrateur nous permettent, par proportionnalité, d'écrire que, pour un mono-élément en émission, on a :

$$A_{ME} \approx 4.238 \times 10^6\,\text{U.A.}, \qquad \text{correspondant à } L_{ME} = 78\,\text{dB SPL pour le niveau maximum.} \tag{3.47}$$

Pour finir, on place deux mono-éléments face-à-face et distants d'1 m l'un de l'autre. Un signal identique à celui précédemment utilisé est émis via un mono-élément est enregistré par l'autre. L'amplitude du signal reçu, notée $A_{electret}$, permet de quantifier la sensibilité du microphone du mono-élément, notée $S_{electret}$. La figure 3.23 représente ce signal. Le résultat obtenu précédemment nous permet d'écrire que, pour un mono-élément en réception, on a :

$$A_{electret} \approx 2.491 \times 10^7\,\text{U.A.}, \qquad \text{correspondant à } S_{electret} = -70\,\text{dB SPL par niveau.} \tag{3.48}$$

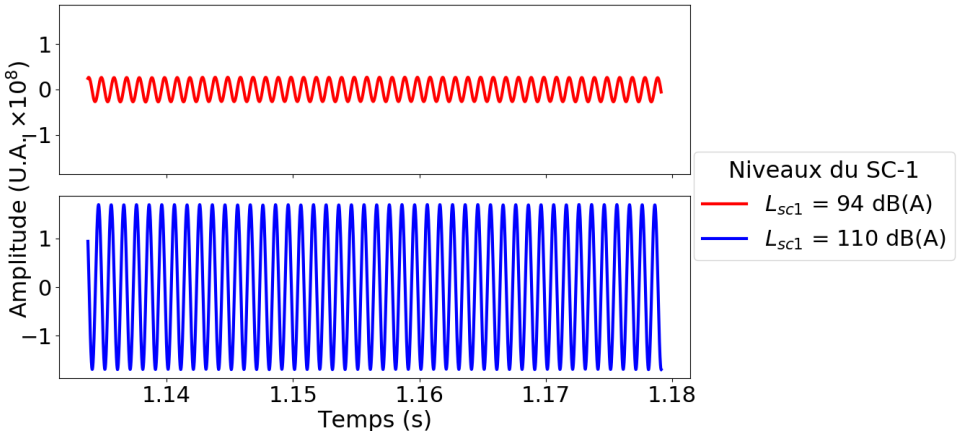

FIGURE 3.21 – Amplitudes reçues par un microphone TM1, équipé d'un calibrateur SC-1 à niveau réglable : 94 dB(A) (figure du haut) et 110 dB(A) (figure du bas).

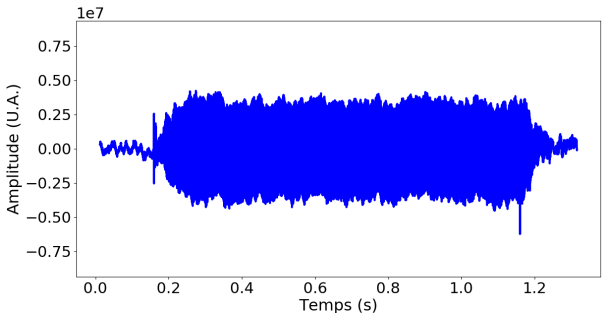

FIGURE 3.22 – Signal sinusoïdal à 1 kHz émit par un mono-élément et reçu par un microphone TM1, placé à 1 m.

Ces différentes étapes constituent ainsi la phase de calibration complète du mono-élément, en

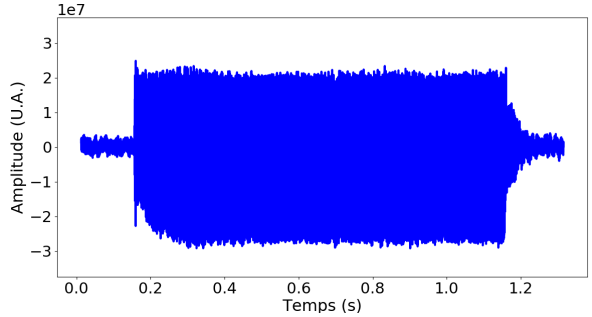

FIGURE 3.23 – Signal sinusoïdal à 1 kHz émis par un mono-élément et reçu par un autre mono-élément, placé à 1 m.

émission et en réception. Ainsi on peut vérifier que le niveau d'émission produit par l'amplificateur et le mono-élément ne dépasse pas la limitation d'exposition sonore souhaitée de 80 dB(A), citée dans la section précédente.

3.5.2 Lieux et configurations

Les tests de communications sont effectués en intérieur, à l'Institut Langevin, et, plus précisément, dans une salle dédiée aux expérimentations acoustiques (R48), une bibliothèque/salle de réunion (R50), ainsi que les couloirs adjacents à ces deux salles. La figure 3.24 représente l'agencement des lieux. La salle R48 contient des dispositifs expérimentaux et du mobilier, dont

les tailles et les hauteurs varient (bureaux, armoires, etc.), offrant ainsi la possibilité de configurations plus ou moins complexes (obstacles offrant des possibilité de réflexions acoustiques significatives). La salle R50 dispose d'une bibliothèque sur toute sa longueur et de moquette au sol, ce qui atténue fortement les réflexions. Les couloirs, quant à eux, constituent de longs espaces dégagés permettant de multiples réflexions.

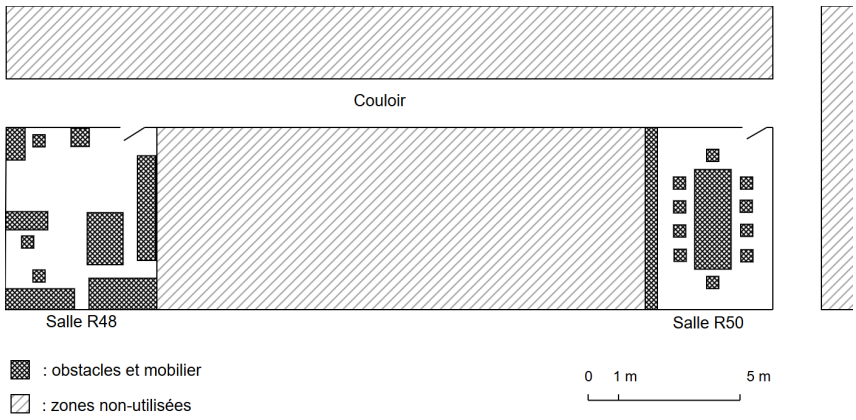

FIGURE 3.24 – Lieux pour l'expérimentation de communications ultrasonores en intérieur.

Dans ce chapitre, la transmission s'effectue entre un mono-élément émetteur et deux mono-éléments récepteurs, sur lesquels on transmettra séparément (configuration MU-SISO). On pourra ainsi réaliser deux mesures par configuration. Chaque position de récepteur sera notée

$$K_y^x, \tag{3.49}$$

où x est la lettre permettant d'identifier la configuration, y, le numéro du récepteur ME_y de la position (1 ou 2), et K, la lettre correspondant au nombre d'entrées du schéma de transmission. Dans ce chapitre, comme nous traitons des schémas SISO, on aura $K = S$.

Les différents types de configuration sont regroupés en trois classes. La première classe de configurations regroupe des communications SISO LOS à courte distance, en R48 (jusqu'à environ 5 m). Les configurations S^a et S^b sont proches de l'émetteur. Dans la première configuration, les deux récepteurs sont à la même distance de l'émetteur alors que, dans la seconde, l'émetteur et les deux récepteurs sont alignés (voir la figure 3.25). Les récepteurs dans la configuration S^c sont plus éloignés de l'émetteur avec un positionnement plus complexe.

La deuxième classe de configurations correspond à des communications SISO LOS à moyenne distance, dans le couloir (jusqu'à environ 15 m). La configuration S^d, pour un positionnement proche de l'axe de l'émetteur, joue sur la distance émetteur-récepteur. Cette configuration est représentée sur la figure 3.26.

La troisième classe réunit des configurations de communications SISO NLOS, dans le couloir et en R50. Dans la configuration S^e, les récepteurs sont proches de l'intersection entre deux couloirs, juste à la limite entre LOS et NLOS. Pour cette configuration, la porte de la salle R50 est fermée. Dans la configuration S^f, un récepteur est dans couloir et l'autre, dans la salle R50, afin de combiner environnements à fortes réflexions et attenants. Enfin, pour la configuration S^g, les deux récepteurs sont dans la salle R50. Pour les deux dernières configurations, la porte de la salle R50 est grande ouverte. Ces configurations sont représentées sur la figure 3.27.

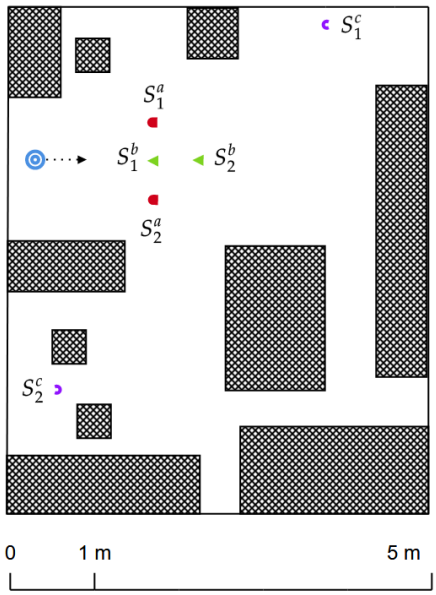

FIGURE 3.25 – Configurations SISO LOS dans la salle R48 entre un émetteur (double cercle bleu) et des récepteurs. Configuration S^a (demi-ellipses rouges) : récepteurs proches de l'émetteur et symétriquement disposés par rapport à l'axe de propagation (flèche pointillée). Configuration S^b (triangles verts) : récepteurs proches de l'émetteur et alignés sur l'axe de propagation. Configuration S^c (arcs de cercle violets) : récepteurs éloignés de l'émetteur et asymétriquement disposés par rapport à l'axe de propagation.

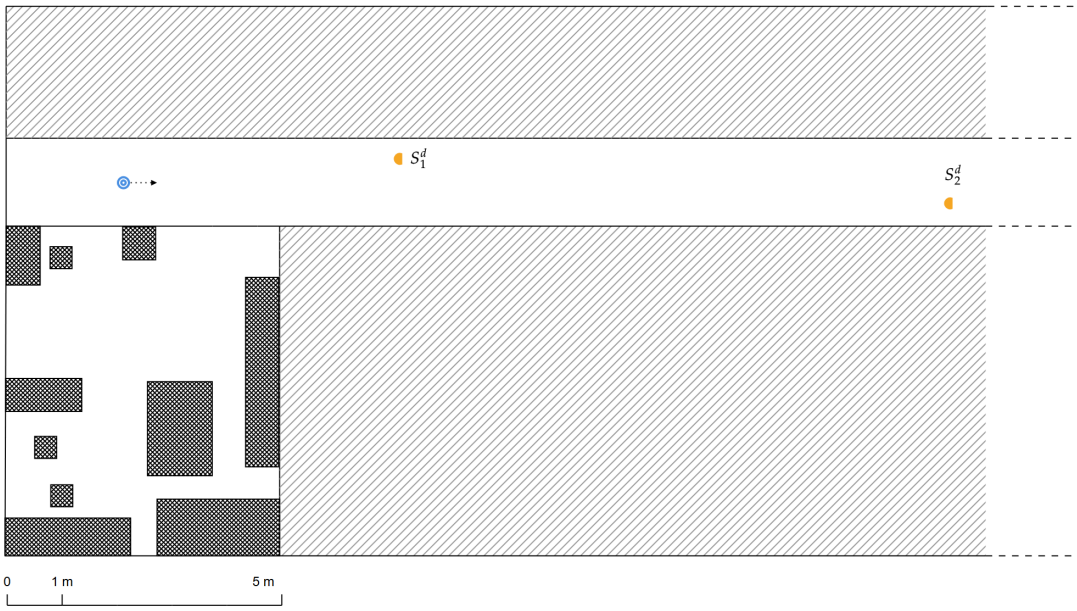

FIGURE 3.26 – Configurations SISO LOS dans le couloir entre un émetteur (double cercle bleu), au centre du couloir, et des récepteurs. Configuration S^d (demi-cercles oranges) : récepteurs symétriquement disposés par rapport à l'axe de propagation (flèche pointillée), éloignés moyennement (1) et fortement (2) de l'émetteur.

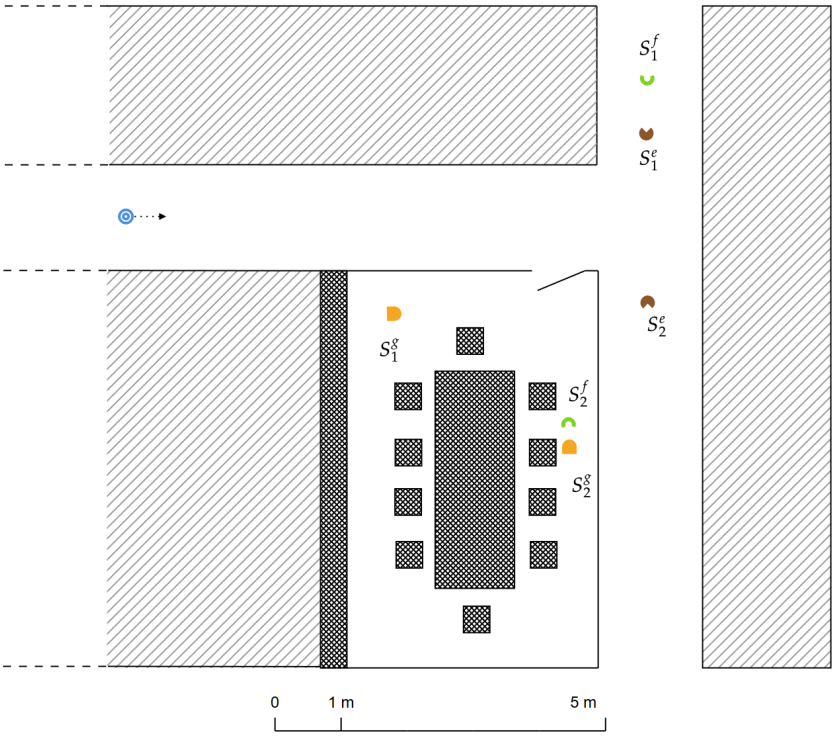

FIGURE 3.27 – Configurations SISO NLOS dans le couloir et en R50 entre un émetteur (double cercle bleu) et des récepteurs. Configuration S^e (camemberts marrons) : récepteurs de part et d'autre de l'intersection et au centre du couloir. Configuration S^f (arcs de cercle verts) : récepteurs d'un côté de l'intersection, au centre du couloir, et en R50, face à la porte. Configuration S^g (demi-ellipses oranges) : récepteurs en R50, face à la porte et devant la bibliothèque.

3.5.3 Résultats de mesures

Protocole expérimental Dans chaque type de configuration, les mesures sont effectuées selon le protocole suivant :

1. synthèse d'un signal avec un chirp de synchronisation, suivi de 5 chirps-symboles, aléatoirement montant ou descendant en fonction des bits à transmettre ;
2. émission du signal via le mono-élément émetteur et récupération du signal enregistré par le mono-élément récepteur cible ;
3. synchronisation par corrélation du signal reçu avec le chirp long de synchronisation ;
4. corrélations de la partie utile du signal (5 chirps aléatoires) avec un chirp montant et un chirp descendant, sur des fenêtres successives (d'une durée égale à celle des chirps) ;
5. décodage par décision du symbole le plus ressemblant ;
6. calcul du BER expérimental par comparaison des bits transmis et reçus ;
7. calcul du RSB expérimental du signal reçu.

Le temps du chirp long de tête est deux fois celui des chirp-symboles, assurant ainsi une bonne synchronisation avant décodage. Pour une même configuration, le BER est estimé à partir de la transmission de 100 trames. Comme on l'a déjà évoqué dans la section 3.4, la précision attendue sur le BER de communications acoustiques est plus faible que celle exigée en communications RF. Cependant, le nombre d'itérations nécessaire pour la validation du modèle, avec une assurance statistique d'environ 10^{-3}, i.e., 5.10^4 itérations (cf. section 3.4), est trop grand. En effet, dans ce cas, le temps de mesure correspondant pour chaque configuration avoisinerait les 80 heures. On choisit donc, après des essais avec différentes valeurs, de fixer le nombre d'itérations par configuration à 100, ce qui correspond à un temps de mesure d'environ 10 minutes. On a ainsi une précision de 4% sur nos résultats.

Le RSB est calculé à partir du rapport entre l'énergie du segment de signal contenant les chirps et celle d'un segment de même taille n'en contenant pas (et ne contenant donc que le bruit ambiant). Pour les deux segments, on aura au préalable appliqué un filtre passe-bande entre 15 kHz et 25 kHz.

Échelle d'évaluation L'expérience acquise grâce aux nombreuses mesures réalisées lors de ce travail nous permet de proposer une échelle qualitative de performances de communication en ultrasons proches. On définit ici la qualité d'une communication en fonction de la valeur du BER r obtenue, en pourcentage. On classe donc, de façon empirique, une communication comme suit :

- parfaite, pour $r = 0\,\%$;
- bonne, pour $0\,\% < r \leqslant 3\,\%$;
- acceptable, pour $3\,\% < r \leqslant 7\,\%$;
- moyenne, pour $7\,\% < r \leqslant 15\,\%$;
- médiocre, pour $15\,\% < r \leqslant 25\,\%$;
- mauvaise, pour $25\,\% < r \leqslant 40\,\%$;
- nulle, pour $40\,\% < r \leqslant 50\,\%$.

La figure 3.28 donne une représentation visuelle de ces différents intervalles de BER.

La valeur maximale d'un BER dans le cas de transmission de valeurs binaires est de 50 %, ce qui équivaut au taux d'erreur du décodage d'un signal aléatoire. Pour le cas parfait, cette valeur est en réalité à nuancer en fonction de la précision sur les mesures. Dans ce chapitre, puisque la précision est de 4%, une communication parfaite correspondra à un BER inférieur ou égal à 4%.

Résultats Pour effectuer ces mesures, l'information utile est encodée avec des chirps de fréquence centrale $f_c = 18.5\,\text{kHz}$, de largeur de bande $B = 1\,\text{kHz}$ et de temps symbole $T =$

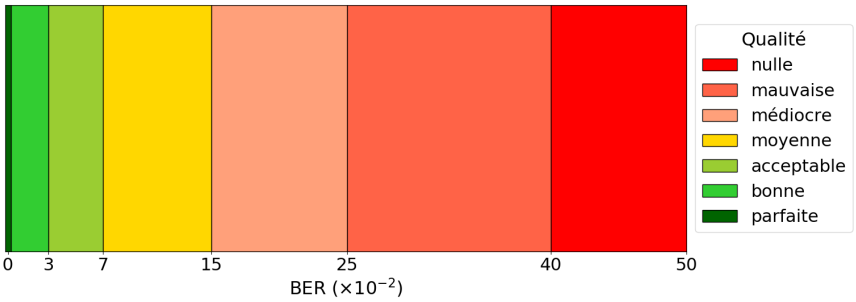

FIGURE 3.28 – Échelle d'évaluation qualitative d'une communication numérique par ultrasons proches dans l'air en fonction du BER.

1536 échantillons ($\sim$ 17 ms), à la fréquence d'échantillonnage $f_e = 88.2$ kHz. Le chirp de synchronisation, aussi appelé chirp long, est un chirp montant qui possède les mêmes paramètres que les autres chirps, à l'exception de son temps symbole, $T = 3072$ échantillons ($\sim$ 35 ms), deux fois plus grand. Le tableau 3.1 regroupe les moyennes de RSB et de BER obtenues, sur toutes les itérations, pour chaque cas de mesure.

Configuration S		a	b	c	d	e	f	g
ME_1	RSB (dB)	51	61	43	39	31	31	28
	BER (%)	0.0	0.0	0.0	0.0	42	0.2	12.6
ME_2	RSB (dB)	55	57	32	48	32	24	24
	BER (%)	0.0	0.0	5.46	0.0	30.4	29.0	42.8

Tableau 3.1 – RSB et BER moyens, pour chaque mono-élément (ME_1 et ME_2), des mesures expérimentales pour les configurations SISO.

Dans les cas de configuration en R48 (a, b, et c), la communication est parfaite, sans erreurs, exception faite de la position S_2^c pour laquelle le mono-élément n'est pas sur le trajet direct de propagation. Pour les configurations d, le couloir pouvant s'apparenter à un guide d'ondes, la communication s'effectue également sans erreurs, même sur des distances plus importantes (15 m). Pour ces huit cas de communication SISO LOS, on observe également que le RSB diminue avec la distance, ce qui est cohérent.

Dans les cas de configuration couloir/R50 (e, f et g), le taux d'erreurs augmente significativement. Cependant, on constate que, malgré une diminution visible du RSB, ce dernier conserve des valeurs assez élevées. Ces résultats peuvent s'expliquer par le caractère NLOS de ces configurations. En effet, s'il n'y a pas de trajet direct entre l'émetteur et le récepteur, un certain nombre de trajets indirects parviennent au récepteur à des instants et des puissances différentes, pouvant ainsi créer des interférences destructives pour l'information contenue dans le signal. Ainsi, des phénomènes d'IES peuvent gêner le décodage et engendrer des augmentations de BER. Néanmoins, la position S_1^f laisse penser que l'un des trajets indirects est nettement prédominant par rapport aux autres, donnant là une communication parfaite ou quasi parfaite. Les mesures S_2^f, S_1^g et S_2^g permettent également de constater le caractère atténuant de la salle R50, avec une diminution accrue du RSB par rapport aux autres configurations NLOS.

Afin d'observer le comportement des communications SISO en mode multi-utilisateurs, on reprend les configurations S^a et S^c. Pour chacune d'entre elles, on transmet simultanément deux signaux aléatoires différents. Les paramètres des chirps sont identiques à ceux utilisés pour les mesures précédentes. Les signaux émis sont également normalisés par rapport à leurs maxima, afin de conserver la même puissance d'émission et ainsi pouvoir comparer les mesures SISO et MU-SISO. Le tableau 3.2 regroupe les moyennes, sur toutes les itérations, de RSB et de BER, pour chaque cas de mesure.

Configuration S		a	c
ME_1	RSB (dB)	51	37
	BER (%)	50.0	53.6
ME_2	RSB (dB)	52	30
	BER (%)	19.8	43.4

Tableau 3.2 – RSB et BER moyens, pour chaque mono-élément (ME_1 et ME_2), des mesures expérimentales pour les configurations MU-SISO.

On observe ici une augmentation significative du BER, entraînant une dégradation de la qualité de la communication de parfaite (acceptable pour S_2^c) à nulle (mauvaise pour S_1^a). En effet, chaque récepteur recevant deux messages superposés, la détection s'avère impossible, sauf quand les symboles superposés sont identiques (en supposant l'absence de saturation). Ce comportement attendu illustre une des limites d'un système SISO de communication.

3.6 Validation expérimentale du modèle de BER

Pour terminer ce chapitre, on se propose de comparer les prédictions de notre modèle de BER présenté ci-dessus aux mesures expérimentales. Des mesures réelles de BER, en fonction du RSB, pour un schéma de transmission SISO et pour une valeur de temps symbole choisie parmi celles utilisées pour la validation par simulation, viendront donc renforcer cette dernière. Le dispositif expérimental, installé dans la salle R48 et dont la partie émettrice est représentée figure 3.29, se compose de trois mono-éléments. Le premier mono-élément, est utilisé pour émettre les chirps, à intensité constante. Le deuxième mono-élément, placé au dessus du premier, permet d'émettre un bruit blanc gaussien continu, dont on fera varier l'intensité. Le troisième mono-élément, placé face aux deux précédent, à 1.5 m, est quant à lui utilisé comme récepteur. La disposition des deux mono-éléments émetteurs est telle que la colocalisation des émissions est maximisée autant que possible. Ainsi, on peut considérer les signaux émis des deux premiers mono-éléments vers le troisième comme ayant des trajets de propagation et une atténuation similaires.

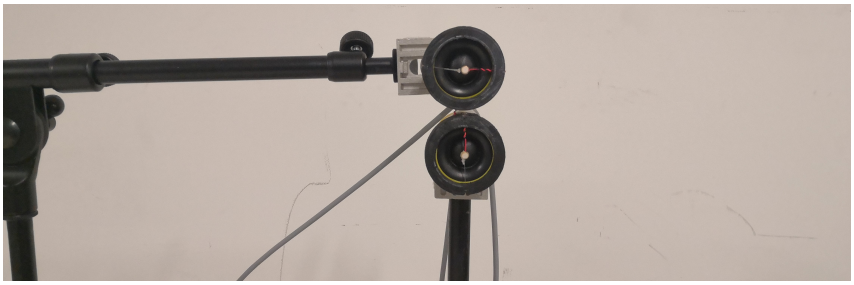

FIGURE 3.29 – Partie émettrice du dispositif expérimental de validation du modèle de BER ; chirp et bruit blanc gaussien émis par les deux mono-éléments.

Protocole expérimental Le protocole expérimental qui permet de réaliser ces mesures débute par un enregistrement de 20 s du bruit ambiant de la salle, qu'on appellera bruit inhérent. Ensuite, un signal, constitué de chirps montants, espacés de 50 ms, est synthétisé pour le premier mono-élément, tandis qu'un signal, constitué de bruit blanc gaussien, est synthétisé pour le deuxième mono-élément. Ces signaux, d'une durée de 30 s, sont tels que, lorsqu'ils sont émis simultanément, on obtient un signal sécable en quatre parties distinctes. On a tout d'abord le bruit inhérent, puis le bruit inhérent et une série de chirps, ensuite le bruit inhérent et le bruit blanc ajouté et enfin une série de chirps, le bruit inhérent et le bruit blanc ajouté. Ce découpage permet une évaluation fiable du RSB à la réception, i.e., le rapport de l'énergie des chirps moins

celle du bruit inhérent sur l'énergie du bruit inhérent et du bruit ajouté. Le RSB est calculé après filtrage dans la bande de fréquence des chirps. Le décodage et le calcul du BER sont effectués sur la dernière partie du signal, contenant, pour la durée choisie ici, 520 chirps. Une voie de contrôle reçoit également le même signal que celui émis par le premier mono-élément, et ce afin de vérifier la synchronisation pour le décodage.

La mesure est répétée en augmentant progressivement l'intensité du bruit blanc gaussien sur le deuxième mono-élément. Les chirps utilisés ont un temps symbole $T = 1536$ échantillons, pour une fréquence d'échantillonnage $f_e = 88.2\,\text{kHz}$, soit environ 17 ms, une fréquence centrale $f_c = 18.5\,\text{kHz}$ et une largeur de bande $B = 1\,\text{kHz}$.

Résultats Comme expliqué ci-dessus, on commence par étudier le bruit ambiant de la salle dans laquelle on va réaliser la validation expérimentale de notre modèle de BER. Le spectre de ce bruit ambiant est représenté sur la figure 3.30, pour une configuration sans émission du dispositif expérimental ou altération du canal de propagation. On identifie un niveau de bruit important dans les basses fréquences ($< 5\,\text{kHz}$), correspondant principalement au système d'aération de la salle. Dans la zone des ultrasons proches, et plus particulièrement dans la bande de fréquence autour de f_c, le bruit ambiant de la salle est très faible et constant. Ainsi, ce dernier pourra être évalué et son énergie retranchée de celle des chirps pour un calcul du RSB plus précis.

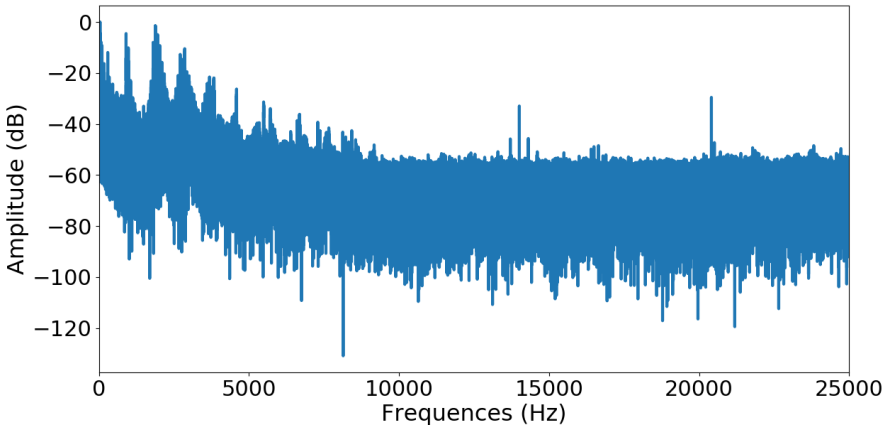

FIGURE 3.30 – Spectre du bruit ambiant de la salle R48 sans altération du canal de propagation sur une durée de 20 s.

Le BER expérimental moyen, estimé à partir de la transmission de 520 chirp-symboles, pour chaque niveau de bruit, est représenté sur la figure 3.31. Il est superposé au résultat analytique du BER, présenté à la section précédente, pour un temps symbole $T = 768$ échantillons à une fréquence d'échantillonnage $f_e = 44.1\,\text{kHz}$.

En première observation, on peut voir que les résultats expérimentaux obtenus valident notre modèle de BER. En effet, on obtient un comportement très proche de celui donné par le modèle, avec une faible dispersion des valeurs mesurées par rapport aux mesures analytiques. Pour le cas présent, on calcule une erreur absolue moyenne d'environ 9 % des valeurs expérimentales par rapport au modèle. Cette vérification, complémentaire des simulations effectuées à la section 3.4, permet donc de confirmer la justesse du modèle proposé.

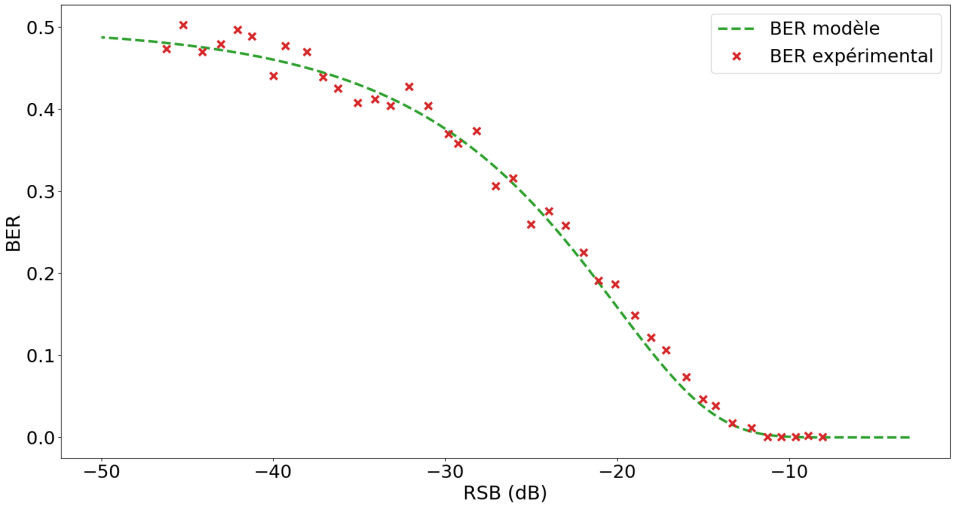

FIGURE 3.31 – BER expérimental moyen en fonction du RSB comparé au modèle de BER : 520 chirps par niveau de RSB, de temps symbole $T = 1536$ échantillons à $f_e = 88.2$ kHz.

3.7 Conclusion

Ce chapitre a permis d'évaluer les capacités et les limites des communications SISO, en intérieur, qui utilisent des ultrasons proches.

On a montré, dans la section 3.2, que l'utilisation de chirps linéaires montant et descendant, comme symboles, permet de réaliser des communications robustes face au bruit. Cette modulation permet un décodage simple par corrélation avec les chirps. Le prix de cette robustesse, illustré par les résultats du modèle de BER dans la section 3.4, est un débit réduit, puisque directement lié au temps symbole. Afin d'améliorer les capacités de communication, la section 3.3 propose deux types d'optimisation : le recouvrement de symboles et l'élargissement du dictionnaire de symboles de 2 à 6 éléments. La première approche permet de réduire l'intervalle entre 2 symboles d'environ 25 %, tout en conservant une puissance d'émission constante. La seconde ajoute 4 symboles, issus de modulations de fréquence non-linéaires, aux 2 symboles issus de la modulation de fréquence linéaire déjà utilisés. Le débit se voit ainsi multiplié par 3. Néanmoins cette dernière approche est plus sensible au bruit.

Ensuite, la section 3.5 propose le développement d'un dispositif expérimental permettant l'émission et la réception de signaux contenant des ultrasons proches. La pierre angulaire de ce dispositif est le développement d'un mono-élément émetteur/récepteur. La mobilité du dispositif a permis la réalisation de mesures dans diverses configurations physiques de communication SISO en intérieur. De fait, ce système se révèle ensuite tout à fait adapté pour des communications intérieures SISO, en configuration LOS et pour les cas où le récepteur se trouve dans l'angle d'ouverture de l'émetteur, comme le montrent les résultats présentés dans le tableau 3.1. En sortant de la zone couverte par l'angle d'ouverture de l'émetteur, la dégradation du BER (autour de 5 %) met en lumière des communications considérées comme acceptables. Ce phénomène peut s'expliquer par l'absence d'un trajet direct de propagation et la présence de plusieurs trajets indirects, engendrant par conséquent l'apparition d'IES. Dans les cas de configurations NLOS, exception faite du cas où l'un des trajets indirects semble prédominant (cf. position S_1^f), la dégradation s'accentue et mène à des communications considérées comme mauvaises voire nulles. Ces résultats suggèrent que le système expérimental tel que présenté dans ce chapitre n'est pas adapté aux communications en configuration NLOS.

Le dispositif a permis également d'effectuer une validation expérimentale du modèle de BER introduit à la section 3.4. En comparant les résultats expérimentaux au modèle de BER proposé précédemment, on observe des comportements similaires et cohérents avec les résultats issus des

intégrations numériques (cf. figure 3.14) pour les configurations LOS dans l'angle d'ouverture de l'émetteur (i.e., en excluant la position S_2^c). Cependant, dans les cas de configuration LOS hors de l'angle d'ouverture de l'émetteur et NLOS, on voit que le modèle n'est plus adapté. En effet, la notion de multi-trajet n'est pas intégrée au modèle.

Enfin, on montre que le dispositif expérimental avec les paramètres choisis n'est pas capable d'effectuer des communications multi-utilisateurs. Les résultats présentés dans le tableau 3.2 montrent bien que des communications, précédemment réalisées avec un BER de 0 %, voient ce dernier augmenter radicalement, pour atteindre environ 20 % à 50 %. En effet, les mono-éléments récepteurs ne disposent pas d'information qui pourrait leur permettre de séparer deux signaux mélangés leur parvenant simultanément avec la même amplitude. Afin de pouvoir communiquer simultanément, et de manière efficace, avec deux mono-éléments récepteurs, l'une des solutions envisagées est l'amélioration de la partie émettrice de la chaine de transmission.

Ainsi, l'émission par une antenne constituée de plusieurs mono-éléments pourrait permettre l'amélioration de la qualité, d'une part, de communications dans des configurations NLOS et, d'autre part, de communications multi-utilisateurs. Le chapitre suivant étudie cette possibilité.

4 Communications multi-éléments

4.1 Introduction

Un système de communication SISO, en ultrasons proches, tel que présenté dans le chapitre 3, permet la réalisation de communications aéroportées en ultrasons proches de bonne qualité pour des configurations LOS. Cependant, on a montré que des communications de cette qualité, effectuées à l'aide de mono-éléments, ne sont pas possibles pour des configurations NLOS, ainsi que pour des communications multi-utilisateurs.

Pour tenter de pallier ces inconvénients, on cherche à améliorer l'utilisation de la puissance de l'émetteur et la capacité de contrôle de la directivité du champ acoustique émis. Le passage d'un mono-élément à une antenne, constituée de plusieurs mono-éléments, permet de répondre à ces besoins. Associée à la méthode de focalisation par retournement du temps, ce réseau constitue un Miroir à retournement temporel (MRT) (cf. section 4.2). Ce dernier permet de réaliser des communications focalisées dans l'espace grâce à la diversité spatiale, i.e., en tirant profit des multi-trajets. Le système de communication ainsi constitué s'inscrit dans la famille des transmissions à multiples entrées (cf. section 3.1). Dans ce chapitre, nous étudions les cas de communications MISO et MU-MISO.

4.1.1 État de l'art

Comme évoqué dans le chapitre 2, les premiers systèmes SONAR ont vu le jour durant la deuxième décennie du XXème siècle. Les avancées, issues de la recherche militaire, durant la Seconde guerre mondiale permettent le développement de nombreux dispositifs sonores et ultrasonores, mono ou multi-éléments (réseau de récepteurs et/ou d'émetteurs). Par la suite, des travaux sur l'imagerie médicale, e.g., échographie et radiographie [**woo_short_2002**], sont menés. À partir des années 1980, la recherche sur les matériaux piézoélectriques et la miniaturisation des composants électroniques facilitent la fabrication de réseaux de capteurs à encombrement réduit. Le champ d'application des réseaux acoustiques (audible et ultrasons) s'agrandit ; on peux citer leur utilisation en émission, e.g., dans le domaine du spectacle vivant [**bunting_line_2005**], en réception, e.g., dans le domaine de la recherche sur la localisation de sources sonores [**demontis_identification_2019**], ou bien encore en émission et en réception, e.g., pour le contrôle non destructif [**schmerr_fundamentals_2016**].

Que ce soit pour couvrir de grands espaces ou pour améliorer la précision et la maniabilité de petits dispositifs, le contrôle de la directivité de la propagation issue d'un réseau d'éléments est crucial. Il existe plusieurs méthodes pour atteindre ce but. Parmi elles, on peut citer le placement particulier des éléments d'un réseau afin que ce dernier adopte la forme nécessaire au comportement directif souhaité. On retrouve ce cas de figure dans la sonorisation d'évènements et de lieux, avec des réseaux d'enceintes, suspendus et montés en forme de « J », afin de couvrir l'ensemble du public [**bunting_line_2005**]. Un type de contrôle différent, généralement utilisé avec des réseaux linéaires, est le contrôle de phase [**olympus_introduction_2004**]. Cette méthode dote un réseau d'éléments de la capacité de modifier sa directivité électroniquement, sans modifier la disposition des éléments.

Ce procédé est développé pour la première fois en 1946, en radio-astronomie, par M. Ryle et al., pour améliorer la résolution des grands radiotélescopes de Cambridge [**ryle_synthesis_1959**]. Par la suite, cette technique a été appliquée aux systèmes SONAR et échographiques. Le contrôle de phase d'une antenne consiste à appliquer des retards de phase sur les différents éléments qui la composent. Le contrôle de phase permet ainsi d'influer électroniquement sur la directivité des ondes émises ou reçues par l'antenne. De plus, en procédant de la sorte, il n'est plus nécessaire de modifier la forme de l'antenne pour en modifier la directivité [**garcia_line_2012**]. La figure 4.1 illustre, de manière non exhaustive, plusieurs types d'effets possibles sur la propagation

d'une onde émise par une antenne, lorsqu'un contrôle de phase est appliqué à cette dernière. Le principe présenté ici s'applique de la façon analogue à des antennes 2D [**smith__simple__2013** ; **olszewski__steerable__2005**].

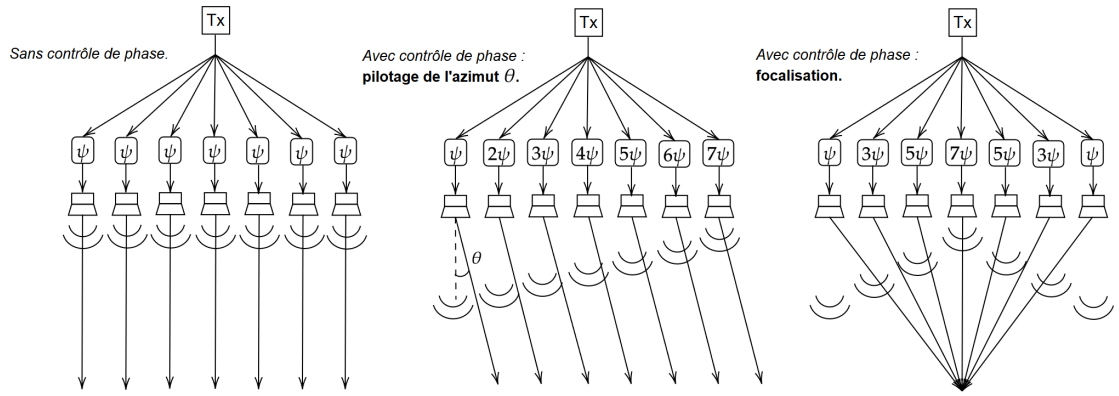

FIGURE 4.1 – Directivité d'une antenne de 7 éléments sans (figure de gauche) et avec contrôle de phase : pilotage de l'azimut θ (figure du centre) et focalisation (figure de droite).

La focalisation, comme présentée sur le schéma de droite de la figure 4.1, est réalisable via diverses méthodes. La plus simple d'entre elles est la formation de voies, qui permet de focaliser une onde dans un milieu homogène. Dans ce chapitre, nous nous intéresserons en particulier à la technique de retournement temporel (miroir à retournement temporel). Mise au point dans les années 1990 au sein du laboratoire Ondes et images de l'ESPCI par Mathias Fink et al. [**fink__time__1992** ; **fink__time__1992-1** ; **cassereau__time-reversal__1992**], cette technique permet de réaliser une focalisation quel que soit la complexité du milieu. Elle trouve de nombreuses applications dans des domaines tels que l'imagerie médicale, le contrôle non destructif ou encore les télécommunications. Le retournement temporel permet de réaliser une focalisation spatio-temporelle ; Matthieu Davy [**davy__application__2010**] en donne la description suivante : « Un processus de retournement temporel consiste à imposer des conditions aux limites appropriées afin qu'un système puisse évoluer en chronologie inverse, c'est-à-dire que le film de son évolution se rembobine pour revenir à sa situation initiale ». Ainsi, la connaissance d'un signal émis par une source permet de renvoyer ce même signal, inversé temporellement, à la position de ladite source. On distingue donc deux étapes dans ce processus. Dans un premier temps, une phase d'écoute, qu'on pourrait qualifier d'apprentissage, permet au réseau d'acquérir le signal émis par une source. Dans un second temps, le même réseau émet le retourné temporel de ce qu'il a précédemment enregistré, créant ainsi un effet miroir et, ainsi, une focalisation spatiale et temporelle au point source.

La focalisation par retournement temporel présente l'avantage, par rapport à d'autres méthodes (contrôle de phase, géométrie spécifique, etc.), de focaliser en un point de l'espace sans connaître à priori la position de ce point. Cete proriété reste valable dans les environnements fortement réverbérants, où la focalisation est d'autant plus précise que le nombre de multi-trajets est important. Cependant, en contrepartie, le retournement temporel nécessite un réseau émetteur-récepteur et une phase d'apprentissage. Depuis les années 2000, de nombreux travaux de recherche ont étudié l'utilisation du retournement temporel pour effectuer des communications acoustiques en milieu fortement réverbérant. Parmi eux, on peut citer les travaux de J. V. Candy et al., qui ont étudié les performances d'un système de communication SISO [**candy__time-reversal__2004**] et MISO [**candy__multichannel__2005**] en environnement réel réverbérant (cage d'escalier) et pour des fréquences du domaine audible.

4.1.2 Objectifs

Ce chapitre présente l'étude d'une technique de communication multi-éléments aéroportée en ultrasons proches à l'aide d'un MRT. De même que pour le chapitre 3, la méthode de codage d'une information binaire est fondée sur l'utilisation de chirps linéaires. On cherche, d'une part, comme précédemment, à améliorer le débit et à évaluer finement les capacités et les limites d'une telle configuration. D'autre part, on cherche également à améliorer la communication pour des configurations LOS et NLOS.

Ce chapitre s'articule en 7 sections. Tout d'abord, après l'introduction de l'utilisation des antennes acoustiques et des méthodes de contrôle de la directivité associées, évoquées à la section 4.1, la section 4.2 présente plus en détail le fonctionnement du processus de retournement temporel et son application pour réaliser une focalisation avec un système de communication MISO. Une généralisation du modèle de BER présenté au chapitre 3 est ensuite proposée dans la section 4.3.

Puis, la section 4.4 est dédiée au dispositif expérimental permettant la réalisation de communications en ultrasons proches MISO et MISO-MU dans l'air. De manière analogue à la section 3.5, le prototype que nous avons développé est caractérisé acoustiquement en chambre anéchoïque. Les configurations en intérieur, pour partie identiques à celles du chapitre 3, que nous avons retenues pour les mesures expérimentales de communications sont détaillées. Pour chacune d'entre elles, les résultats de BER obtenus en fonction du RSB sont présentés.

Ensuite, la section 4.5 étudie l'impact de la réduction du temps symbole sur la qualité des communications pour plusieurs configurations en intérieur présentées dans la section précédente.

La section 4.6 étudie, quant à elle, la robustesse à la mobilité et à la stationnarité du canal et son impact sur la qualité de communication pour différents schémas de transmission.

Enfin, la section 4.7 est dédiée à la conclusion de ce chapitre 4.

4.2 Retournement temporel

Dans cette partie, on explicite plus en détail le processus de retournement temporel, la construction d'un MRT et l'utilisation de ce dernier à des fins de communication.

4.2.1 Renversement du temps

L'équation de propagation, sans source, d'un champ acoustique $p(\vec{r})$, au point $\vec{r}$, s'écrit

$$\rho(\vec{r})\vec{\nabla}\left(\frac{1}{\rho(\vec{r})}\left(\vec{\nabla}p\right)\right) - \frac{1}{c(\vec{r})^2}\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = 0, \tag{4.1}$$

où $c(\vec{r})$ est la célérité de l'onde et $\rho(\vec{r})$ est la masse volumique du milieu au point $\vec{r}$. Cette équation est invariante par renversement du temps, du fait de la dérivée seconde par rapport au temps. En effet, considérons une source générant une onde divergente, notée $p(\vec{r},t)$. L'invariance par renversement du temps signifie que, si $p(\vec{r},t)$ est solution de l'équation (4.1), alors $p(\vec{r},-t)$ est également solution de cette même équation. Les ondes $p(\vec{r},t)$ et $p(\vec{r},-t)$ sont respectivement appelées onde directe et onde duale. Ainsi, l'onde duale converge vers le point source de l'onde directe, peu importe la complexité du milieu de propagation, tant qu'aucun phénomène dissipatif intense, et donc ne pouvant être négligé, n'intervient.

On pourrait penser que la solution $p(\vec{r},-t)$ n'est pas physique puisque n'étant pas causale. En réalité, cette condition nécessaire est remplie en considérant des solutions de l'équation (4.1) bornées en temps. En travaillant sur un intervalle de temps fini, e.g., l'intervalle $I_{RT} = [0, T_0]$, la connaissance de l'onde directe $p(\vec{r},t)$, pour $t \in I_{RT}$, permet alors de générer l'onde duale $p(\vec{r}, 2T_0 - t)$, dont la génération débute au temps T_0 et se termine au temps $2T_0$. La figure 4.2 illustre une onde directe, allant d'un point source S à un point M, dans un intervalle de temps fini, et l'onde duale associée parcourant le chemin inverse.

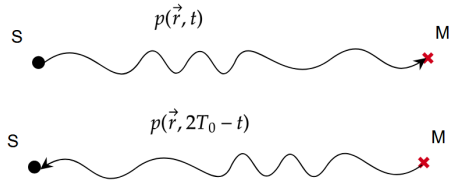

FIGURE 4.2 – Propagation d'une onde directe $p(\vec{r},t)$ entre un point source S et un point M, dans un intervalle de temps fini $I_{RT}=[0,T_0]$, et son renversé temporel, l'onde duale $p(\vec{r},2T_0-t)$.

4.2.2 Miroir à retournement temporel

Dans la pratique, reste à savoir comment engendrer ce champ retourné temporellement. Pour cela, M. Fink et al. proposent le concept de cavité à retournement temporel, qui utilise le principe de Huygens. La cavité est constituée d'une surface de contrôle fermée Γ, délimitant un volume dans lequel on cherche à retourner le champ. Dans la première étape du retournement temporel, le champ émis par une source au sein de la cavité est enregistré en fonction du temps en tout point de Γ. Dans un second temps, chaque point de la surface réémet en chronologie inverse le champ enregistré. M. Fink et al. montrent alors que la solution $p(\vec{r},-t)$ est engendrée au sein du volume de la cavité [**cassereau_time-reversal_1992**]. En réalité, il n'est pas nécessaire de capter le champ en chaque point, mais, d'après le théorème de Shannon-Nyquist, un échantillonnage toutes les demi-longueurs d'onde (ou plus exactement de la plus petite longueur d'onde présente sur le réseau) est suffisant. Néanmoins, la réalisation d'une telle cavité à retournement temporel nécessiterait un nombre faramineux d'éléments. En effet, ce dernier croit avec le carré de la taille caractéristique sous-tendant le volume à contrôler.

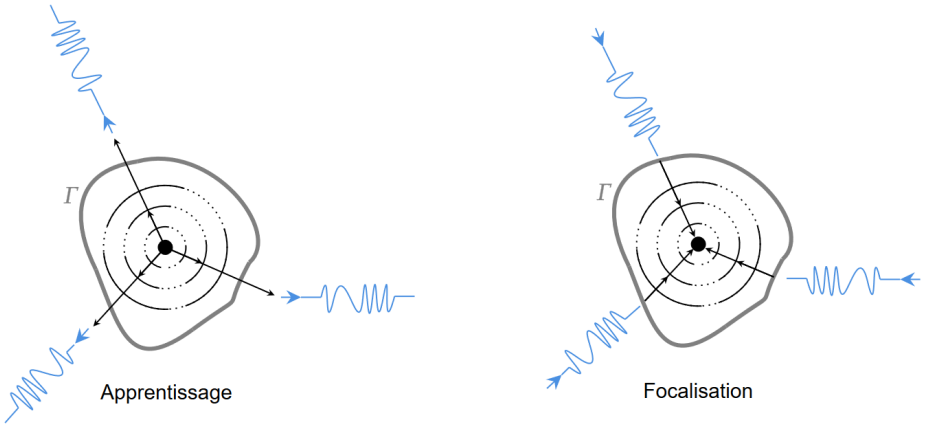

FIGURE 4.3 – Phases d'apprentissage (à gauche) et de focalisation (à droite) du retournement temporel dans une cavité délimitée par une surface de contrôle Γ.

C'est pour cette raison que M. Fink et al. ont introduit les miroirs à retournement temporel (MRT). Un MRT est un ensemble d'émetteurs-récepteurs représentant une fraction de la surface de contrôle Γ. Un MRT, après l'acquisition d'une onde directe, permet alors de générer une approximation de $p(\vec{r},-t)$. Plusieurs mises en œuvre expérimentales ont permis de montrer que cette approximation était suffisante pour réaliser une bonne focalisation [**fink_time_1997** ; **cassereau_limits_1990**]. Cette méthode de focalisation adaptative a également été étudiée dans des environnements complexes, e.g., des forêts de tiges ou des cavités chaotiques [**derode_robust_1995** ; **draeger_onechannel_1997**]. Les domaines d'application du miroir à retournement temporel

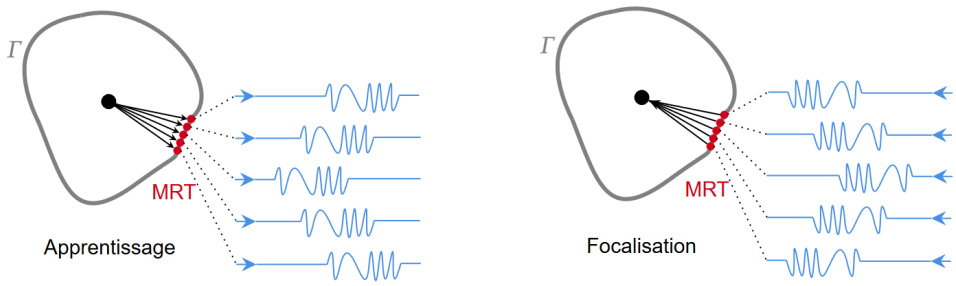

FIGURE 4.4 – Phases d'apprentissage (à gauche) et de focalisation (à droite) du retournement temporel avec un MRT, i.e., une fraction de la surface de contrôle Γ d'une cavité.

sont nombreux. Parmi eux on peut citer, par exemple, le contrôle non-destructif [**chakroun_time_reversal_**] l'hyperthermie [**thomas_ultrasonic_1996**], la génération d'onde de choc [**thomas_time_reversal_1996**] ou encore l'imagerie [**wang_synthetic_2004**]. Les figures 4.3 et 4.4 donnent des représentations des deux étapes du processus de retournement temporel, dans une cavité et avec un MRT.

4.2.3 Retournement temporel et télécommunications

Suite au succès du transfert de données entre deux navires en utilisant un MRT [**edelmann_inital_2002** ; **song_overview_2016**], ce dernier est devenu un domaine de recherche majeur dans le domaine des communications. Alors que les réflexions interfèrent dans les communications sans fil classiques, des expériences à l'échelle ultrasonique ont montré que le MRT tire profit de ces multi-trajets, même dans des environnements fortement multi-diffuseur [**derode_taking_2003**]. De plus, il a été montré que l'utilisation d'un MRT améliore le caractère robuste du canal [**el-sallabi_experimental_2010**]. En effet, comme le montre T. Dubois [**dubois_application_2013**], son utilisation permet :

- une forte réduction des phénomènes d'IES ;
- une mise en place simplifiée de systèmes multi-antennes sans codage spécifique ;
- des interférences entre utilisateurs (IEU) très faibles ;
- une sécurisation accrue .

Pour mettre en évidence ces propriétés, nous allons tout d'abord montrer que le retournement temporel consiste à appliquer un filtrage adapté aux données à transmettre.

Étape d'apprentissage Au cours de cette étape, le point S sur lequel on cherche à focaliser par retournement temporel émet un signal connu, noté $x(t)$. Le signal $y(t)$ enregistré sur un élément du MRT à la position M peut s'écrire en fonction de la réponse impulsionnelle $h_{SM}(t)$ du milieu, i.e., du canal entre les points S et M :

$$y(t) = x(t) * h_{SM}(t) + w(t), \tag{4.2}$$

où $*$ est l'opérateur de convolution et $w(t)$ un bruit supposé blanc, additif et gaussien. Une opération de déconvolution, par exemple par corrélation, du signal reçu $y(t)$ par le signal émis $x(t)$ permet d'extraire (une approximation de) la réponse impulsionnelle $h_{SM}(t)$ du milieu. Dans la terminologie des radio-communications numériques, on dit que cette opération d'apprentissage permet au MRT de « sonder » le canal de propagation. On supposera ici une estimation parfaite de $h_{SM}(t)$, qui n'est ainsi pas dégradée par la présence du bruit.

Étape de focalisation Au cours de cette étape, on émet, du point M, la convolution du signal $s(t)$ à focaliser avec la réponse impulsionnelle du milieu, renversée temporellement et

notée $h_{SM}(-t)$. Le signal $z(t)$, reçu au point S, s'écrit

$$z(t) = [s(t) * h_{SM}(-t)] * h_{MS}(t) + w(t), \tag{4.3}$$

où, cette fois, $h_{MS}(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal entre les points M et S. Comme on supposera ici que le milieu de propagation est réciproque, les réponses impulsionnelles $h_{SM}(t)$ et $h_{MS}(t)$ sont égales. En introduisant $h(t) = h_{SM}(t) = h_{MS}(t)$, le signal émis $s(t)$ est donc filtré par la fonction de transfert $h(-t) * h(t)$. Le retournement temporel est ainsi un filtre adapté vis-à-vis de la réponse impulsionnelle du milieu.

Multi-éléments et retournement temporel Si on considère maintenant le cas d'un MRT constitué de N éléments émetteurs-récepteurs et un élément distant sur lequel on souhaite focaliser, on se trouve exactement dans le cas d'un schéma de transmission MISO. L'étape d'apprentissage permet d'extraire, non pas une réponse impulsionnelle, mais toutes les réponses entre le point S et les points M_i du MRT. En notant ces réponses $h_i(t)$, $i \in [1, N]$, le signal focalisé sur S, $z(t)$, s'écrit alors

$$z(t) = s(t) * \sum_{i=1}^{N} h_i(-t) * h_i(t) + w(t). \tag{4.4}$$

Lorsque les conditions sont réunies, si le milieu est non dissipatif et que le nombre d'ouvertures est infini, i.e., que le nombre de points d'acquisition de l'étape d'apprentissage est infini, cette expression est exacte. Si ces conditions ne sont pas remplies, il a été montré qu'un milieu complexe (d'autant plus que la bande passante est large) aide à maintenir la validité de cette expression [**fink_time_1992** ; **cassereau_time-reversal_1992**]. On a alors

$$\sum_{i=1}^{N} h_i(-t) * h_i(t) \approx A\delta(t) \tag{4.5}$$

où A représente l'amplitude du filtre, et ainsi

$$z(t) = As(t) + w(t). \tag{4.6}$$

On peut également généraliser cette expression au cas d'un schéma de transmission MISO-MU, où un MRT de N éléments émetteurs-récepteurs communique avec un nombre K d'émetteurs-récepteurs distincts (mono-éléments). Le signal reçu par le p-ème récepteur, pour $p \in [1; K]$, s'écrit alors

$$z_p(t) = \sum_{j=1}^{K} \sum_{i=1}^{N} s_j(t) * h_{ji}(-t) * h_{ip}(t) + w(t), \tag{4.7}$$

où h_{ji} est la réponse impulsionnelle du milieu entre l'utilisateur à la position S_j et l'élément i du MRT. La figure 4.5 représente, dans une configuration multi-éléments, l'émission et la réception des étapes d'apprentissage et de focalisation d'un MRT vers le p-ème mono-élément. En séparant le signal focalisé sur le p-ème récepteur des autres, on peut écrire

$$z_p(t) = \underbrace{s_p(t) * \sum_{i=1}^{N} h_{ip}(-t) * h_{ip}(t)}_{\text{ⓐ}} + \underbrace{\sum_{j=1, j\neq p}^{K} \sum_{i=1}^{N} s_j(t) * h_{ij}(-t) * h_{ip}(t)}_{\text{ⓑ}} + w(t). \tag{4.8}$$

Le terme ⓐ de l'équation (4.8) représente le signal focalisé sur le p-ème récepteur. La convolution des réponses impulsionnelles est une opération d'autocorrélation. Leur somme convoluée au signal $s_p(t)$ engendre une focalisation spatio-temporelle sur le p-ème récepteur, i.e., une concentration d'énergie à ce point. La compression temporelle qui en résulte permet de réduire très fortement les probabilités d'apparition d'IES.

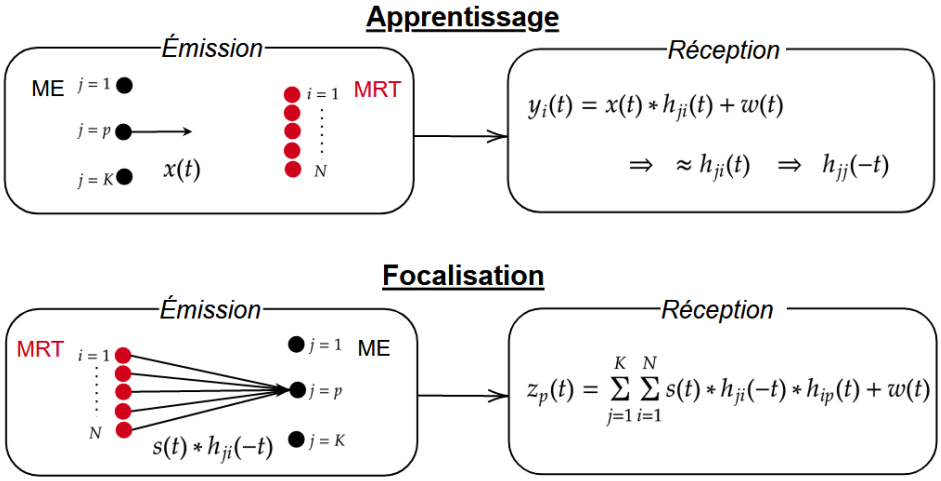

FIGURE 4.5 – Focalisation d'un signal $s(t)$ par retournement temporel réalisé avec un MRT de N éléments sur le p-ème mono-élément.

Le terme ⓑ de l'équation (4.8) est un terme d'interférence qui résulte des focalisations sur les autres récepteurs que le p-ème. La convolution des réponses impulsionnelles est ici une opération d'intercorrélation. Dans le cas d'un espace libre, ces interférences vont résulter de la présence de lobes de réseaux. Dans un espace complexe où les canaux considérés sont décorrélés, les interférences seront aléatoires.

Afin de quantifier ce phénomène, on utilise le rapport « signal sur interférences » (RSI), noté $RSI_p(t)$, de l'énergie du signal focalisé E_p^a à l'énergie des interférences E_p^b, au point du p-ème récepteur [**naqvi_application_2009**]. Lors du décodage de l'information à la réception, i.e., à l'instant de décision $t = t_d$, le RSI s'écrit

$$RSI_p(t_d) = 10 \log_{10} \frac{E_p^a(t_d)}{E_p^b(t_d)}. \tag{4.9}$$

Plus la valeur du RSI est élevée, plus le risque d'IEU est faible. Dans le cas d'une antenne, le signal sur le récepteur est engendré par les interférences constructives des champs émis par les N éléments. L'énergie est alors donnée par

$$E_p^a \propto N^2. \tag{4.10}$$

Les interférences résultent des contributions dues aux $K-1$ autres focalisations par les N émetteurs. Dans le cas sus-mentionné d'un milieu complexe, l'énergie de la somme de ces interférences aléatoires est alors donnée par

$$E_p^b \propto N(K-1). \tag{4.11}$$

L'efficacité d'un MRT est donc limitée par le nombre d'utilisateurs sur lesquels ce dernier peut focaliser par rapport à son nombre d'éléments. Plus le nombre d'éléments de l'antenne est grand devant le nombre d'utilisateurs, plus le RSI est fort, i.e., plus l'IEU est faible, et inversement. Dans le cas d'un RSI élevé, aucune implémentation particulière pour le décodage à la réception n'est nécessaire. La probabilité d'interception et de décodage en tout point différent de celui de focalisation est alors très basse.

Plusieurs méthodes, autres que le retournement temporel, permettent de compenser, ou d'éviter, l'IES et l'IEU bien plus efficacement que ce dernier. Parmi ces méthodes, on peut citer, de manière non exhaustive, le filtrage inverse (*zero forcing*) [**smalley_equalization_1994**] ou encore des méthodes optimales d'estimation de l'erreur, e.g., l'estimateur MMSE [1] [**dysto_communication_20**
Cependant, cette compensation se fera au détriment de l'énergie focalisée.

1. MMSE : abréviation du terme anglais Minimum Mean Square Error.

4.3 Modèle de BER multi-éléments

Le modèle de BER présenté dans le chapitre 3 permet de prévoir la valeur du taux d'erreur à la réception, pour une émission mono-élément, en fonction du temps symbole et du RSB.

On cherche à généraliser ce modèle afin de pouvoir l'appliquer dans le cas d'une émission multi-éléments focalisée. On note N le nombre d'éléments constituant l'antenne. Dans le cas idéal, on fait l'hypothèse que les amplitudes des réponses impulsionnelles du canal entre les éléments de l'antenne et le récepteurs sont égales. On en déduit alors que la focalisation par retournement temporel permet une multiplication, d'un facteur N, de l'amplitude à la réception. En reprenant la forme analytique du modèle, i.e., l'équation (3.33), le BER multi-éléments, noté r_N, où l'énergie de chaque élément est la même, s'écrit

$$r_N = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left[\frac{NA\sqrt{C_{nn} - C_{nn'}}}{2\sqrt{p_b}}\right]. \tag{4.12}$$

Ici, les effets dus à l'augmentation de l'énergie (plusieurs éléments) et la focalisation sont confondus. Si maintenant on raisonne à énergie émise constante, quel que soit le nombre d'élément dans le réseau, le BER s'écrit

$$r_N = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left[\frac{\sqrt{N}A\sqrt{C_{nn} - C_{nn'}}}{2\sqrt{p_b}}\right]. \tag{4.13}$$

On s'aperçoit que le BER dépend maintenant de $\sqrt{N}$ au lieu de N. Cette amélioration du BER est due au gain d'antenne. On applique alors la même démarche qui, au chapitre 3, a permis d'écrire l'approximation du modèle de BER, équation (3.44), en partant de sa forme analytique (3.33). Ainsi, l'approximation du modèle de BER multi-éléments (4.13) s'écrit

$$r_N \approx \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left[\frac{1}{2}\sqrt{\frac{NA^2}{2P_B}}\sqrt{BT}\right]. \tag{4.14}$$

Dans le cas où $N = 1$, on vérifie bien qu'on retrouve r, la valeur pour le cas mono-élément, présentée au chapitre précédent, et que, par conséquent, on écrit bien le BER tel que $r_1 = r$.

La figure 4.6 présente les résultats de l'intégration numérique de 4.12. Les valeurs de temps symbole sont identiques à celles utilisées pour le cas du mono-élément (cf. figure 3.14).

En comparant ces résultats à ceux du modèle mono-élément (cf. figure 3.14), on constate que le passage à une émission multi-éléments focalisée améliore significativement les résultats de BER. Ici, dans le cas d'une émission sur 8 éléments, on peut observer, par exemple, la valeur de BER pour un RSB de $-40\,\mathrm{dB}$ et un temps symbole $T = 4096$ échantillons. La valeur de BER, pour ces paramètres, est ici de 4 %. En gardant les mêmes paramètres d'observation, on voit que la valeur de BER, dans le cas du mono-élément, est de 40 %. On peut donc établir que le passage d'une émission mono-élément à une émission multi-éléments permet de réduire d'un facteur 10 le BER (pour 8 éléments).

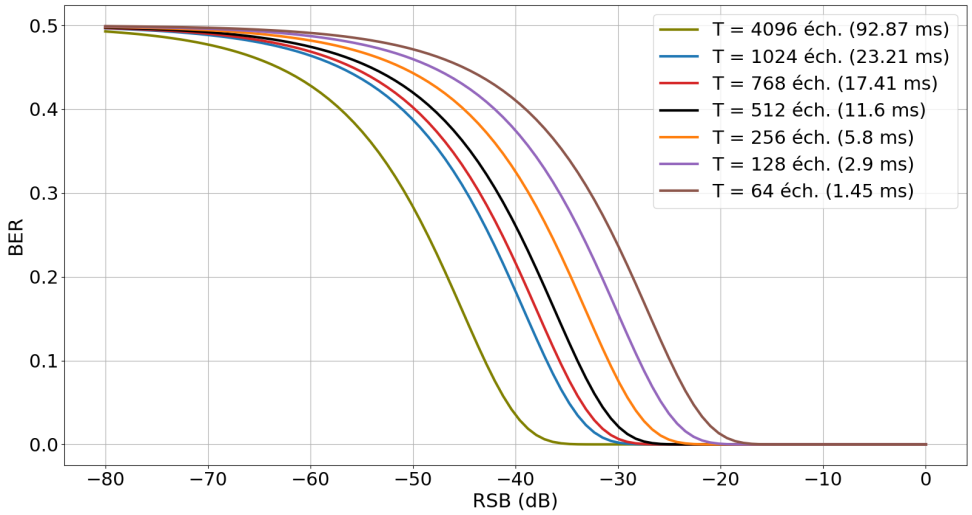

FIGURE 4.6 – Intégration numérique du modèle de BER généralisé à une émission multi-éléments avec $N = 8$, pour plusieurs valeurs de temps symbole ($f_c = 18.5\,\text{kHz}$ et $B = 1\,\text{kHz}$).

4.4 Expériences

Après s'être intéressé, dans le chapitre 3, au dispositif expérimental mono-élément permettant de réaliser des communications SISO, on présente à présent un réseau multi-éléments. Ce réseau est constitué des mêmes éléments que ceux introduits au chapitre précédent (cf. figure 3.17). Comme pour le mono-élément, il est tout d'abord caractérisé en environnement anéchoïque (cf. figure 4.9) afin d'évaluer précisément son rayonnement acoustique. Ensuite, il est utilisé pour réaliser des communications MISO et MISO-MU. Les performances des communications sont comparées à celles des communications SISO.

4.4.1 Dispositif expérimental et méthodes

Une antenne multi-éléments, émettrice-réceptrice, a été développée dans le cadre de cette thèse, afin d'augmenter les capacités du dispositif expérimental de communication SISO.

Antenne multi-éléments Cette antenne multi-éléments est linéaire, de largeur d_{MRT}, et constituée de N éléments (cf. section 3.5), régulièrement disposés, avec un pas d_{ME}. Les mono-éléments utilisés présentent des caractéristiques identiques à celles explicitées dans le chapitre 3 et détaillées dans l'annexe C. Ces derniers sont fixés sur une cornière en aluminium percée à angle droit. Une impression 3D en PLA permet d'assembler la cornière avec un pied de micro, facilitant ainsi sa mise en place. La photographie du réseau est visible sur la figure 4.7.

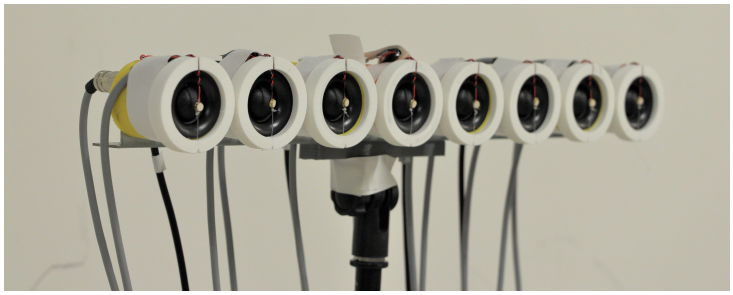

FIGURE 4.7 – Antenne linéaire multi-éléments, de largeur $d_{MRT} = 40\,\text{cm}$ et composée de $N = 8$ mono-éléments, espacés régulièrement d'un pas $d_{ME} = 5\,\text{cm}$.

Chaîne d'acquisition et de génération L'émission et la réception sont effectuées par le même matériel que pour le chapitre 3 (cf. annexes B et C). La figure 4.8 représente la chaîne d'acquisition mise au point dans le cadre de la thèse, pour le cas d'un système de communication multi-éléments. Les nombreuses entrées et sorties de l'ampli, du préampli et de la carte son permettent de transformer le précédent dispositif expérimental mono-élément en dispositif expérimental multi-éléments, sans modifications majeures.

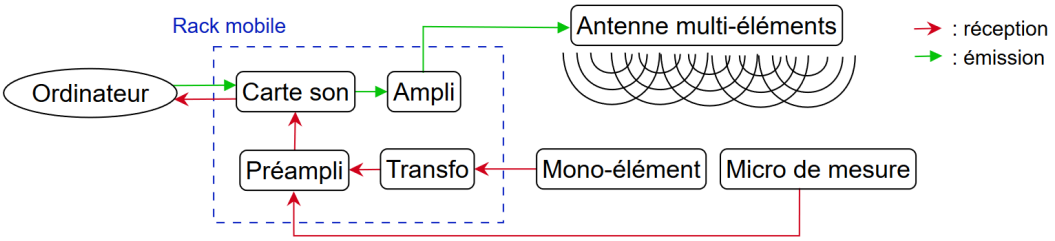

FIGURE 4.8 – Chaîne d'acquisition du dispositif expérimental multi-éléments.

Caractérisation du système Le nouveau dispositif ainsi obtenu est évalué et caractérisé en champ libre, dans la chambre anéchoïque du LAM, de l'Institut Jean ∂'Alembert, sur le campus Pierre et Marie Curie de Sorbonne Université. La figure 4.9 donne un instantané de cette campagne de mesure.

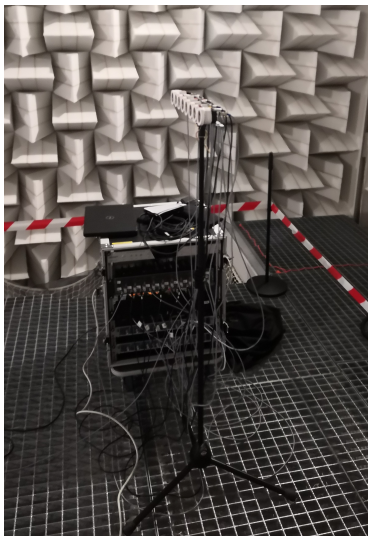

FIGURE 4.9 – Antenne multi-éléments en chambre anéchoïque.

On reprend la configuration de caractérisation du mono-élément du chapitre précédent en remplaçant le mono-élément posé sur une table tournante par l'antenne. L'antenne et le mono-élément sont distants de 3.5 m l'un de l'autre et se trouvent à 1.5 m du plancher en caillebotis métalliques de la chambre anéchoïque. Le protocole de caractérisation est adapté pour ce dispositif multi-éléments. Chaque élément de l'antenne est, dans un premier temps, évalué individuellement, en émission, puis en réception. Dans un second temps, on caractérise l'antenne en émission, i.e., tous les éléments simultanément.

Les diagrammes de directivité des haut-parleurs de l'antenne sont représentés, un par un, sur la figure 4.10. En comparant ces résultats à la caractérisation en émission d'un mono-élément en chambre anéchoïque, comme montrée sur la figure 3.20, on constate que les profils de directivité sont semblables. Ainsi, le couplage inter-éléments est suffisamment faible pour ne pas entraver

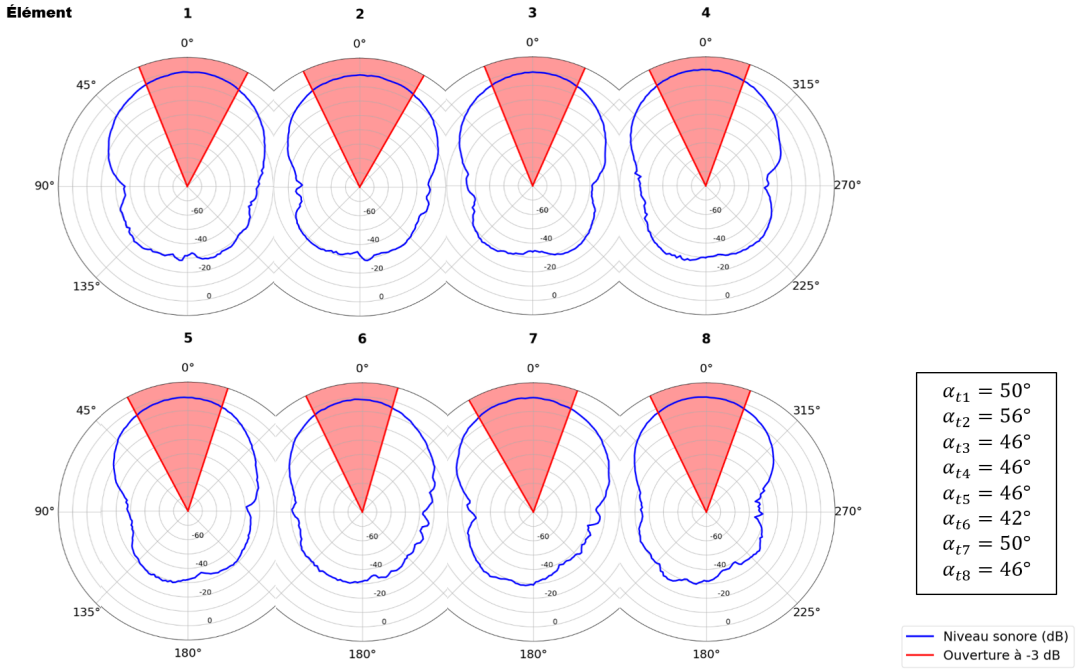

FIGURE 4.10 – Diagrammes de directivité de chaque haut-parleur de l'antenne ($N = 8$ éléments) en chambre anéchoïque. Les haut-parleurs sont excités par un chirp linéaire ($f_c = 19.5\,\text{kHz}$, $B = 1\,\text{kHz}$ et $T = 88200$ échantillons pour $f_e = 88.2\,\text{kHz}$). L'angle d'ouverture moyen est $\alpha_t \approx 47°$.

le bon fonctionnement de chaque mono-élément. On remarque cependant de petites variations d'angles d'ouverture, entre 42° et 56°, pour une moyenne d'environ 47°. Cela peut s'expliquer par les variations dans la réalisation des mono-éléments.

Après les haut-parleurs, nous caractérisons les microphones (EMC). Les diagrammes de directivité des ECM de l'antenne sont représentés, un par un, sur la figure 4.11. En opérant la même comparaison que précédemment, on constate que les profils de directivité sont semblables à celui du mono-élément en réception. De la même manière, on retrouve également de petites variations d'angles d'ouverture, entre 30° et 34°, pour une moyenne d'environ 32°. À la raison de fabrication en série, évoquée précédemment pour expliquer ces variations, vient s'ajouter la fixation de l'ECM à l'aide de fils de nylon qui ne permettent pas d'assurer un parfait parallélisme de la pastille électret avec le haut-parleur.

Pour ces deux campagnes de mesures, les directions et largeurs des lobes principaux, en degrés, sont regroupées dans le tableau 4.1. On peut voir que toutes les directions des éléments, haut-parleurs et ECM, sont voisines de 0°, excepté pour le deuxième ECM, qui présente un décalage, plus important, de 12°. Cet écart, dû à la fixation mécanique imprécise de l'ECM, permet également d'expliquer l'amplitude plus faible du diagramme de directivité (cf. figure 4.11).

		1	2	3	4	5	6	7	8
Haut-parleur	Direction lobe principal	0.0	-1.8	-0.7	1.1	-0.7	-1.3	-0.4	0.19
	Largeur lobe principal	50	56	46	46	46	42	50	46
ECM	Direction lobe principal	0.0	-12	1.9	-0.6	2.6	-2	0.9	0.7
	Largeur lobe principal	32	34	34	32	34	32	30	30

Tableau 4.1 – Directions et largeurs des lobes principaux des diagrammes de directivité des haut-parleurs et ECM de l'antenne.

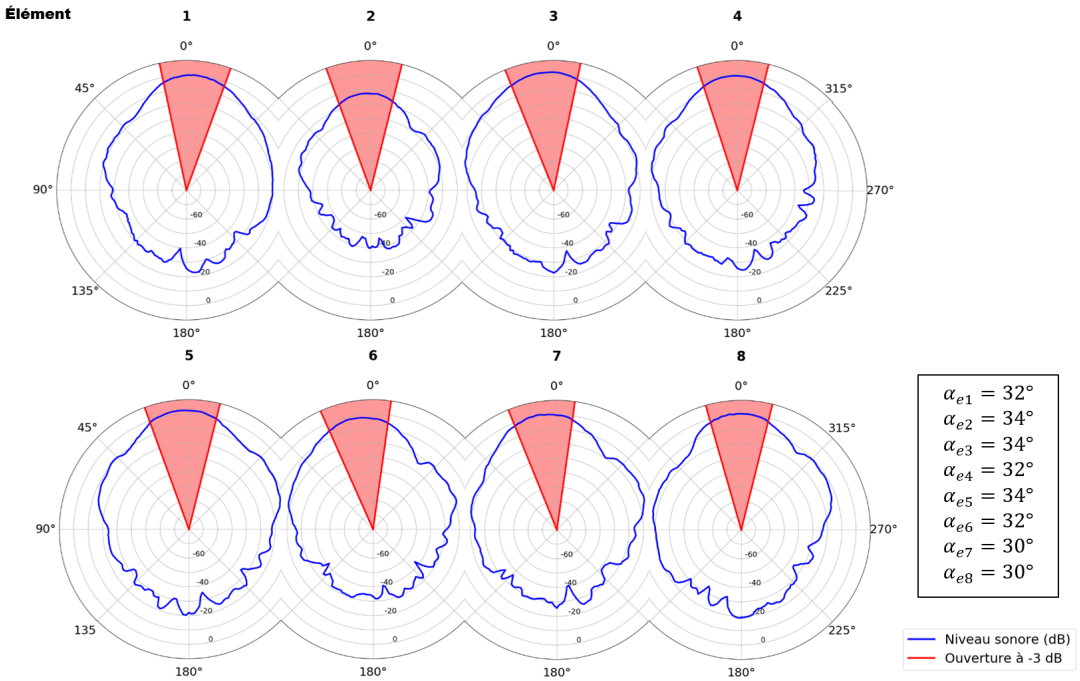

FIGURE 4.11 – Diagrammes de directivité en réception des ECM de l'antenne ($N = 8$ éléments) en chambre anéchoïque obtenus pour un chirp linéaire ($f_c = 19.5\,\text{kHz}$, $B = 1\,\text{kHz}$ et $T = 88200$ échantillons pour $f_e = 88.2\,\text{kHz}$). L'angle d'ouverture moyen $\alpha_e \approx 32°$.

L'antenne a également été caractérisée lorsque tous ses éléments émettent simultanément le même signal. La figure 4.12 représente donc le digramme de directivité de l'antenne dans un tel cas de figure. Le résultat obtenu montre bien les effets d'interférences entre les différents éléments émetteurs de l'antenne, avec l'apparition de lobes de réseaux. Le nombre de lobes, noté N_{lobes}, est égal au nombre entier d'intervalles de Nyquist dans l'espace réciproque $[-\pi; \pi]$, i.e.,

$$N_{lobes} = \left\lfloor \frac{2d_{ME}}{\lambda} \right\rfloor, \tag{4.15}$$

où d_{ME} est l'écart inter-élément et λ la longueur d'onde du signal émis. La position angulaire θ_n du n-ème lobe est donnée par

$$\theta_n = \arcsin\left(\frac{n\lambda}{d_{ME}}\right). \tag{4.16}$$

Pour le cas de signaux à large bande, cet effet est atténué. Or comme nous sommes dans le cas de signaux à bande étroite, nous ne profitons pas de cette atténuation. L'application des formules précédentes nous permet bien de retrouver 5 lobes, i.e., un lobe principal et deux lobes de réseau symétriques, dont les positions angulaires sont $\theta_1 \approx 20°$ et $\theta_2 \approx 44°$. On a ici le plus petit nombre de lobes de réseau possible avec nos mono-éléments. En effet, comme ce nombre dépend de l'écartement inter-élément de l'antenne, nous avons construit l'antenne avec le plus petit pas possible, i.e., 5 cm.

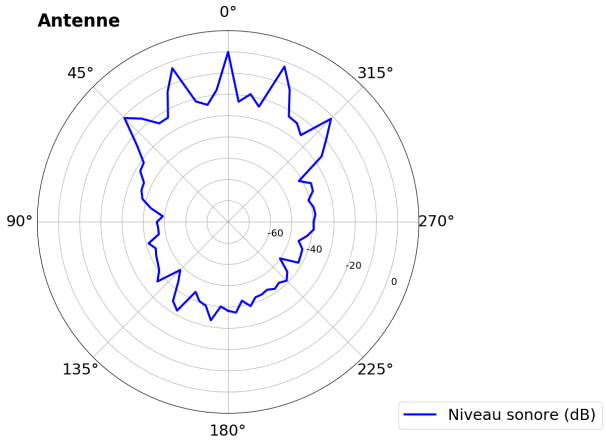

FIGURE 4.12 – Diagrammes de directivité en émission de l'antenne ($N = 8$ éléments), lorsque les haut-parleurs émettent simultanément un chirp linéaire ($f_c = 19.5\,\text{kHz}$, $B = 1\,\text{kHz}$ et $T = 88200\,\text{échantillons}$ pour $f_e = 88.2\,\text{kHz}$).

4.4.2 Lieux et configurations

Tout comme pour le dispositif expérimental SISO, le système de communication MISO est évalué en configurations réelles. Afin de pouvoir, par la suite, comparer les deux campagnes de mesures, les lieux dans lesquels sont mises en place les configurations sont les mêmes que ceux présentés au chapitre 3 (cf. figure 3.24), i.e., les salles R48 et R50, ainsi que le couloir adjacent à ces salles, au sein de l'Institut Langevin.

En reprenant la notation introduite à l'équation (3.49), on aura $K = M$, puisque nous traitons dans ce chapitre des schémas MISO et MU-MISO. Les nouvelles configurations, venant s'ajouter à celles déjà présentées, sont des variations de ces dernières et sont identifiées par l'ajout d'astérisques . Par exemple si la configurations M^x possède deux variations, elles seront respectivement identifiées par M^{x*} et M^{x**}. Les différents types de configurations sont regroupés selon les trois classes présentées au chapitre précédent.

La première classe de configurations rassemble des communications MISO LOS à courte distance, en salle R48 (cf. figure 3.25). Trois variations de la configuration M^b sont ajoutées. Tout d'abord, la configuration M^{b*} reprend la configuration M^b, mais en plaçant le ME_2 plus proche du ME_1. Ensuite, la configuration M^{b**} est une translation de la configuration M^b sur l'axe de propagation, ce qui l'éloigne du MRT. Enfin, la configuration M^{b***} reprend la configuration M^{b**}, mais en plaçant le ME_2 plus proche du ME_1. La figure 4.13 représente ces configurations. Sur cette figure, ainsi que sur les suivantes, le MRT est représenté par la demi-ellipse bleue.

La deuxième classe correspond à des configurations pour des communications MISO LOS à moyenne distance (cf. figure 3.26), à laquelle vient s'ajouter une variation, notée M^{d*}, pour laquelle la distance inter-récepteur est abaissée à son minimum. La figure 4.14 donne une représentation de ces configurations.

La troisième classe réunit des configurations de communication MISO NLOS, dans le couloir et en R50 (cf. figure 3.27). Ces configurations sont représentées sur la figure 4.15.

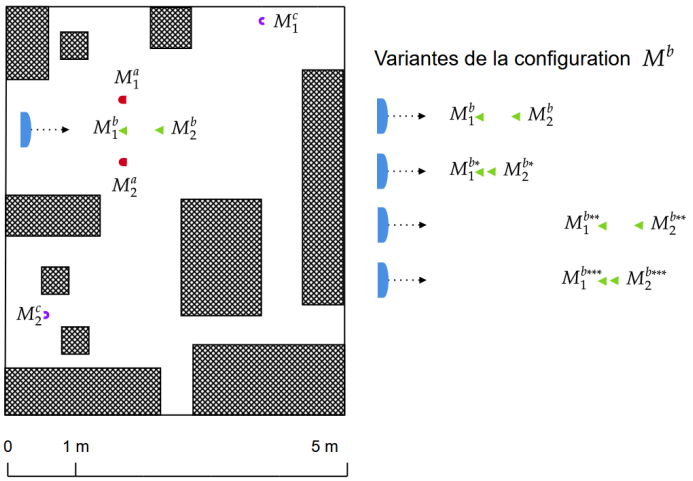

FIGURE 4.13 – Configurations MISO LOS en R48 entre un MRT (demi-ellipse bleue) et des récepteurs. Configuration M^a (demi-ellipses rouges) : récepteurs proches du MRT et symétriquement disposés par rapport à l'axe de propagation (flèche pointillée). Configuration M^b (triangles verts) : récepteurs proches du MRT et alignés sur l'axe de propagation. Variation « $*$ » de la configuration M^b avec diminution de la distance inter-récepteurs. Variations « $**$ » et « $***$ » de la configuration M^b avec translation sur l'axe de propagation et diminution de la distance inter-récepteurs. Configuration M^c (arcs de cercle violets) : récepteurs éloignés du MRT et asymétriquement disposés par rapport à l'axe de propagation.

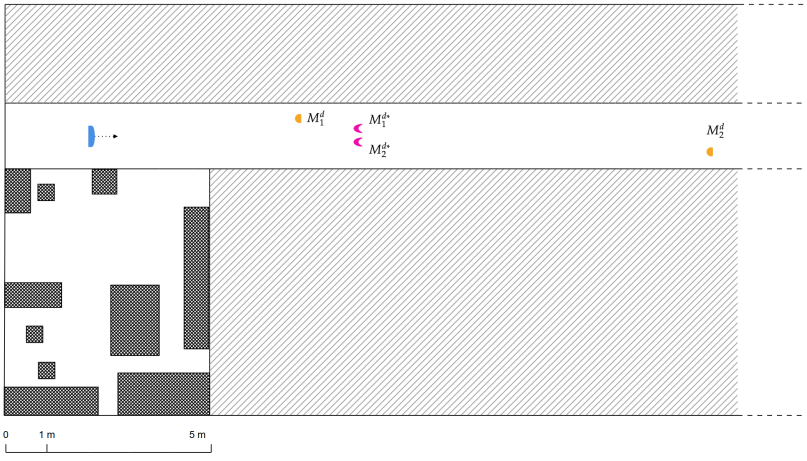

FIGURE 4.14 – Configurations MISO LOS dans le couloir entre un MRT (demi-ellipse bleue), au centre du couloir, et des récepteurs. Configuration M^d (demi-cercles oranges) : récepteurs symétriquement disposés par rapport à l'axe de propagation (flèche pointillée), éloignés moyennement (1) et fortement (2) du MRT. Variation « $*$ » de la configuration M^d avec éloignement identique vis-à-vis du MRT et diminution de la distance inter-récepteurs.

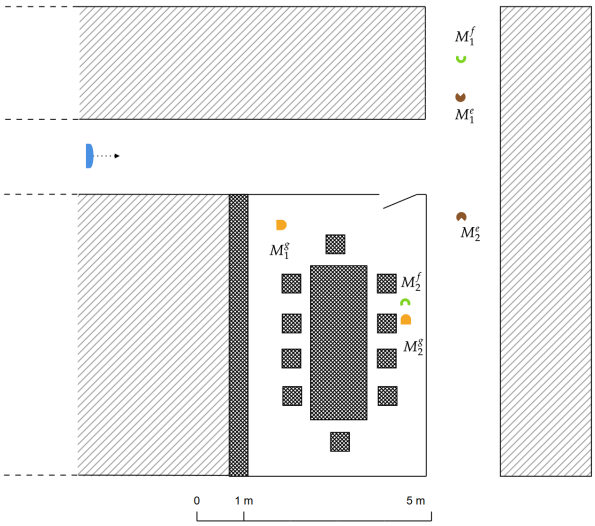

FIGURE 4.15 – Configurations MISO NLOS dans le couloir et en R50 entre un MRT (demi-ellipse bleue) et des récepteurs. Configuration M^e (camemberts marrons) : récepteurs de part et d'autre de l'intersection et au centre du couloir. Configuration M^f (arcs de cercle verts) : récepteurs d'un côté de l'intersection, au centre du couloir, et en R50, face à la porte. Configuration M^g (demi-ellipses oranges) : récepteurs en R50, face à la porte et devant la bibliothèque.

4.4.3 Télécommunications

Protocole expérimental Dans chaque type de configuration, les mesures sont effectuées selon le protocole suivant :

1. phase d'apprentissage durant laquelle chaque ME émet un chirp prédéfini et chaque microphone du MRT enregistre le champ de pression engendré ;
2. estimation de la RI du milieu par corrélation avec le chirp émis et inversion temporelle, pour chaque ME ;
3. synthèse d'un signal, par ME, constitué d'un chirp de synchronisation suivis de 5 chirps utiles, montant ou descendant en fonction des bits aléatoires transmis ;
4. convolution avec les RI inversées temporellement, émissions depuis le MRT et réception par les ME ;
5. synchronisation par corrélation du signal reçu avec le chirp long de synchronisation, pour chaque ME ;
6. corrélations de la partie utile de chaque signal (5 chirps aléatoires) avec un chirp montant et un chirp descendant, sur des fenêtres successives (d'une durée égale à celle des chirps) ;
7. décodage par décision de la pente des chirps reçus (comparaison des résultats des corrélations) ;
8. calcul du BER expérimental par comparaison du signal décodé et du signal émis ;
9. calcul du RSB expérimental par comparaison du signal décodé et du signal émis.

Tout comme au chapitre 3, la durée du chirp de synchronisation est deux fois supérieure à celle des chirps symbole, pour assurer une bonne synchronisation avant le décodage. Pour chaque configuration, le BER est estimé à partir de la transmission de 100 trames. Le calcul du BER reste identique à celui présenté pour les communications SISO. Le bruit ambiant est toujours considéré comme constant et le calcul du RSB identique, i.e., calculé comme le rapport entre l'énergie du segment de signal utile (chirps) et celle d'un segment ne contenant que du bruit ambiant. On conserve également l'application préalable d'un filtre passe-bande entre 15 kHz et 25 kHz. On a ici toujours une précision de 4% pour nos mesures.

La classification des communications expérimentales repose sur l'échelle d'évaluation présentée précédemment (cf. figure 3.28)

Résultats Les mesures sont effectuées avec des chirps de fréquence centrale $f_c = 18.5\,\text{kHz}$ et de largeur de bande $B = 1\,\text{kHz}$. Les chirps « symboles » et de synchronisation sont respectivement constitués de 1536 échantillons ($\sim 17\,\text{ms}$) et 3017 échantillons ($\sim 35\,\text{ms}$). Le tableau 4.2 présente les moyennes de RSB et de BER obtenues, sur toutes les itérations, pour chaque cas de mesure.

Configuration S		a	b	b^*	b^{**}	b^{***}	c	d	d^*	e	f	g
ME_1	RSB (dB)	56	68	70	62	9.8	46	47	53	31	32	31
	BER (%)	0.0	0.0	0.0	0.4	64	0.0	0.0	0.0	0.6	0.0	0.0
ME_2	RSB (dB)	60	64	66	59	18.6	36	56	53	30	30	29
	BER (%)	0.0	0.0	11.0	5.4	59	0.0	0.0	0.0	21.6	0.0	0.0

Tableau 4.2 – RSB et BER moyens, pour chaque mono-élément (ME_1 et ME_2), des mesures expérimentales pour les configurations MU-MISO.

Pour les configurations LOS courtes distances, précédemment étudiées, en R48 (a, b, et c), la communication est parfaite dans tous les cas. Comme attendu, la focalisation avec le MRT augmente la valeur du RSB. Cependant, les trois variations de la configuration b mettent en lumière une limite des communications focalisées MU-MISO. En effet, en champ proche et pour la longueur d'onde considérée, la longueur de la tache focale ne permet pas d'effectuer des

communications parfaites lorsque les récepteurs sont alignés sur, ou au voisinage, de l'axe de propagation. De plus, plus les récepteurs sont éloignés du MRT et plus la longueur de la tache focale augmente. En effet, lorsque les récepteurs sont à environ 1.5 m du MRT (b et variation b^*), la communication sur le second récepteur est dégradée (communication moyenne), quand celui-ci est rapproché du premier (variation b^*) . En augmentant la distance récepteurs/MRT à 3 m, les communications sur le premier récepteur (respectivement, le second récepteur) se dégradent, passant de parfaite à bonne (respectivement, acceptable) (variation b^{**}) et de parfaite à moyenne (respectivement, médiocre) lorsque la distance inter-récepteurs diminue (variation b^{***}).

Dans le cas de la variation b^*, on s'attend à obtenir des taches focales de tailles similaires, comme représenté sur le haut de la figure 4.16. Les points de focalisation étant proches, le chevauchement des taches focales devrait entraîner une interférence équivalente sur chacun d'eux. Cependant, on observe en pratique que seul le second mono-élément subit des interférences, et donc une dégradation de son BER. Ce phénomène peut s'expliquer par un éblouissement du premier mono-élément impactant le second, i.e., que la majorité de l'énergie transmise lors de l'émission parvient au premier mono-élément. Ce phénomène est illustré sur le bas de la figure 4.16.

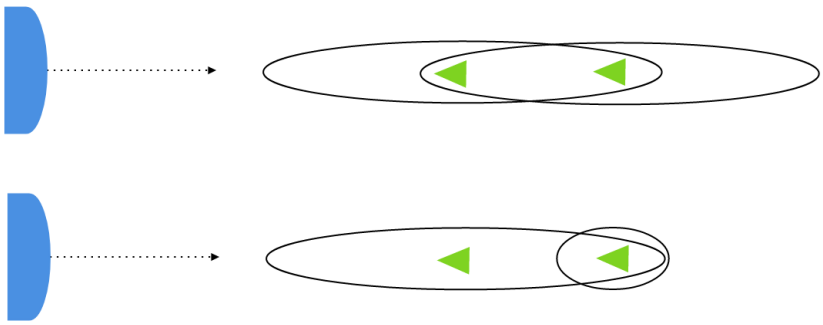

FIGURE 4.16 – Taches focales (ellipses noires) pour des ME alignés (triangles verts) dans l'axe de focalisation sans (figure du haut) et avec (figure du bas) éblouissement.

Dans le cas de configurations LOS moyenne distance dans le couloir, la focalisation par retournement temporel permet d'effectuer des communications parfaites, et cela même lorsque les deux récepteurs sont placés côte à côte. En effet, pour la distance récepteurs/MRT et longueur d'onde considérées, la faible largeur de la tache focale ($l \approx 12$ cm pour les configurations b^{**} et b^{***}) permet de positionner les récepteurs les uns à côté des autres sans entraîner d'interférences inter-utilisateurs, i.e., sans perte de qualité.

Dans le cas de configurations NLOS dans le couloir et en R50, on constate que le MRT permet d'effectuer des communications parfaites pour les configurations f et g. Cependant, on observe une très légère dégradation sur le premier récepteur et une autre bien plus importante sur le second, pour la configuration e. Afin de mieux comprendre ce comportement erratique, on réitère les mesures pour cette configuration en ajoutant quatre variations. Ces variations consistent à déplacer le second récepteur autour de sa position d'origine : de plus (respectivement moins) 15 cm selon l'axe $\vec{x}$, notée M_2^{e*} (respectivement, M_2^{e**}) et selon l'axe $\vec{y}$,notée M_2^{e***} (respectivement, M_2^{e****}). Pour toutes ces variations, le premier récepteur conserve sa position initiale, et donc sa notation. La figure 4.17 représente ces différentes variations.

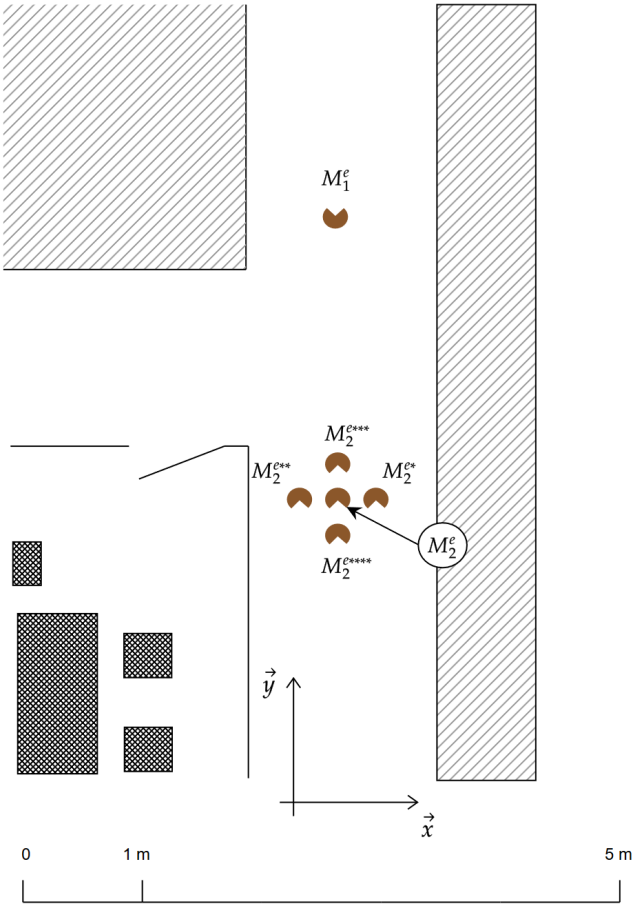

FIGURE 4.17 – Variations de la seconde position, (x, y), de la configuration M^e : $x + 15\,\text{cm}$, notée M^{e*}, $x - 15\,\text{cm}$, notée M^{e**}, $y + 15\,\text{cm}$, notée M^{e***} et $y - 15\,\text{cm}$, notée M^{e****}.

Les mesures de chaque variation sont effectuées selon le protocole expérimental décrit ci-dessus. Le BER est estimé à partir de la transmission de 100 trames. Le tableau 4.3 présente les moyennes de RSB et de BER obtenues, sur toutes les itérations, pour les positions initiales de la configuration M^e, ainsi que pour ses quatre variations.

Configuration S		e	e^*	e^{**}	e^{***}	e^{****}
ME_1	RSB (dB)	25	30	32	19	31
	BER (%)	0.4	0.2	0.0	0.2	0.0
ME_2	RSB (dB)	31	29	30	29	30
	BER (%)	0.0	0.0	2.0	5.8	15.8

Tableau 4.3 – RSB et BER moyens, pour chaque mono-élément (ME_1 et ME_2), des mesures expérimentales pour la configuration MU-MISO M^e et ses variations M^{e*}, M^{e**}, M^{e***} et M^{e****}.

La première observation que l'on peut faire est que la quatrième variation est celle qui correspond le mieux aux résultats initiaux (cf. tableau 4.2). Ceci s'explique par la marge d'erreur de positionnement lors de la remise en place de la configuration, 15 cm étant très petit devant les dimensions de la configuration. Ensuite, on remarque que de petites variations de la position du récepteur impactent fortement le BER, permettant ainsi de passer d'une communication médiocre (15.8 % pour la variation « **** ») à des communication acceptable (5.8 % pour la variation « *** »), bonne (2 % pour la variation « ** »), voire parfaites (0 % pour la variation

« * » et la position initiale.). On peut donc aisément supposer que la position initiale du tableau 4.2 et la variation « **** » du tableau 4.3 sont les positions pour lesquelles le second récepteur est situé sur, ou au proche voisinage, du lobe principal ou d'un lobe de réseau résultant de la focalisation effectuée sur le premier récepteur.

Comparaison des schémas de transmission Afin de visualiser plus clairement le gain de focalisation d'une communication MISO, simple ou multi-utilisateurs, par rapport à une configuration SISO, on compare ces différents schémas, à puissance d'émission constante, en reprenant les configurations a et c. La figure 4.18 représente, pour ces deux configurations, le RSB relatif reçu sur chaque récepteur, pour les différents schémas de transmission mentionnés. Pour chaque configuration, le RSB relatif est l'écart, en décibels, par rapport à la plus petite valeur de RSB obtenue parmi les quatre schémas de transmission.

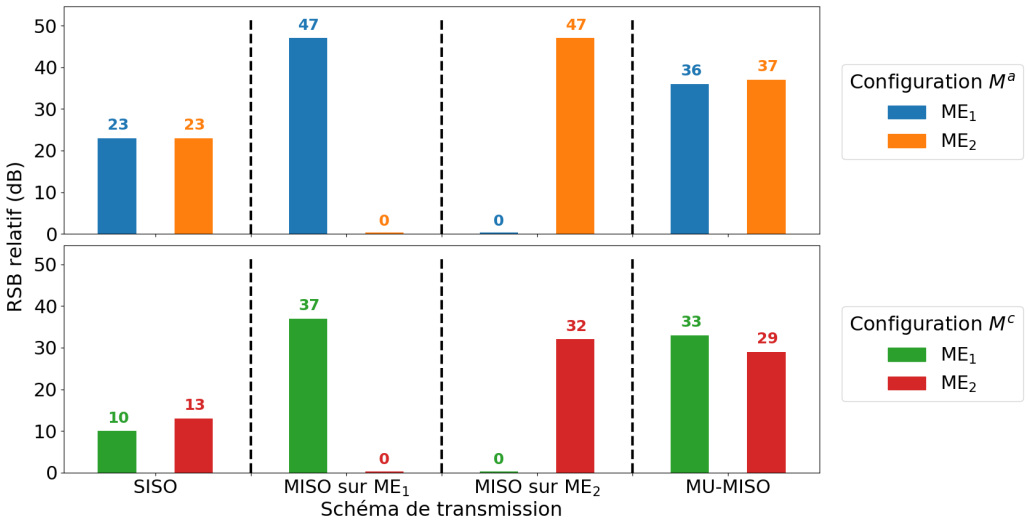

FIGURE 4.18 – RSB relatif des schémas de transmission SISO, MISO et MU-MISO, à puissance d'émission constante, pour les configurations M^a (figure du haut) et M^c (figure du bas).

La configuration a permet d'illustrer un cas de communication LOS idéal, alors que la configuration c regroupe une position très proche d'une paroi (position 1) et une position dominée par le champ diffus (position 2). Les niveaux les plus faibles sont ceux du schéma de transmission MISO, pour le récepteur qui n'est pas visé. De manière croissante, on trouve ensuite les niveaux des schémas de transmission SISO, puis MU-MISO. Enfin, les niveaux les plus forts sont ceux du schéma de transmission MISO, pour le récepteur visé par la focalisation. Intuitivement, on retrouve bien un niveau de réception plus élevé lorsque la focalisation est réalisée en un point plutôt qu'en deux (MISO vs MU-MISO). Cependant, on observe qu'en s'éloignant du MRT, l'écart des niveaux reçus par les récepteurs entre les schémas MISO et MU-MISO diminue significativement. On constate également que la symétrie de positionnement des récepteurs se retrouve dans les niveaux de réception.

4.5 Variations du temps symbole

En observant les résultats de BER et de RSB obtenus par mesures expérimentales, on peut se poser la question d'un potentiel surdimensionnement de la durée des symboles des chirps lors d'une communication avec un schéma de transmission MISO/MU-MISO. En reprenant les configurations a, c, d et g, on effectue, toujours avec les mêmes paramètres de signaux, sur 100 itérations, des communications SISO, pour comparaison, puis des mesures MU-MISO. Le temps

symbole de référence est celui utilisé pour les précédentes mesures, $T = 1536$ échantillons, soit environ 17 ms, et noté T. Ces résultats révèlent, pour les configurations de communication LOS

	Schéma		SISO	MU-MISO			
Configurations	Temps symbole		T	T	$T/2$	$T/4$	$T/6$
a	ME_1	RSB (dB)	51	56	56	56	56
		BER (%)	0.0	0.0	0.0	0.0	21.4
	ME_2	RSB (dB)	55	60	60	60	61
		BER (%)	0.0	0.0	0.0	0.0	26.8
c	ME_1	RSB (dB)	43	48	47	46	46
		BER (%)	0.0	0.0	0.0	0.0	21.4
	ME_2	RSB (dB)	32	37	37	36	36
		BER (%)	5.5	0.0	5.4	6.8	26.8
d	ME_1	RSB (dB)	38	42	41	41	42
		BER (%)	0.0	0.0	0.0	0.0	10.4
	ME_2	RSB (dB)	48	54	54	55	55
		BER (%)	0.0	0.0	0.0	6.6	61.0
g	ME_1	RSB (dB)	31	32	33	33	33
		BER (%)	0.0	0.0	0.0	2.4	44.0
	ME_2	RSB (dB)	25	29	29	29	29
		BER (%)	47.2	0.0	0.0	1.6	41.4

Tableau 4.4 – RSB et BER moyens, avec variations du temps symbole (T, T/2, T/4 et T/6) pour $T = 1536$ échantillons à $f_e = 44.1$ kHz (~ 17 ms), des mesures expérimentales des configurations a, c, d et g, avec mesures de référence SISO.

courte distance, que la taille des temps symbole peut être divisée par 4, en champ proche (M^a et M_1^c), en conservant une qualité parfaite de communication. Lorsqu'on s'approche des conditions de champs diffus (M_2^c), cette diminution du temps symbole se fait au prix d'une dégradation de la qualité de la communication, passant de parfaite à acceptable (pour une réduction de T identique). En augmentant la distance entre les récepteurs et le MRT (~ 15 m), on observe qu'on ne peut diviser le temps symbole que par 2 avant de dégrader la qualité de la communication. Le même phénomène est constaté pour le cas NLOS, avec un dégradation de la qualité de la communication à partir d'une division du temps symbole par 4.

4.6 Robustesse

La robustesse d'une communication focalisée, i.e., son insensibilité à des changements de son environnement, dépend de deux critères : la mobilité et la stationnarité.

4.6.1 Robustesse à la mobilité

La mesure de l'impact de la mobilité a pour but de visualiser les variations d'intensité d'une focalisation, au voisinage du point focal, en cas de mouvement du récepteur. Pour ce faire, un banc linéaire motorisé pas-à-pas de 41 cm de long sur lequel est placé un micro de mesure TM1 (cf. annexe B) a été ajouté au dispositif expérimental. On choisit de focaliser sur la position 2 de la configuration M^a. A cette fin, le mono-élément émet un chirp. Le champ acoustique est acquis sur les 8 voies du MRT. Les RI du milieu sont déduites par corrélation des réponses enregistrées avec le chirp émis. Pour chaque position du micro de mesure sur le banc linéaire, ces 8 réponses inversées dans le temps sont réémises par les haut-parleurs du MRT. L'énergie du signal pour chaque position du microphone est représentée sur la figure 4.19, lorsque le banc linéaire est parallèle ou perpendiculaire à l'axe du MRT.

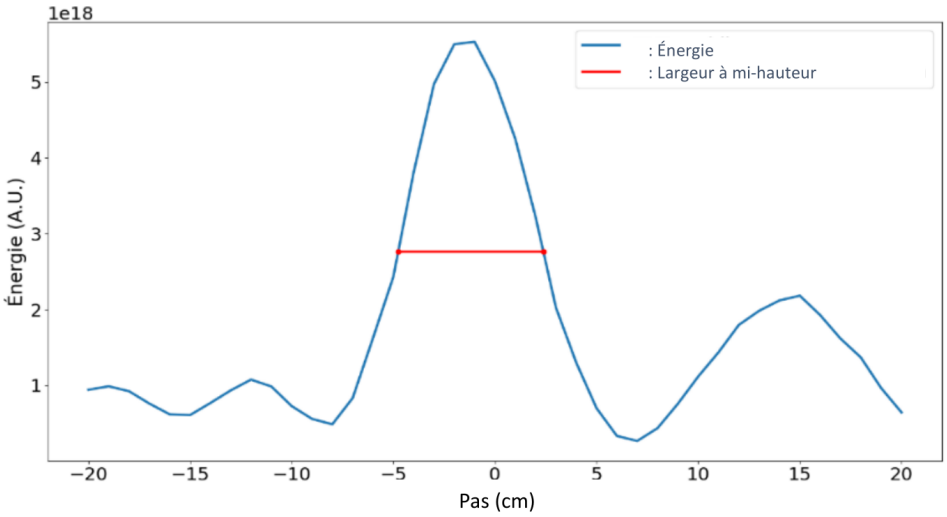

FIGURE 4.19 – Énergie du champ acoustique au voisinage du point de focalisation

En choissant une distance focale de 1.72 m avec notre MRT de 40 cm de large, nous devrions être dans le cas d'une focalisation en champ proche, générant ainsi une tâche focale elliptique très allongée : 2.5 m de long et 7.3 cm de large. Les résultats de nos mesures nous permettent d'estimer la largeur de notre tâche focale à environ 7 cm. Nous sommes ainsi en cohérence avec le modèle considéré. La focalisation réalisée avec le MRT est donc très précise latéralement mais pas axialement.

Cet aspect localisé de la focalisation par retournement temporel diminue fortement la robustesse de la communication, si jamais le mono-élément sur lequel on focalise venait à se déplacer. Cependant cette faiblesse en termes de robustesse représente une force en termes de sécurité, l'interception ou le décodage d'un signal focalisé étant plus compliqué en dehors de la zone focale.

Les capacités de focalisation du MRT ont été largement étudiées dans de nombreux travaux. Parmi eux on peut citer le travail de S. Lobréau et al. [**lobreau_acoustic_2014**].

4.6.2 Robustesse à la stationnarité

La mesure de stationnarité permet d'évaluer l'impact d'une modification de l'environnement lors de l'étape de focalisation, e.g., la présence d'un obstacle ajouté après l'étape d'apprentissage. Le protocole expérimental qui permet de réaliser cette mesure débute par l'estimation des RI entre un mono-élément et le MRT. Ensuite, un signal comprenant un chirp de synchronisation suivis de 5 chirps utiles, aléatoirement montants ou descendants en fonction des bits transmis, est synthétisé. Ces signaux sont convolués avec les RI inversées temporellement et émis par le MRT. Puis, ces signaux sont enregistrés sur le mono-élément sans et avec obstacle. Enfin, les bits sont décodés, et les BER et RSB sont calculés, de la même manière que précédemment décrit.

Ici l'obstacle choisi est une personne immobile, d'environ 1.80 m, placée soit à 0.7 m devant le mono-élément, soit environ au milieu du trajet direct entre le MRT et le mono-élément. Le choix d'une personne comme obstacle est pertinent aux vues de la forte capacité d'absorption du corps humain et des vêtements vis-à-vis des ondes acoustiques et les nombreux cas d'application pour lesquels ce type d'obstacle pourrait se présenter. La configuration M^c est utilisée pour mettre en œuvre cette mesure. La figure 4.20 représente ces deux cas de positionnement d'obstacle pour la configuration choisie. La mesure de stationnarité est réalisée pour plusieurs schémas de transmission, à savoir en SISO, noté S, en MISO, noté M, et en MU-MISO, noté μM. Le tableau 4.5 regroupe les résultats de RSB et de BER moyens pour chacun de ces cas.

Tout d'abord, en considérant les cas sans obstacle, on constate que la qualité de communication est parfaite, quel que soit le schéma de transmission. On peut voir ces cas comme référence

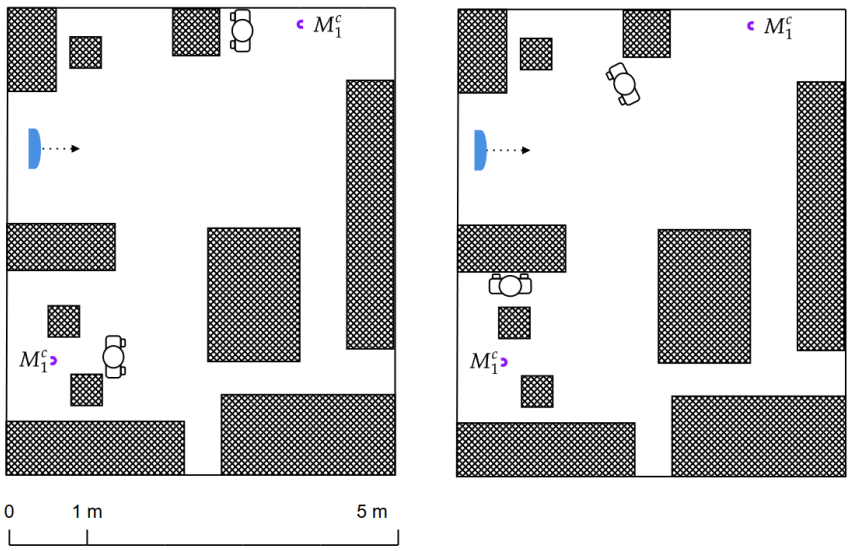

FIGURE 4.20 – Mesure de stationnarité, configuration M^c, avec un obstacle humain à 0.7 m devant le mono-élément (figure de gauche) et environ au milieu du trajet direct entre le MRT et le mono-élément (figure de droite).

	Positions	ME_1			ME_2		
	Obstacle	Sans	Proche	Milieu	Sans	Proche	Milieu
S	RSB (dB)	44	36	45	37	31	36
	BER (%)	0	9.2	0	0	21.4	0
M	RSB (dB)	47	30	23	38	30	38
	BER (%)	0	5.4	0	0	0	0
μM	RSB (dB)	48	33	42	39	32	35
	BER (%)	0	31.2	0	0	1.2	0

Tableau 4.5 – RSB et BER moyens, pour chaque mono-élément (ME_1 et ME_2), lors de mesures expérimentales de stationnarité pour les configurations SISO (S), MISO (M) et MU-MISO (μM), pour différentes positions d'un obstacle humain.

pour discuter de la robustesse à la stationnarité. Dans un deuxième temps, on place l'obstacle au milieu du trajet direct entre l'émetteur et le récepteur. La qualité de la communication n'est pas dégradée par ce changement. On estime que la modification du canal de propagation est trop minime pour impacter de manière non négligeable la propagation. Enfin, on s'intéresse au cas où l'obstacle est placé proche du récepteur. L'impact sur la qualité de communication est alors plus important que précédemment. On observe les dégradations de qualité de communication par type de schéma de transmission.

Pour un schéma SISO, on note une augmentation de 9.2 % et 21.4 % du BER, respectivement pour le premier et le second récepteur. Le BER est plus élevé pour le second récepteur, du fait de sa position par rapport à l'émetteur, i.e., de la plus faible quantité d'énergie portée par le trajet direct. Pour des schémas MISO et MU-MISO, on observe des dégradations plus importantes sur le premier récepteur, avec un BER de 5.4 % (contre 0 % pour le second récepteur) et respectivement 31.2 % (contre 1.2 % pour le second récepteur). La différence des valeurs de BER entre les récepteurs s'explique par la position du second récepteur, qui se trouve à la limite LOS/NLOS, et qui, de ce fait, reçoit des contributions des trajets indirects plus importantes.

Les mesures étant effectuées à puissance d'émission constante, l'énergie reçue par les récepteur en MU-MISO est plus faible, ce qui explique l'augmentation du BER par rapport au MISO.

C'est donc là une illustration de la robustesse de la focalisation par retournement temporel ; l'utilisation d'un MRT n'est pas impactée par l'apparition d'un obstacle après l'étape d'apprentissage, du moins tant que ce dernier n'est pas trop proche du point de focalisation. Cette robustesse de la focalisation par retournement temporel permet, malgré la perturbation du milieu de propagation par un obstacle, d'effectuer des focalisations dont la qualité n'est pas dégradée.

4.7 Conclusion

Ce chapitre a permis d'évaluer les capacités et les limites, en intérieur, de communications en ultrasons proches selon le schéma de transmission MISO et MU-MISO.

Après avoir présenté, dans la section 4.2, les principes du retournement temporel ainsi que l'utilisation du MRT, la section 4.3 a présenté une généralisation du modèle de BER au cas multi-éléments. Le modèle, ainsi étendu, permet d'évaluer qualitativement la diminution du BER en passant d'un système SISO à un système MISO, à RSB constant. L'exemple choisi, avec une antenne de huit éléments, et à RSB constant, fait apparaître une diminution du BER d'un facteur 10.

Ensuite, dans la section 4.4, le prototype de MRT linéaire à 8 éléments est présenté, permettant ainsi l'émission focalisée et la réception de signaux en ultrasons proches. Comme le dispositif mono-élément, ce dernier est caractérisé en chambre anéchoïque, afin de garantir son bon fonctionnement dans des conditions contrôlées et d'observer les interactions inter-éléments du MRT. Les communications réalisées par ce dispositif sont évaluées, pour un schéma de transmission MU-MISO, en conditions réelles et dans les mêmes environnements qu'au chapitre précédent. Les résultats qui en découlent mettent en lumière un gain significatif de RSB, une amélioration du BER et de meilleures performances en présence d'obstacles et de configuration NLOS par rapport à une communication SISO.

Puis, la section 4.5 étudie la possibilité d'un surdimensionnement du temps symbole pour ce dispositif expérimental. On montre ainsi que le RSB et le BER peuvent être conservés tout en divisant le temps symbole par un facteur 4, en configurations LOS, courte distance et champ proche, par un facteur 2 à 4, en configurations LOS, à moyenne distance, et par un facteur 2, en configurations NLOS. Ainsi, un changement de la valeur du temps symbole, adapté à la configuration souhaitée, conduirait à une augmentation de 50 à 75 % du débit de la communication.

Enfin, la section 4.6 étudie l'impact de la mobilité et de la stationnarité du canal, illustrant la robustesse d'une focalisation par retournement temporel. D'une part, on montre que la concentration d'énergie d'un signal au voisinage d'un point permet une communication de très bonne qualité, mais impose une très faible marge de déplacement du récepteur. D'autre part, la forte contribution des trajets indirects dans ce processus améliore significativement la robustesse du signal à l'étape de focalisation face aux modifications du milieu de propagation.

Les mesures réalisées dans ce chapitre sont idéales, dans le sens où les récepteurs utilisés sont des mono-éléments conçus explicitement pour ce travail de recherche. Le chapitre suivant étudie des cas d'applications réels du MRT, avec des récepteurs grand public tels que des smartphones.

5 Communications appliquées - MRT et smartphone

5.1 Introduction

Dans le chapitre précédent (cf. chapitre 4), un système MISO de communications aéroportées en ultrasons proches a été étudié. Sa capacité à mettre en œuvre des communications intérieures de bonne qualité pour des configurations LOS et NLOS a été montrée. Les mono-éléments spécialement développés pour ce travail de thèse sont mis en œuvre aussi bien sur le réseau que du côté de l'utilisateur. Ils peuvent être considérés comme idéaux, car leurs parties émettrice et réceptrice sont co-localisées. Maintenant, nous souhaitons étudier une configuration plus réaliste, directement inspirée d'un produit de la société STIMSHOP, d'une communication entre un smartphone et notre « station de base » constituée de 8 mono-éléments. L'objectif de ce chapitre est d'évaluer les capacité et les limites d'une telle configuration.

En 2020, on estime le nombre d'utilisateurs de smartphones à environ 2.9 milliards, soit presque 40 % de la population mondiale. Le smartphone représente donc un émetteur-récepteur acoustique facilement disponible et a priori bien adapté pour être intégré dans un réseau ultrasonore. En effet, en plus de disposer d'un ou plusieurs microphones et haut-parleurs déjà dimensionnés pour opérer dans nos bandes de fréquences, un smartphone dispose d'une capacité de calcul importante, permettant d'effectuer un certain nombre de traitements directement sur ce dernier. Cependant, contrairement au mono-élément que nous avons développé, les dispositifs d'émission et de réception n'y sont pas co-localisés. Dans ce chapitre, nous étudierons l'impact de la non-colocalisation de l'émetteur et du récepteur d'un smartphone pour des cas de communications MISO en laboratoire et dans un environnement difficile mais plus réaliste.

Depuis le milieu des années 1990, les téléphones portables ont pris une place importante dans notre quotidien. Grâce aux avancées technologiques dans des domaines tels que l'électronique embarquée, la programmation ou encore les télécommunications numériques, les téléphones portables sont rapidement devenus des « smartphones » capables de bien plus qu'une simple conversation téléphonique. Ils intègrent aujourd'hui de nombreuses fonctionnalités comme le GPS ou d'autres moyens de communication, parmi lesquels on peut citer les réseaux EDGE, 2G, 3G, 4G voire 5G (en déploiement), le NFC, le Bluetooth, le Wifi. Toutes ces capacités reposent sur des transmissions numériques radio-fréquences. Cependant, des méthodes qui utilisent les ultrasons proches pourraient également jouer un rôle complémentaire, en particulier avec l'avènement de l'IoT, i.e., des objets connectés. On distingue, en fait, à l'heure actuelle déjà, deux utilisations des ultrasons proches sur les smartphones.

Tout d'abord, des signaux dans la zone des ultrasons proches, parfois couplés avec des signaux audibles, permettent de réaliser une géolocalisation en intérieur. Le GPS ne fonctionnant pas dans les endroits clos, l'acoustique permet la mise en place de solutions complémentaires. Divers travaux de recherche explorent ces possibilités via différentes techniques. Ainsi la géolocalisation d'un utilisateur avec un smartphone peut se faire via l'acquisition de la signature acoustique d'une pièce et sa comparaison avec une base de données [**tarzia_indoor_2011**], via la réception d'ultrasons (smartphone en émission) par un réseau de microphones [**lindo_ultrasonic_2014**] ou encore via l'émission d'ultrasons (smartphone en réception) par un réseau d'émetteurs [**lazik_indoor_201**
lazik_ultrasonic_2015].

Enfin, les ultrasons proches peuvent être utilisés afin d'échanger de l'information entre smartphones (D2D [1]) ou entre un smartphone et un système tiers (e.g., un ordinateur portable, une borne de paiement, etc.). En comparaison des utilisations de communications radio-fréquences, les communications par ultrasons impliquant un smartphone sont pour l'heure marginales. Pour

1. D2D : acronyme anglais pour Device To Device.

cette raison, on recense peu de travaux de recherches sur ce sujet particulier. Les travaux menés portent le plus souvent sur la transmission de données à très courte portée, comme dans l'approche proposée par W. Arentz et U. Bandara, qui proposent un encodage fondé sur la variation du temps symbole, en ultrasons proches, lequel permet une communication sans erreur jusqu'à 80 cm [**arentz_near_2011**]. Des encodages plus complexes, comme l'utilisation du DSSS [2], sont également étudiés. Ainsi, P. Getreuer et al. travaillent sur une communication D2D avec une portée sans erreur de 2 m [**getreuer_ultrasonic_2018**]. Cependant, ces travaux n'exploitent pas les possibilités multi-utilisateurs et se heurtent à des problèmes de débit, qui sont des points d'intérêt récurrents pour les applications intérieures.

Ce chapitre reprend la technique de communication multi-éléments aéroportée en ultrasons proches à l'aide d'un MRT présentée au chapitre 4. La méthode de codage de l'information binaire par chirps linéaires, utilisée au chapitre 3 et au chapitre 4, est ici également employée. Dans un premier temps, on cherche à caractériser le dispositif et à présenter les enjeux liés à l'utilisation d'un smartphone. Dans un second temps, on étudie l'efficacité d'une transmission MISO avec un smartphone en configurations LOS et NLOS

Ce chapitre s'articule en 6 sections. Tout d'abord, après l'introduction de l'utilisation des smartphones dans des systèmes de communication et de localisation acoustique, évoquée à la section 5.1, la section 5.2 présente, de manière plus détaillée, le dispositif de communication utilisé ici et sa caractérisation acoustique.

Puis, la section 5.3 décrit les enjeux et les contraintes amenés par la non-co-localisation émetteur-récepteur et les changements qui en découlent dans notre protocole de communications focalisées. Par la suite, la section 5.4 étudie la qualité de la focalisation et de la communication dans plusieurs configurations LOS et NLOS. On retrouve, parmi elles, un certain nombre de configurations en laboratoire utilisées au chapitre 3 et au chapitre 4. Pour chacune d'entre elles, on présente les résultats de BER obtenus.

Ensuite, la section 5.5 présente un cas concret d'application avec des transmissions dans des galeries souterraines. Comme précédemment, on présente les résultats de BER obtenus.

Enfin, la section 5.6 est dédiée à la conclusion du chapitre 5.

5.2 Présentation et caractérisation

Cette section présente le dispositif expérimental mis en place pour effectuer des communications en ultrasons proches entre un MRT et un smartphone. Le smartphone intégré au dispositif est présenté et caractérisé en environnement contrôlé, pour évaluer son rayonnement acoustique.

5.2.1 Dispositif mobile

Pour ce chapitre, on choisit d'utiliser comme smartphone un Honor Play, relativement récent (environ un an au moment de cette recherche) et de milieu de gamme. Un schéma des tranches du téléphone vues de dessus et de dessous, comprenant les différents éléments contribuant à la communication ultrasonore, est représenté sur la figure 5.1. Le smartphone, dont les dimensions sont $158 \times 75 \times 7.5$ mm, est doté, d'une part, d'un haut-parleur et d'un microphone sur la tranche inférieure et, d'autre part, d'un second microphone sur la tranche supérieure. Le haut-parleur se trouve derrière quatre ouvertures circulaires (diamètre de 1.7 mm) espacées d'environ 0.7 mm. Le premier microphone, dédié à la voix lors des conversations téléphoniques, se trouve derrière une ouverture circulaire (diamètre de 1 mm) située à environ 8 mm à gauche du centre du haut-parleur. Le second microphone se situe derrière une ouverture circulaire, toujours d'un diamètre de 1 mm, sur la tranche supérieure. Il sert généralement à la réduction de bruit en conversation téléphonique ou à l'enregistrement stéréo. Les deux microphones du smartphone ont la même

2. DSSS : acronyme anglais pour Direct Sequence Spread Spectrum

sensibilité. Le smartphone est installé, pour toutes les mesures de ce chapitre, sur une surface plane en plastique, fixée sur un pied de microphone.

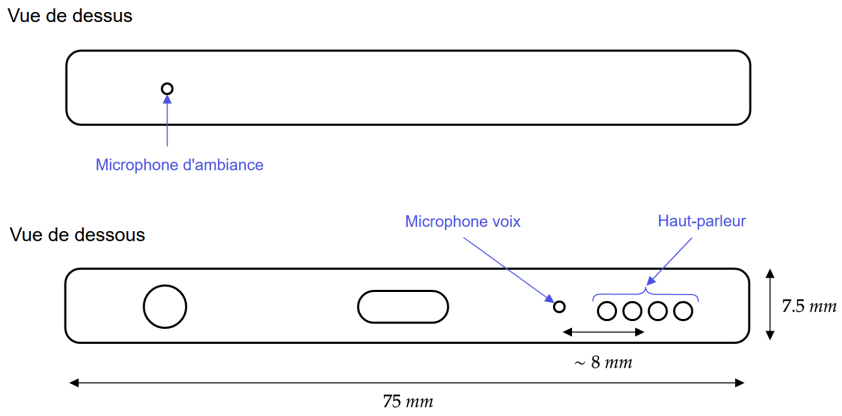

FIGURE 5.1 – Haut-parleur et microphones du smartphone Honor Play.

Pour le contrôle du smartphone, on met en place un réseau local Wifi (protocole TCP/IP [3] et FTP [4]) entre le smartphone et l'ordinateur qui contrôle le MRT. Une application mobile a été spécialement développée, en Kotlin [5], pour piloter les haut-parleurs et les microphones à distance. De plus, pour faciliter l'utilisation de cette application, une IHM [6] spécifique a été implémentée. Elle permet de contrôler manuellement l'émission, la réception et le choix des microphones utilisés (mono ou stéréo). Elle affiche également des informations utiles telles que l'état de l'application (vis-à-vis des instructions reçues), la fréquence d'échantillonnage, les microphones utilisés et le volume d'émission. Une première vérification visuelle du bon fonctionnement du téléphone dans notre protocole de communication peut ainsi être faite.

5.2.2 Caractérisation acoustique

De la même manière que pour le mono-élément et le MRT, dans les chapitres 3 et 4, le rayonnement acoustique du smartphone a été caractérisé dans la chambre anéchoïque du laboratoire Acoustique et lutherie (LAM) de l'Institut Jean ∂'Alembert, sur le campus Pierre et Marie Curie de Sorbonne Université. On place un mono-élément et le smartphone à 3.5 m l'un de l'autre, tout deux à 1.5 m du sol. Le smartphone est installé sur la même table tournante que pour les chapitres précédents. Pour caractériser l'émission, un chirp linéaire (entre 15 kHz et 20 kHz) est émis par le smartphone à chaque pas de rotation et est reçu par l'ECM du mono-élément ; la réception est quant à elle caractérisée en émettant un chirp linéaire (entre 3 kHz et 20 kHz) par le haut-parleur du mono-élément pour chaque pas de rotation. On utilise ici un mono-élément pour caractériser l'utilisation du smartphone au sein du dispositif expérimental, et non son comportement dans l'absolu. On choisit ici des largeurs de bande plus larges, car les spécifications ne sont pas fournies par le constructeur dans la zone des ultrasons proches. Le rayonnement est obtenu par compression d'impulsion, en corrélant les signaux reçus par des chirps linéaires de largeur de bande identique.

Les diagrammes de directivité sont illustrés sur la figure 5.2. On retrouve, une fois encore, le niveau en décibel, représenté par les courbes bleues, et l'angle d'ouverture à −3 dB, représenté par les zones rouges. On observe, en premier lieu, que les amplitudes diffèrent selon l'élément caractérisé : le réglage du volume du téléphone ne pouvant être géré finement, nous avons décidé d'émettre juste en dessous du maximum (pour éviter les phénomènes de saturation). Le

3. TCP/IP : acronyme anglais pour Transmission Control Protocol/Internet Protocol
4. FTP : acronyme anglais pour File Transfer Protocol.
5. Kotlin : langage de programmation dédié aux smartphones.
6. IHM : acronyme pour Interface Homme-Machine.

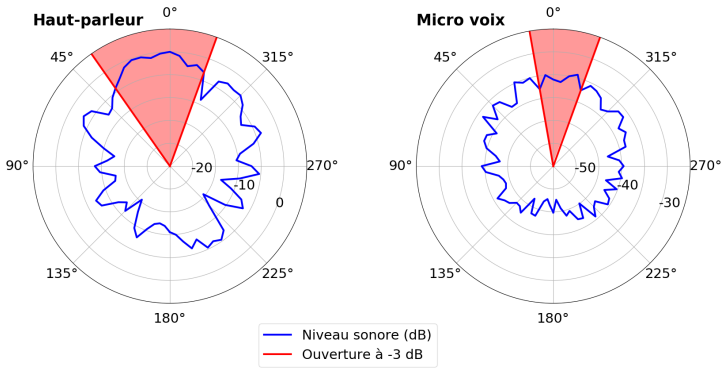

FIGURE 5.2 – Diagrammes de directivité en émission (à gauche) et en réception (à droite) du smartphone Honor Play en chambre anéchoïque, pour un chirp linéaire ($f_c = 17.5\,\text{kHz}$ et $B = 2.5\,\text{kHz}$ en émission, $f_c = 11.5\,\text{kHz}$ et $B = 8.5\,\text{kHz}$ en émission et $T = 88200$ échantillons pour $f_e = 88.2\,\text{kHz}$). Angles d'ouverture à $-3\,\text{dB}$: $\alpha_t = 55°$, en émission, et $\alpha_e = 30°$, en réception.

haut-parleur et le microphone du téléphone ont une ouverture comparable au mono-élément en réception ($\alpha_e = 30°$) et plus importante en émission ($\alpha_t = 55°$).

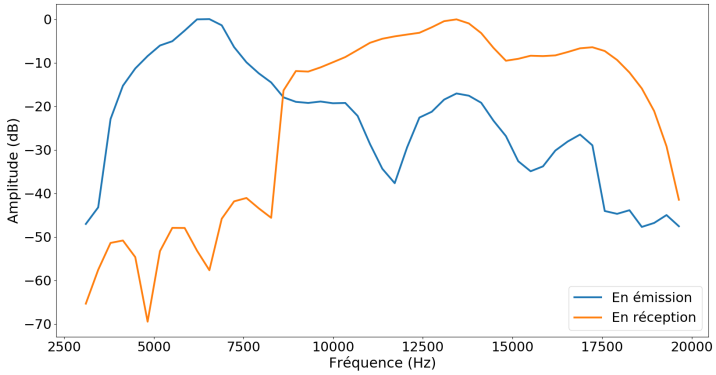

FIGURE 5.3 – Diagramme de gain et de sensibilité des réponses en fréquence en émission (courbe bleue) et en réception (courbe orange) du smartphone Honor Play en chambre anéchoïque, pour un chirp linéaire ($f_c = 11.5\,\text{kHz}$, $B = 8.5\,\text{kHz}$ et $T = 88200$ échantillons pour $f_e = 88.2\,\text{kHz}$).

Les réponses en fréquence du haut-parleur et du microphone du smartphone sont illustrées sur la figure 5.3. On observe que la réponse du haut-parleur reste relativement constante dans la zone des ultrasons proches. En revanche, la sensibilité du microphone décroit rapidement dans cette même zone. En comparant ces données à celles fournies dans les documents des constructeurs des composants du mono-élément, i.e., le haut-parleur et le microphone électret, on constate que leurs comportements sont moins stables dans le cas du smartphone, ce qui laisse présager des performances inférieures à celles d'un mono-élément.

5.3 Non-co-localisation émetteur-récepteur

L'utilisation d'un smartphone comme émetteur-récepteur au sein de notre système de communication soulève une problématique importante. En effet, comme le smartphone possède un haut-parleur et deux microphones, chacun avec sa propre position, l'estimation du canal est plus

complexe que dans le cas où émetteur et récepteur sont co-localisés.

5.3.1 Canal et sens de propagation

Le retournement temporel fait partie des techniques de communication MIMO où le canal est supposé connu par l'émetteur. Dès lors, deux approches sont possibles pour son acquisition. Dans la première, le dispositif sur lequel le réseau doit focaliser émet une forme d'onde prédéfinie pour sonder le canal. Le canal est ainsi enregistré entre la source de l'utilisateur et les capteurs du réseau. Puisque, lors de la transmission des données, la propagation s'effectue maintenant du réseau vers l'utilisateur, et le canal doit être réciproque pour que la focalisation par retournement temporel soit optimale. Autrement dit, il faut que les réponses acoustiques obtenues entre la source de l'utilisateur et les récepteurs du réseau soient identiques à celles entre les sources du réseau et le capteur de l'utilisateur. L'avantage de cette approche est qu'elle permet une acquisition du canal extrêmement rapide. Par contre, elle nécessite idéalement l'utilisation de transducteurs (comme c'est le cas pour des antennes radio-fréquences) ou, à défaut, que l'émetteur et le récepteur d'un élément soient les plus co-localisés possibles. Par la suite, on parlera dans ce cas d'estimation « bidirectionnelle », puisque le même canal est utilisé dans les 2 sens.

La deuxième approche ne souffre pas de cette contrainte. En effet, dans cette configuration, les éléments du réseau émettent successivement un chirp et l'utilisateur enregistre successivement les canaux. L'avantage de cette méthode est qu'elle ne repose plus, par la suite, sur la réciprocité, puisque la propagation s'effectue toujours du réseau vers l'utilisateur. Néanmoins, elle nécessite un protocole plus complexe et qui utilise plus de ressources, car il faut rapatrier les caractéristiques des canaux enregistrés par l'utilisateur vers le réseau à l'aide, par exemple, d'une technique conventionnelle SISO bas débit. On parlera ici d'une estimation « unidirectionnelle ».

5.3.2 Estimation bidirectionnelle

La démarche, identique à celle utilisée pour l'estimation du canal de propagation au chapitre 4, consiste donc à acquérir, avec le MRT, un signal émis par le haut-parleur du smartphone. Ainsi, les canaux entre ce dernier et chaque élément du MRT peuvent être estimés. Le réseau local Wifi est ici utilisé pour transmettre au smartphone le signal à émettre et l'instruction d'émission. La figure 5.4 illustre cette méthode d'estimation. Cependant, puisqu'on désire focaliser sur les microphones du smartphone, une estimation faite à partir de la position du haut-parleur induira obligatoirement un biais dans cette dernière.

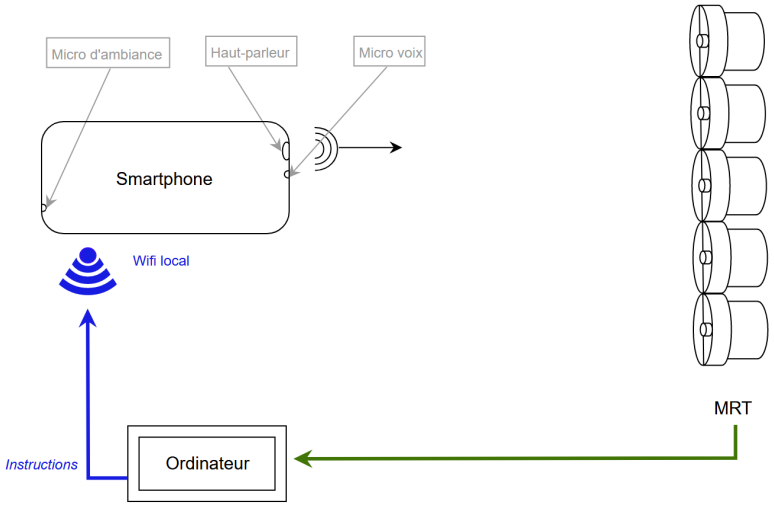

FIGURE 5.4 – Estimation bidirectionnelle smartphone-MRT.

5.3.3 Estimation unidirectionnelle

La démarche consiste ici à acquérir, avec le smartphone, un signal émis par chaque élément du MRT. Pour s'affranchir de tout problème de synchronisation, les signaux sont émis consécutivement, à intervalles réguliers, et enregistrés en une fois par les deux microphones du smartphone. Le réseau local Wifi est ici utilisé pour transmettre au smartphone l'instruction d'enregistrement et également pour permettre à l'ordinateur de récupérer les signaux enregistrés. La figure 5.5 illustre cette méthode d'estimation.

L'estimation est ainsi réalisée au point auquel on désire focaliser, ce qui minimise le biais induit par la non-co-localisation émetteur-récepteur. Cependant cette méthode implique deux contraintes. La première est l'envoi via le réseau local Wifi de long fichiers audio bruts, ce qui représente un coût en temps non négligeable. La seconde est qu'il convient de s'assurer de la bonne synchronisation des horloges internes du smartphone et de la carte son de l'émetteur.

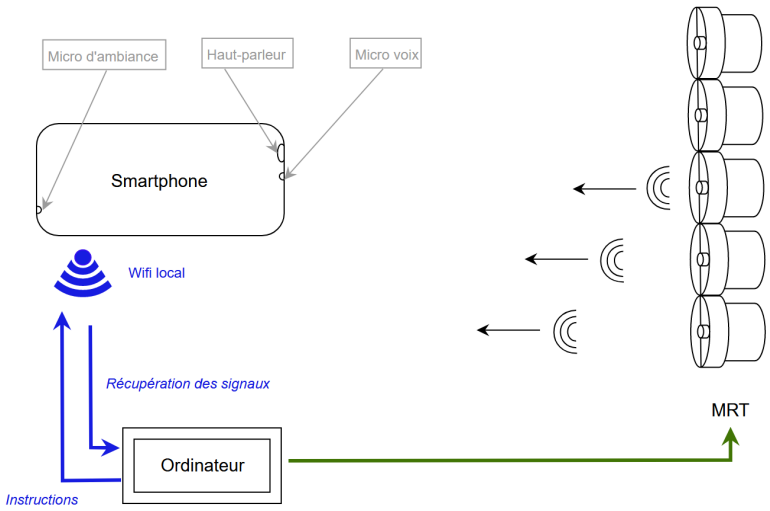

FIGURE 5.5 – Estimation unidirectionnelle smartphone-MRT.

5.3.4 Synchronisation des horloges internes

Dans le cadre de l'estimation unidirectionnelle, la carte son synthétise un signal, enregistré après émission par le smartphone, puis renvoyé à la carte son pour l'estimation des réponses impulsionnelles. Dans ce cas deux horloges interviennent, celle de la carte son et celle du smartphone. Même si les données des constructeurs indiquent des valeurs identiques, les composants constituant ces horloges sont différents pour les deux dispositifs et peuvent donc entraîner de légères variations pour les deux fréquences d'échantillonnage. Une première série de mesures et de tests lors des premiers essais de focalisation sur le smartphone nous ont poussés à étudier plus en détail ces différences et leurs impacts.

Afin d'étudier dans quelle mesure les horloges de la carte son et du smartphone sont bien synchronisées, on émet une série de chirps, à intervalle constant, par l'un des éléments du MRT. On choisit d'émettre un signal long puisque, plus la durée sera importante, plus l'impact d'une désynchronisation d'horloges sera visible. Le choix du mono-élément du MRT n'a pas d'importance. Le smartphone enregistre alors le signal et le renvoie à la base via le réseau local Wifi. Puis, la réponse impulsionnelle du signal reçu est estimée à l'aide du signal précédemment synthétisé par la base. L'intervalle temporel constant entre chaque chirp émis permet une segmentation de ce résultat, afin d'obtenir la réponse impulsionnelle de chacun des chirps émis. Enfin, on superpose l'ensemble réponses impulsionnelles, et on se concentre sur une petite fenêtre d'observation, au voisinage du maximum de la première réponse impulsionnelle. Si les horloges sont synchronisées, i.e., si les fréquences d'échantillonnage des deux dispositifs sont strictement égales, on

pourra constater que l'ensemble des réponses fréquentielles sont en phase, i.e., se superposent parfaitement. Dans le cas contraire, i.e., si les horloges sont désynchronisées, on pourra observer des déphasages d'une réponse impulsionnelle à l'autre.

On réalise cette vérification avec une série de huit chirps linéaires de même taille, émis par l'un des mono-éléments du MRT. La durée entre chacun de ces chirps est constante et suffisante pour que les réponses impulsionnelles ne se chevauchent pas. On choisit ici des chirps de 768 échantillons ($\sim$ 17 ms), à une fréquence de 44.1 kHz, avec un intervalle d'une seconde entre les débuts de chaque chirp. La figure 5.6 illustre ici le résultat de la superposition des huit réponses impulsionnelles après découpage. La taille de la fenêtre d'observation, ici d'environ 0.9 ms, permet de visualiser précisément le phénomène de déphasage entre chaque réponse impulsionnelle.

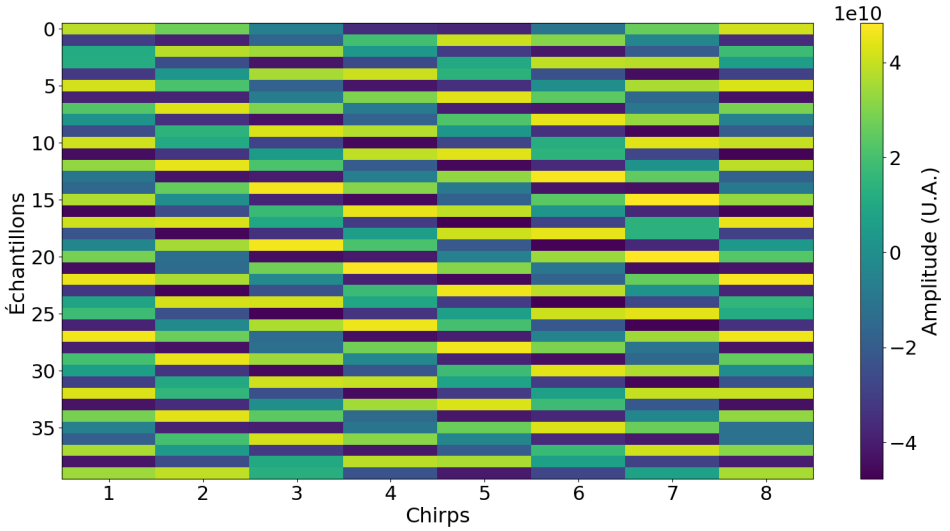

FIGURE 5.6 – Comparaison des réponses impulsionnelles, au voisinage de leur maximum, pour chaque chirp, émis successivement par un élément du MRT : amplitude, par bloc d'échantillons, de chaque réponse impulsionnelle, pour une fenêtre d'observation d'environ 0.9 ms autour du maximum de la réponse impulsionnelle du chirp 1.

Afin de pallier l'impact de ce décalage, i.e., un biais dans l'estimation du canal de propagation, un protocole de ré-échantillonnage est mis en place. Pour ce faire, après avoir récupéré l'enregistrement permettant l'estimation des réponses impulsionnelles, un élément du MRT émet un signal sinusoïdal de même fréquence que la fréquence centrale des chirps. La durée de ce signal est fixée à 10 s, ce qui permet d'identifier sa fréquence avec une résolution inférieure à 0.1Hz. Le rapport entre la fréquence attendue et la fréquence effectivement enregistrée permet d'estimer le coefficient de ré-échantillonnage, noté γ, nécessaire pour ré-échantillonner le signal de manière à être compatible avec l'horloge de l'émetteur. Le ré-échantillonnage s'effectue via une interpolation de type Whittaker-Shannon [**antuna_shannon-whittaker-kotelnikovs_2020**].

Le ré-échantillonnage est tout d'abord validé sur le signal sinusoïdal enregistré. Un exemple de transformée de Fourier de ce signal est représentée sur la figure 5.7. Plusieurs essais nous ont permis de choisir, de façon empirique, la longueur de la fenêtre utilisée pour le ré-échantillonnage : on prend ici $N = 400$ échantillons pour une fréquence de 18.5 kHz. En comparant le signal enregistré et celui de référence, on trouve ici un écart d'environ 1.37 Hz. Le coefficient de ré-échantillonnage vaut ici $\gamma = 1 - 7.42 \times 10^{-6}$. Une fois le ré-échantillonnage effectué, l'écart de fréquence avec le signal de référence est alors d'environ 8.33×10^{-7} Hz. Ce résultat nous permet de constater ici la précision de l'algorithme de ré-échantillonnage.

La stationnarité du coefficient de ré-échantillonnage a été évaluée expérimentalement. Pour ce faire, un signal sinusoïdal à 15 kHz a été émis 50 fois, avec un pas de 3 min entre chaque

émission. L'écart-type des coefficients de ré-échantillonnage ainsi calculés est d'environ 6.18×10^{-7}. On considère alors cette variation comme négligeable, et le coefficient de ré-échantillonnage stationnaire sur deux heures et demie, pour le smartphone utilisé. Ainsi, une fois le coefficient de ré-échantillonnage calculé, il ne sera pas nécessaire de réitérer cette étape en cas de modification du canal et, donc, de nouvelle acquisition du canal.

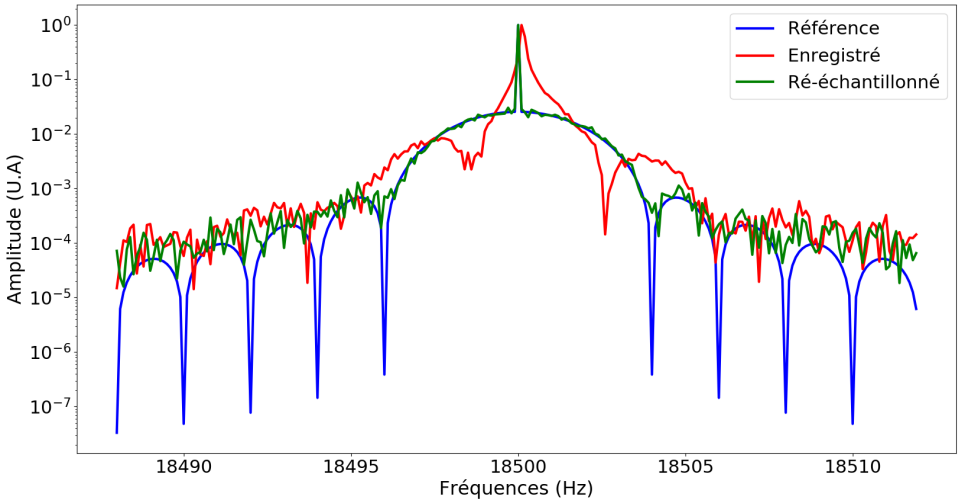

FIGURE 5.7 – Signal sinusoïdal ré-échantillonné (en vert) à partir d'un signal sinusoïdal enregistré (en rouge) et comparé à un signal sinusoïdal de référence (en bleu) par superposition près de la fréquence centrale.

On utilise donc le coefficient γ pour ré-échantillonner le signal reçu par le téléphone. Une fois l'opération effectuée, et à titre de validation, on segmente à nouveau le signal reçu en 8 fenêtres, comme précédemment, en fonction de l'intervalle entre chaque chirp émis, et on superpose les réponses impulsionnelles au voisinage du maximum de la première d'entre elles. On constate, sur la figure 5.8, que les 8 réponses impulsionnelles sont maintenant bien en phase les unes avec les autres.

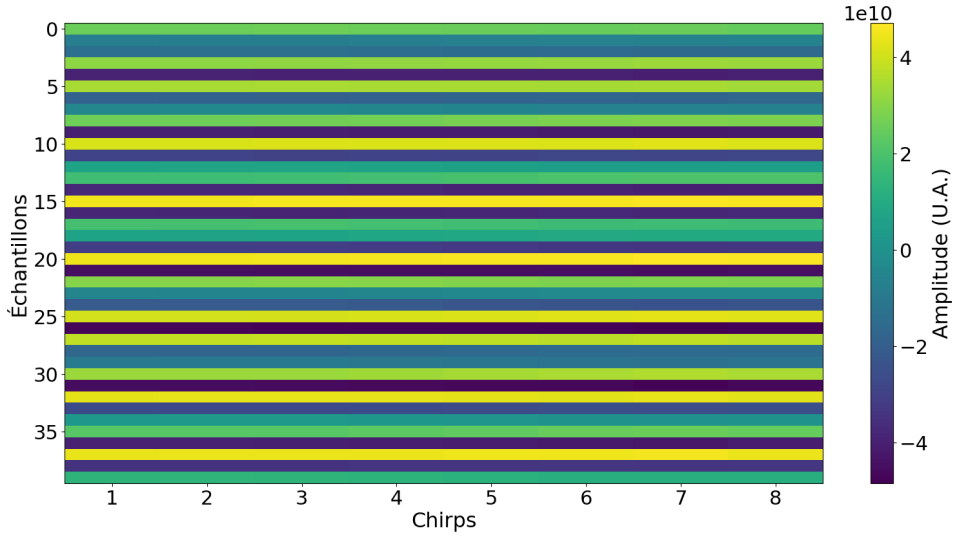

FIGURE 5.8 – Comparaison, après processus de ré-échantillonnage, des réponses impulsionnelles, au voisinage de leur maximum, pour chaque chirp, émis successivement par un élément du MRT : amplitude, par bloc d'échantillons, de chaque réponse impulsionnelle, pour une fenêtre d'observation d'environ 0.9 ms autour du maximum de la réponse impulsionnelle du chirp 1.

Cependant, on note que l'ajout d'une étape de ré-échantillonnage représente un coût en temps et en calcul non négligeable au sein de l'étape d'estimation du canal de propagation. Par exemple, dans le cas présenté ci-dessus, le temps d'exécution pour l'estimation unidirectionnelle est plus important que pour l'estimation bidirectionnelle. En effet, tout d'abord 8 émissions distinctes sont nécessaires pour estimer les canaux MRT/smartphone au lieu d'un seul. Ensuite, le signal sinusoïdal permettant de calculer le coefficient de ré-échantillonnage ajoute 10 s d'émission. À ces étapes viennent s'ajouter les temps de calcul nécessaires pour l'étude spectrale et le ré-échantillonnage des réponses impulsionnelles. La pertinence de cette approche sera donc dépendante des capacités de calcul des dispositifs utilisés (ordinateur, téléphone, etc.).

5.3.5 Linéarité du traitement audio embarqué

De nombreux smartphones du marché embarquent un certain nombre d'étages de traitement audio, analogique et/ou numérique, pour lesquels il est très difficile d'obtenir les détails auprès des constructeurs. Un point crucial qui doit être vérifié est la linéarité en émission et en réception. En effet, la présence de gain adaptatif à la réception ou d'un contrôle non linéaire de la puissance d'émission pourrait venir biaiser les communications focalisées que nous cherchons à mettre en place avec le MRT.

Tout d'abord, on vérifie que le volume du téléphone a bien une progression linéaire. Pour ce faire, on émet plusieurs fois le même signal en augmentant progressivement le volume du smartphone (indicateur fourni par l'IHM du smartphone). Les signaux sont enregistrés par un élément du MRT. Les résultats obtenus montrent bien une évolution linéaire de l'amplitude reçue cohérente par rapport aux réglages du volume du smartphone. À titre d'exemple, on considère le cas de deux émissions d'un même chirp, via le smartphone, à volume maximum et à mi-volume. Après compression du chirp reçu, pour le cas mi-volume, on constate que son intensité maximum représente $50,75\,\%$ du maximum de la compression du chirp reçu dans le cas du volume maximum.

Ensuite, on vérifie que la réception sur les microphones du smartphone est elle aussi linéaire. Pour ce faire, on émet plusieurs fois le même chirp, via un mono-élément du MRT, en augmentant progressivement son volume (amplitude du chirp synthétisé par la base). Les signaux sont enregistrés par le microphone du smartphone. Les résultats obtenus, tout comme précédemment, montrent bien une évolution linéaire cohérente de l'amplitude reçue, par rapport aux réglages du volume du mono-élément. Toujours à titre d'exemple, on reprend deux signaux, dont l'un à la moitié du volume de l'autre. Après compression, on constate que le maximum pour le chirp à un volume donné représente $50,87\,\%$ du maximum pour le chirp émis au double de ce volume.

Ainsi, les résultats obtenus permettent de faire l'hypothèse de la linéarité du traitement audio embarqué pour le smartphone utilisé.

5.4 Expériences

Après avoir étudié, dans le chapitre 4, les communications focalisées entre un MRT et un ou plusieurs mono-éléments indépendants, on s'intéresse maintenant aux communications focalisées entre un MRT et un smartphone. Le dispositif expérimental complet est tout d'abord présenté. Ensuite, on étudie l'impact de la non-co-localisation sur la qualité de la focalisation, i.e., l'impact sur la compression de chirps. Enfin, le système MRT/smartphone est utilisé pour réaliser des communications MISO.

5.4.1 Dispositif expérimental

Le système de communication focalisé MISO qui nous intéresse ici est donc constitué du MRT, présenté au chapitre précédent, et d'un smartphone, présenté à la section 5.2. Comme

expliqué dans cette section, la possibilité de différentes méthodes d'estimation du canal de propagation implique des modifications dans la chaîne d'acquisition. La figure 5.9 représente la chaîne d'acquisition mise au point dans le cadre de la thèse pour le cas d'un système de communication multi-éléments intégrant un smartphone. Contrairement aux chaînes d'acquisition des chapitres 3 et 4, le rack contrôle uniquement le MRT. Le contrôle du smartphone et l'échange d'informations avec l'ordinateur sont opérés via un réseau local Wifi dédié, mis en place à l'aide d'un modem Wifi portable.

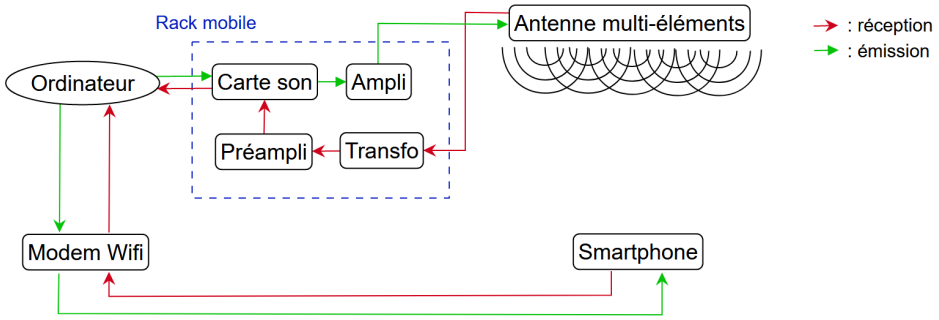

FIGURE 5.9 – Chaîne d'acquisition du dispositif expérimental multi-éléments/smartphone.

5.4.2 Lieux et configurations

De la même manière que pour les deux chapitres précédents, le système de communication MISO avec un smartphone est évalué, dans un premier temps, au sein du laboratoire, dans les salles R48, R50 et le couloir adjacent à ces salles.

La dénomination des configurations se fait d'après la convention (3.49) avec $K = M$. Le smartphone est positionné de manière parallèle ou perpendiculaire à l'axe de focalisation. Dans ce dernier cas, une astérisque sera apposée à la configuration. On conserve les trois classes de configurations présentées au chapitre 3.

La première classe comprend des configurations pour des communications MISO LOS à courte distance, en salle R48. Le smartphone, dans les configurations M^a et M^{a*}, est à 3 m du MRT. Le smartphone, dans la configuration M^b, est éloigné du MRT, dans le coin inférieur droit de la pièce, tout en restant dans l'angle d'ouverture du MRT. Le smartphone, dans la configuration M^c, est éloigné du MRT, dans le coin gauche de la pièce, hors de l'angle d'ouverture du MRT. La figure 5.10 représente ces configurations.

La deuxième classe réunit des configurations pour des communications MISO LOS à moyenne distance. Le smartphone, dans les configurations M^d et M^{d*}, est à environ 5 m du MRT. Enfin, dans la configuration M^e, le smartphone est à plus de 10 m du MRT. La figure 5.11 représente ces configurations.

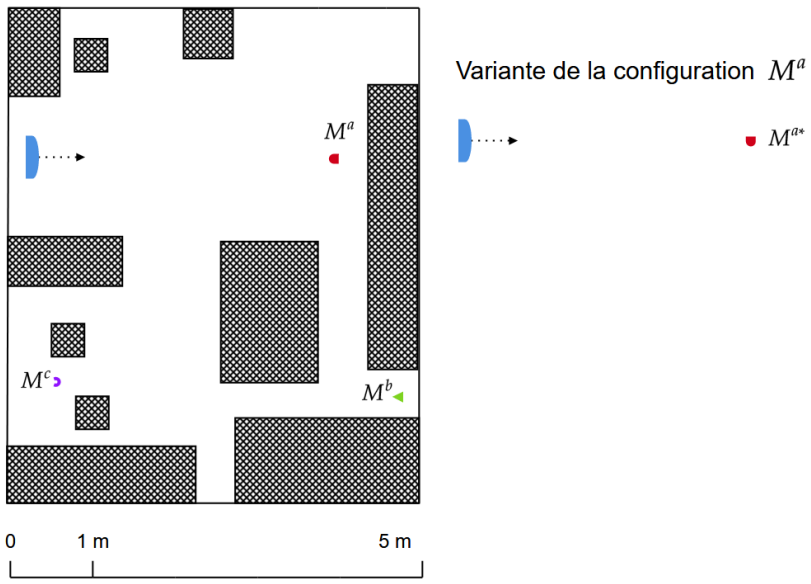

FIGURE 5.10 – Configurations MISO LOS en R48 entre un MRT (demi-ellipse bleue) et un smartphone. Configuration M^a (demi-ellipse rouge) : smartphone à 3 m du MRT, parallèle à l'axe de propagation (flèche pointillée) ; variation « $*$ » de la configuration M^a avec le smartphone perpendiculaire à l'axe de propagation. Configuration M^b (triangle vert) : smartphone éloigné du MRT, parallèle à l'axe de propagation et dans l'angle d'ouverture du MRT. Configuration M^c (arc de cercle violet) : smartphone éloigné du MRT, parallèle à l'axe de propagation et hors de l'angle d'ouverture du MRT.

FIGURE 5.11 – Configurations MISO LOS dans le couloir entre un MRT (demi-ellipse bleue), au centre du couloir, et un smartphone. Configuration M^d (demi-cercle orange) : smartphone moyennement éloigné du MRT, au centre du couloir et parallèle à l'axe de propagation ; variation « $*$ » de la configuration M^d avec le smartphone perpendiculaire à l'axe de propagation. Configuration M^e (flèche bleu clair) : smartphone fortement éloigné du MRT, au centre du couloir et parallèle à l'axe de propagation.

La troisième classe rassemble des configurations pour des communications MISO NLOS dans le couloir et en R50, loin après l'intersection du couloir et dans la salle R50, respectivement pour les configurations M^g et M^f. Ces configurations sont représentées sur la figure 5.12.

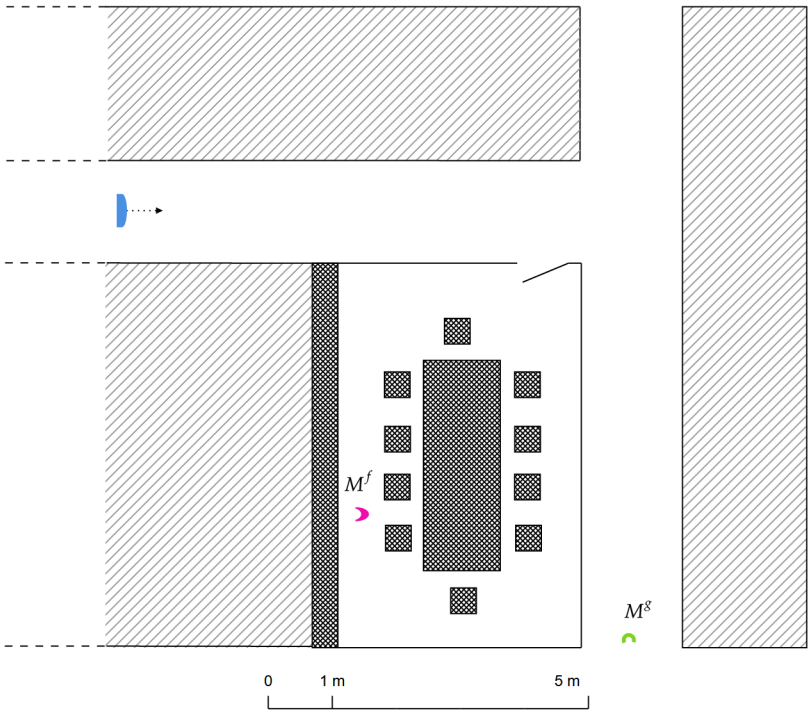

FIGURE 5.12 – Configurations MISO NLOS dans le couloir et en R50 entre un MRT (demi-ellipse bleue) et un smartphone. Configuration M^f (croissant rose) : smartphone dans la salle R50, devant la bibliothèque, orienté vers la table. Configuration M^g (demi-cercle vert) : smartphone d'un côté de l'intersection et au centre du couloir.

5.4.3 Résultats de mesures de focalisation

On étudie l'impact de la non-co-localisation émetteur-récepteur propre au smartphone sur la qualité de la compression de chirps. En effet, la qualité d'une focalisation permet d'estimer, en première approximation, la faisabilité de communications focalisées et de quantifier cette qualité. Dans le cas qui nous concerne ici, d'un smartphone et d'un MRT, on a montré qu'il existe deux méthodes d'estimation du canal de propagation. Quatre focalisations distinctes sont donc ici étudiées, i.e., chaque méthode d'estimation du canal de propagation pour chaque microphone. Pour préciser, le cas de l'estimation unidirectionnelle permet d'étudier deux focalisations et l'estimation bidirectionnelle, quant à elle, nous permet d'étudier l'effet de deux distances différentes sur une même focalisation. Les microphones voix et d'ambiance du smartphones sont notés respectivement MV et MA par la suite.

Pour chaque focalisation, on émet un chirp montant. Une fois reçu, on effectue une corrélation avec un chirp montant (autocorrélation) et avec un chirp descendant (intercorrélation). On extrait ensuite les enveloppes de ces deux corrélations afin de comparer leur maximum. Cet écart relatif nous donne une indication sur la qualité de la focalisation et donc, a fortiori, sur la potentielle qualité de la communication. En se fondant sur l'expérience acquise lors de ces travaux et des diverses campagnes de mesures, on considèrera qu'un écart relatif supérieur à 2 ou 3 dB est le signe d'une bonne focalisation, i.e., d'un BER probablement compris entre 0 % et 20 %. Lorsque l'écart est inférieur à 2 dB, on observe généralement des valeurs de BER supérieures à 20 %. Pour un écart de nul ou négatif, on obtient généralement des communications

de qualité nulle ou quasi nulle, avec un BER supérieur à 40 %.

Configurations LOS L'analyse des focalisations réalisées pour la première configuration M^a permet de mieux comprendre cette analyse dans son ensemble. La figure 5.13 illustre toutes les compressions de chirps dans cette configuration. On observe ici des focalisations précises et de nettes distinctions de corrélations pour le MV avec une estimation bidirectionnelle et pour le MV et le MA avec une estimation unidirectionnelle.

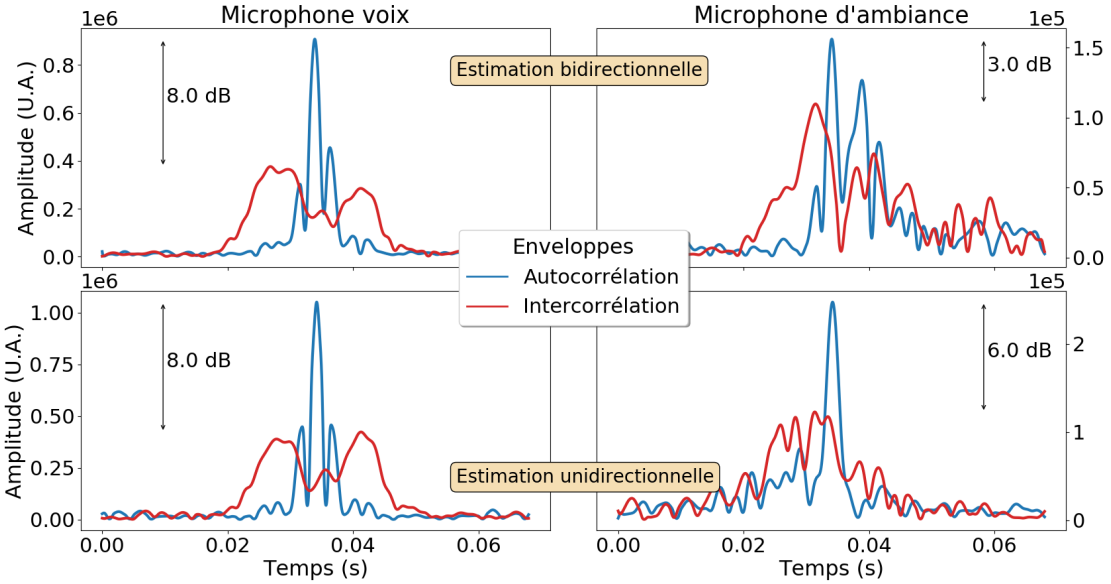

FIGURE 5.13 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélations en bleu et intercorrélations en rouge), pour une émission de chirp montant, dans le cas de la configuration M^a, pour les estimations bidirectionnelle et unidirectionnelle (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement première et seconde colonne de graphiques).

Cependant, la focalisation est dégradée pour le MA avec une estimation bidirectionnelle. L'écart relatif des maxima de corrélation, de 3 dB, est inférieur aux autres résultats de cette configuration. On observe également une augmentation du niveau des lobes secondaires. Pour cet exemple, si le bruit entraîne des fluctuations supérieures à 3 dB, le BER augmentera alors significativement. On en déduit une probabilité plus élevée d'erreur à la détection pour ce microphone avec une estimation bidirectionnelle. Ce phénomène s'explique par la non-co-localisation marquée du MA et du haut-parleur, dont la schématisation est représentée sur la figure 5.14.

Dans le cas de la variante de cette configuration, i.e., la configuration M^{a*} avec le smartphone perpendiculaire à l'axe de propagation, on obtient des résultats similaires à ceux de la configuration M^a (cf. figure 5.13). On peut cependant noter que l'écart relatif des maxima de corrélation est identique pour le MA et le MV avec une estimation unidirectionnelle. En effet, dans cette disposition, les microphones sont équidistants du MRT. L'écart relatif de corrélation pour le MV, avec une estimation bidirectionnelle, diminue de 8 dB à 5 dB, de par l'orientation du haut-parleur du smartphone et du MV par rapport au MRT. Ce dernier reçoit une quantité inférieure d'énergie par rapport à la configuration M^a, puisque la sensibilité du microphone diminue lors d'une rotation de ce dernier de $\pm 90°$ par rapport à l'axe de propagation (cf. figure 3.20).

Pour les configurations considérées ici (M^b et M^c), les augmentations de la distance et de l'angle par rapport à l'axe de propagation MRT/smartphone n'impactent pas, dans la limite de

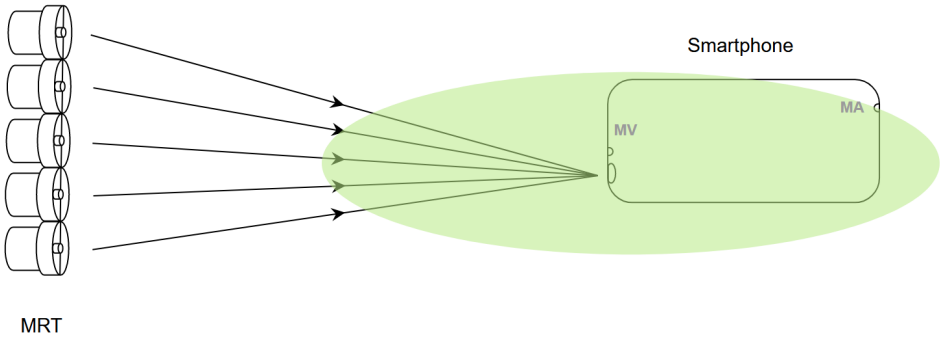

FIGURE 5.14 – Schématisation d'une tache focale (vert clair) obtenue par l'émission focalisée d'un chirp par un MRT sur le smartphone, avec une estimation bidirectionnelle, pour la configuration M^a. D'après les propriétés de formation de voies, la tache focale mesure environ 7 m de long et 0.13 m de large.

configurations LOS courte distance, la qualité des focalisations pour le MV, quelle que soit la méthode d'estimation, et pour le MA avec une estimation unidirectionnelle. En ce qui concerne le MA avec une estimation bidirectionnelle, la non-co-localisation émetteur-récepteur dégrade fortement la qualité de focalisation. En effet, que le smartphone soit éloigné de l'axe de propagation, tout en restant dans l'angle d'ouverture du MRT (configuration M^b), ou à la limite entre LOS et NLOS (configuration M^c), le MA n'est plus dans la tache focale. Ces cas particuliers sont illustrés sur la figure 5.15. De plus, comme l'a montré la caractérisation du microphone, ce dernier est moins sensible lorsqu'il est orienté à l'opposé de l'axe de propagation.

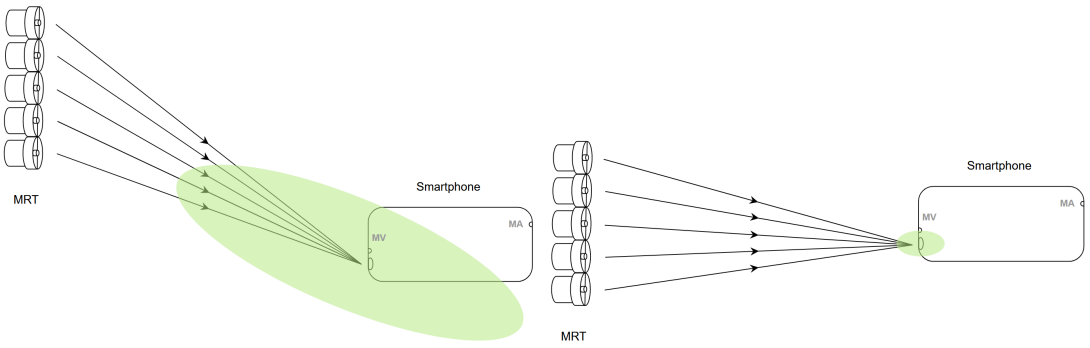

FIGURE 5.15 – Schématisation d'une tache focale (vert clair) obtenue par l'émission focalisée d'un chirp par un MRT sur le smartphone, avec une estimation bidirectionnelle, pour la configuration M^b (schéma de gauche) et pour la configuration M^c (schéma de droite). D'après les propriétés de formation de voies, la tache focale mesure environ 14 m de long et 0.19 m pour la configuration M^b et environ 0.01 m de long et de large pour la configuration M^c.

À titre d'exemple, la figure 5.16 illustre la comparaison des compressions de chirps montants et descendants pour le MA avec une estimation bidirectionnelle pour la configuration M^c. On observe bien que les lobes secondaires, pour les deux types de corrélations, ont un niveau très proche de celui du lobe principal. Ainsi, la probabilité de décision avec erreur est donc très forte. Les résultats complets des configurations M^b et M^c sont disponibles dans l'annexe D.

En augmentant la distance MRT/smartphone et en se plaçant dans un environnement réverbérant (configurations M^d et M^{d*}), on obtient des résultats similaires aux configurations M^a et M^{a*}.

Finalement, les quatre types de focalisation sont dégradés pour la configuration M^e. L'augmentation de la distance focale laisse supposer une tache focale plus grande, et donc de meilleurs

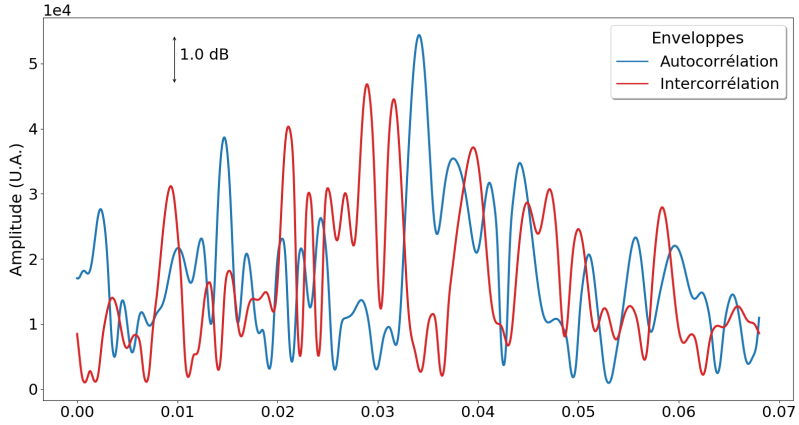

FIGURE 5.16 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge), pour une émission de chirp montant, dans le cas de la configuration M^c, pour le microphone d'ambiance (MA) avec une estimation bidirectionnelle.

résultats que pour la configuration M^d, ce qui s'avère ne pas être le cas. De fait, la configuration M^e est bien plus proche de l'intersection du couloir, et donc du mur du fond, que les autres configurations. On suppose qu'on se trouve plutôt dans une configuration de champ diffus, ce qui entraîne une dégradation plus importante du fait de la non-co-localisation émetteur-récepteur. Les résultats complets des configurations M^d, M^{d*} et M^e sont disponibles dans l'annexe D.

Les écarts relatifs des compressions, pour chaque microphone, méthode d'estimation et configuration, sont rassemblés dans le tableau 5.1.

	Estimation	Unidirectionnelle		Bidirectionnelle	
	Microphone	MV	MA	MV	MA
Configuration	M^a	8	6	8	3
	M^{a*}	7	7	5	3
	M^b	10	8	6	1
	M^c	8	8	5	−1
	M^d	6	7	6	1
	M^{d*}	7	9	5	6
	M^e	1	5	1	1

Tableau 5.1 – Écarts relatifs des compressions, en dB, au niveau du MV et du MA, avec estimations unidirectionnelle et bidirectionnelle, pour les configurations M^a, M^{a*}, M^b, M^c, M^d, M^{d*} et M^e.

Configurations NLOS En s'intéressant aux deux configurations NLOS restantes, M^f et M^g, on met également en lumière la relation entre la non-co-localisation émetteur-récepteur et l'aspect réverbérant de l'environnement. La qualité de focalisation sur le MV et le MA, avec une estimation unidirectionnelle, est toujours bonne. On constate une très nette distinction des compressions de chirps, comparable à celle obtenue pour les configurations LOS précédentes. Pour l'estimation bidirectionnelle, on observe une bonne qualité de focalisation sur le MV et, avec une légère dégradation, sur le MA, lorsque les contributions multi-trajets sont fortes (configuration M^g). La force de ces contributions est liée à l'aspect réverbérant du couloir, ainsi qu'à sa géométrie.

Quant à la configuration M^f, la salle R50, dans laquelle on trouve de la moquette au sol

et une bibliothèque sur l'entière surface d'un des murs, représente un environnement peu réverbérant, i.e., avec une forte capacité d'absorption acoustique. En conséquence, les résultats des compressions de chirps avec estimation bidirectionnelle font apparaître des écarts relatifs très faibles, entre 0 dB et 2 dB, par rapport à la configuration M^g, pour laquelle les écarts relatifs sont compris entre 4 dB et 7 dB. On observe donc, entre les deux configurations, une atténuation de 5 dB sur le MV et de 4 dB sur le MA. Ainsi, cette atténuation est le signe d'une très forte dégradation de la qualité de focalisation sur les deux microphones. Dans cette configuration, on peut donc s'attendre à une détection avec une très forte probabilité d'erreur.

Les résultats complets des configurations M^f et M^g sont disponibles dans l'annexe D. Les écarts relatifs des compressions de ces deux configurations sont rassemblés dans le tableau 5.2.

	Estimation	Unidirectionnelle		Bidirectionnelle	
	Microphone	MV	MA	MV	MA
Configuration	M^f	9	7	2	0
	M^g	7	9	7	4

Tableau 5.2 – Écarts relatifs des compressions, en dB, au niveau du MV et du MA, avec estimations unidirectionnelle et bidirectionnelle, pour les configurations M^f et M^g.

5.4.4 Résultats de mesures de communication

En s'appuyant sur les résultats des mesures de focalisation précédemment présentés, on réalise des mesures de communications MISO pour un panel plus restreint de configurations. Parmi les configurations introduites dans ce chapitre, on se concentre sur M^a, M^{a*}, M^c et M^f. Ainsi, on dispose de configurations représentatives pour lesquelles les mesures de focalisation nous permettent d'anticiper une communication dans des configurations favorables (M^a et M^{a*}) et défavorables (M^c et M^f).

Protocole expérimental La multiplicité des méthodes d'estimation du canal de propagation et des récepteurs sur le smartphone implique que les mesures de communication soient réalisées selon un protocole relativement complexe, décrit ci-dessous :

1. phase d'apprentissage du canal unidirectionnel, durant laquelle chaque ME du MRT émet un chirp prédéfini et chaque microphone du smartphone enregistre le champ de pression engendré :
   (a) émission d'un sinus long depuis un ME du MRT, enregistré par le smartphone pour l'étape de ré-échantillonnage ;
   (b) estimation de la RI du milieu par corrélation avec le chirp émis, pour chaque microphone du smartphone ;
   (c) ré-échantillonnage de la RI du milieu et inversion temporelle, pour chaque microphone du smartphone ;
2. phase d'apprentissage du canal bidirectionnel, durant laquelle le smartphone émet un chirp prédéfini et chaque microphone du MRT enregistre le champ de pression engendré :
   (a) estimation de la RI du milieu par corrélation avec le chirp émis et inversion temporelle, pour chaque microphone du MRT ;
3. synthèse d'un signal constitué d'un chirp de synchronisation suivi de 5 chirps utiles, montant ou descendant en fonction des bits aléatoires à transmettre ;
4. convolution avec les RI inversées temporellement, pour les estimations unidirectionnelle et bidirectionnelle, et émissions depuis le MRT ;
5. synchronisation par corrélation du signal reçu avec le chirp long de synchronisation, pour chaque microphone du smartphone ;

6. corrélations de la partie utile de chaque signal (5 chirps aléatoires) avec un chirp montant et un chirp descendant sur des fenêtres successives (chacune d'une durée égale à celle d'un chirp), pour chaque méthode d'estimation et chaque microphone du smartphone ;
7. décodage par décision fondée sur la pente temporelle de la fréquence des chirps reçus (comparaison des résultats des corrélations) ;
8. calcul des BER expérimentaux par comparaison des signaux décodés et des signaux émis.

Tout comme au chapitre 3 et au chapitre 4, la durée du chirp de synchronisation est deux fois supérieure à celle des chirps symboles, pour assurer une bonne synchronisation avant le décodage. Pour chaque configuration, le BER est estimé de manière statistique à partir de la transmission de 20 trames. Le calcul du BER reste identique à celui présenté pour les communications SISO. Du fait de la diminution du nombre des répétitions par configuration par rapport aux précédents chapitres, la précision des mesures est ici de 10%.

Résultats Tout comme dans le chapitre 4, les mesures sont effectuées avec des chirps « symboles » et un chirp de synchronisation de fréquence centrale $f_c = 18.5\,\text{kHz}$ et de largeur de bande $B = 1\,\text{kHz}$. Ces deux types de chirps sont respectivement constitués de 768 échantillons ($\sim 17\,\text{ms}$) et 1536 échantillons ($\sim 35\,\text{ms}$) à la fréquence d'échantillonnage maximum possible sur le smartphone de 44.1 kHz.

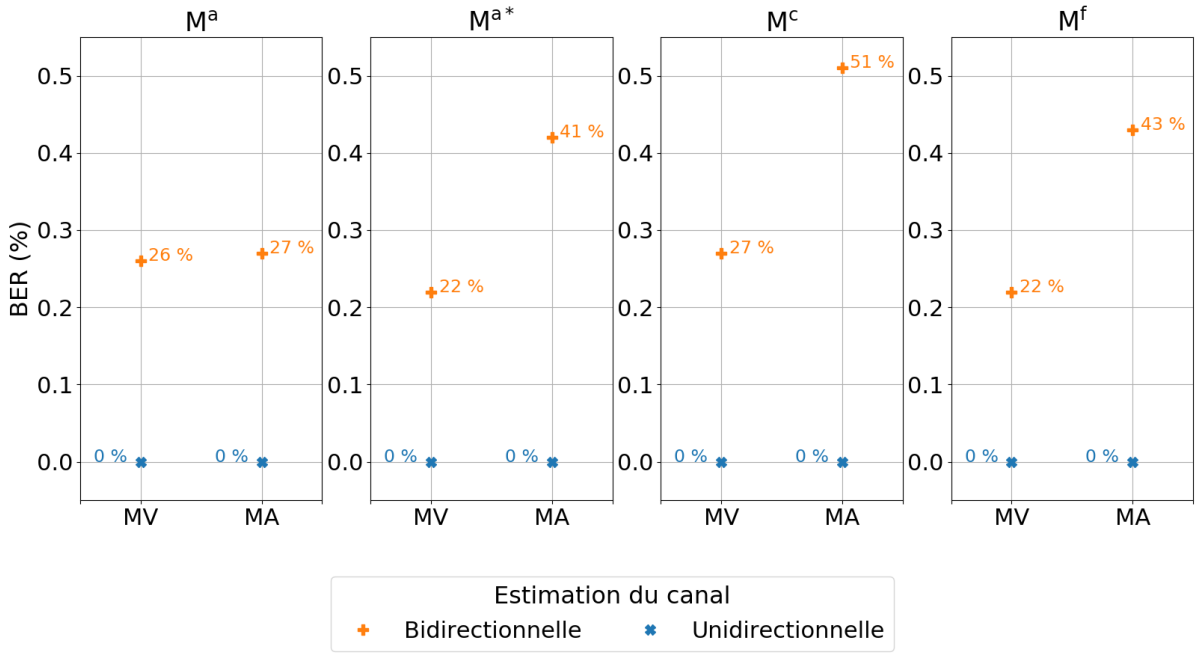

FIGURE 5.17 – BER moyens, pour chaque microphone du smartphone, voix (MV) et d'ambiance (MA), lors des mesures expérimentales pour les configurations MISO MRT/smartphone M^a, M^{a*}, M^c et M^f.

Comme attendu au vu des mesures de focalisation, la méthode d'estimation unidirectionnelle permet de réaliser des communications focalisées parfaites, quels que soient la configuration considérée et le microphone du smartphone utilisé. L'observation des résultats issus de l'estimation bidirectionnelle permet, quant à elle, de mettre en lumière plusieurs points importants. De manière générale, l'imprécision des compressions de chirps et la diminution d'énergie reçue, causée par le non-co-localisation émetteur-récepteur, entraînent des dégradations variables de BER. Plus les microphones sont éloignés du haut-parleur, plus la dégradation du BER est grande. Tout

d'abord, pour le cas du MV, malgré une co-localisation relativement bonne, les communications réalisées sont médiocres. Le BER, sur l'ensemble des configurations, est d'environ 24 %.

Ensuite, pour le cas du MA, où la non-co-localisation est plus importante, on distingue deux cas. Dans le premier cas, i.e., pour la configuration M^a, comme le MA est dans la tache focale, le BER associé est très similaire à celui calculé pour le MV. Dans le second cas, i.e., pour les configurations M^{a*}, M^c et M^f, on remarque une forte augmentation du BER, d'environ 20 %, due à l'augmentation de la distance du MA avec la tache focale. Les communications sont alors qualifiées de nulles d'après notre échelle d'évaluation.

Cependant, pour une estimation bidirectionnelle, une configuration NLOS à forte atténuation (comme la configuration M^f) permet d'obtenir de meilleurs résultats qu'une configuration à la limite LOS/NLOS en environnement réverbérant (comme la configuration M^c). En effet, le BER calculé sur le MV diminue de 5 % et celui calculé sur le MA de 8 %. Pour ces deux configurations, une détection correcte du lobe principal reste difficile. Mais, il semble néanmoins que l'atténuation du milieu limite légèrement les interférences, et donc les erreurs de décodage. Une autre supposition, pour la configuration M^f, est que la majeure partie du signal émis par le MRT est réfléchie par la porte de la bibliothèque. Ainsi, on pourrait assimiler la porte à une source plus proche du smartphone, ce qui aurait pour effet d'avoir une tache focale plus étendue. On note également que la différence de puissance d'émission entre le MRT et le smartphone pourrait présenter un désavantage pour cette méthode, comparée à l'approche unidirectionnelle. Cependant, on considère que malgré la faible puissance potentielle d'émission, l'estimation du canal reste de précision suffisante, en particulier du fait de l'utilisation de la compression de chirps.

Comparaison SISO/MISO Pour conclure cette section, notons que des mesures SISO ont été réalisées en parallèle des mesures MISO précédemment présentées. La comparaison des BER moyens permet de faire trois remarques. Tout d'abord, dans le cas d'une disposition fortement non-co-localisée et lorsque le smartphone est situé au voisinage du réseau, le BER est meilleur en SISO qu'en MISO avec une estimation bidirectionnelle (MA pour M^a et M^{a*}). En effet, les BER moyens obtenus sont environ deux fois plus faibles en SISO. Ensuite, dans le cas où le MV est utilisé, le BER reste légèrement meilleur en SISO qu'en MISO (le BER SISO valant les trois quarts du BER MISO). Enfin, lorsque la forme des taches focales tend vers la limite de résolution (forme sphérique avec un rayon de l'ordre de la demi-longueur d'onde) dans les cas M^c et M^f, les BER moyens sont meilleurs en MISO qu'en SISO, quels que soient la méthode d'estimation et le microphone. Les écarts observés vont de 5 % à 50 % en MISO par rapport au SISO.

5.5 Application « réaliste »

Afin de se rapprocher de cas d'utilisation plus proches de ceux régulièrement soumis à STIMSHOP par les industriels, on réalise une campagne de mesures de communications focalisées entre un MRT et un smartphone en environnement difficile. De manière analogue à la section 5.4, on évalue des schémas de transmission MISO et MU-MISO. Le même dispositif expérimental est utilisé, en ajoutant un nouveau smartphone pour les communications MU-MISO, un Samsung S7. Dans la suite de cette section, les smartphones Honor Play et Samsung S7 seront respectivement nommés smartphone 1 et smartphone 2.

5.5.1 Lieux et configurations

Les lieux choisis pour cette campagne sont les souterrains de l'école MINES ParisTech, situés aux abords du jardin du Luxembourg, à Paris. Ces souterrains sont composés de couloirs étroits, parfois tortueux, aux parois irrégulières faites de vieilles pierres, aux sols composés de dalles de béton et de terre battue et aux plafonds encombrés de passages de câbles et de

diverses conduites (eaux, chauffage, gaz, etc.). Cet environnement est comparable à ce qu'on peut trouver, par exemple, dans les sous-sols, les carrières, les mines et les chantiers de construction. La figure 5.18 illustre l'ensemble des sous-sols du bâtiment dans lequel ont lieu les mesures. Les configurations de mesures sont réparties dans les zones non grisées. De même que précédemment,

FIGURE 5.18 – Lieux pour l'expérimentation de communications ultrasonores en intérieur correspondant à des applications industrielles.

la dénomination des configurations se fait avec $K = M$. Les configurations sont regroupées par classe. La première classe comprend deux configurations MISO LOS M^i et M^h situées à l'ouest de la base et représentées sur la figure 5.19. La deuxième classe regroupe les configurations MISO NLOS M^j, M^k et M^m, qui sont situées au sud de la base et représentées sur la figure 5.20. La troisième et dernière classe réunit les configurations MU-MISO, soit LOS M^n et M^p, soit NLOS M^o (cf. figure 5.21).

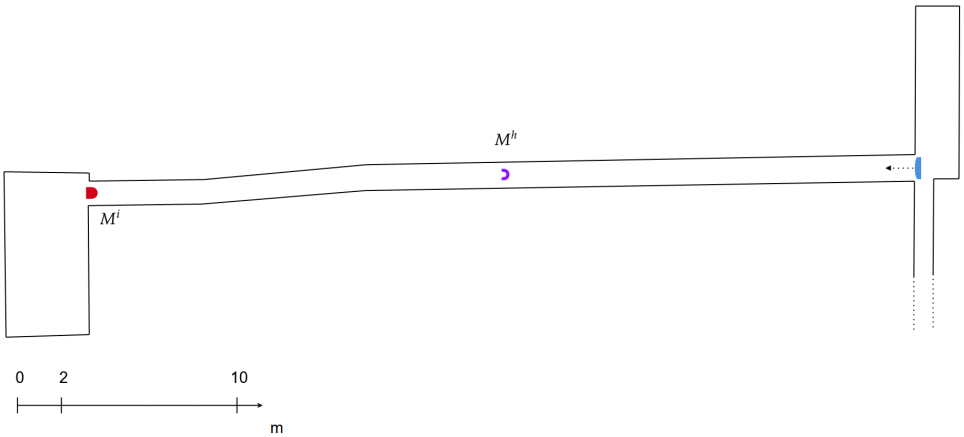

FIGURE 5.19 – Configurations MISO LOS en souterrain, entre un MRT (demi-ellipse bleue) et un smartphone. Configuration LOS M^h (arc de cercle violet) : smartphone à 22 m du MRT, parallèle à l'axe de propagation (flèche pointillée). Configuration LOS M^i (demi-ellipse rouge) : smartphone à 40 m du MRT, parallèle à l'axe de propagation.

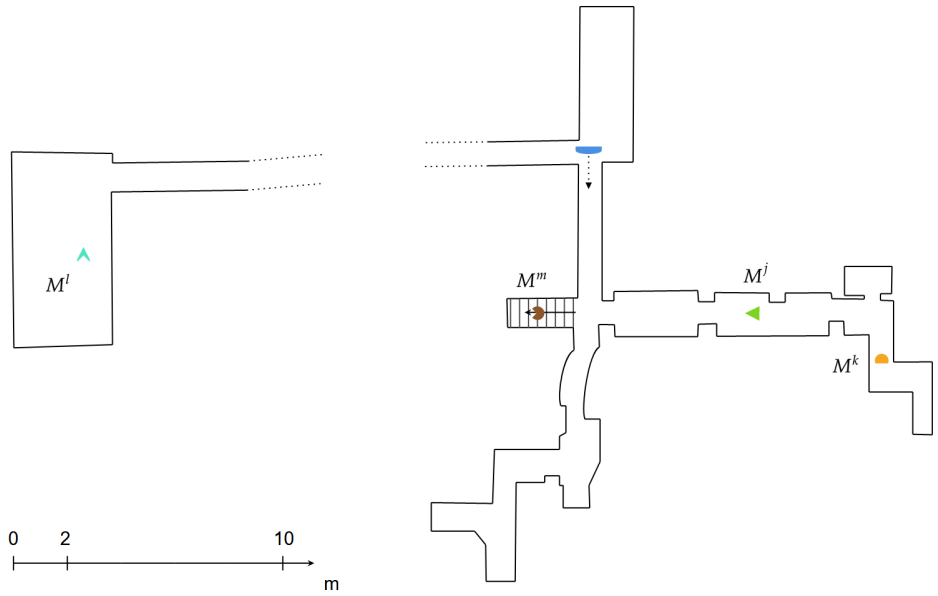

FIGURE 5.20 – Configurations MISO NLOS en souterrain entre un MRT (demi-ellipse bleue) et un smartphone. Configuration M^j (triangle vert) : smartphone à 15 m du MRT avec un coude de 8 m. Configuration M^k (demi-cercle orange) : smartphone à 22 m du MRT avec deux coudes de 13 m et 2 m. Configuration M^m (camembert marron) : smartphone à 9 m du MRT avec un coude de 2 m et une augmentation de son altitude de 2 m. Configuration M^l (flèche bleue) : smartphone à 46 m du MRT avec un coude au sud de 3 m et le MRT orienté à l'ouest.

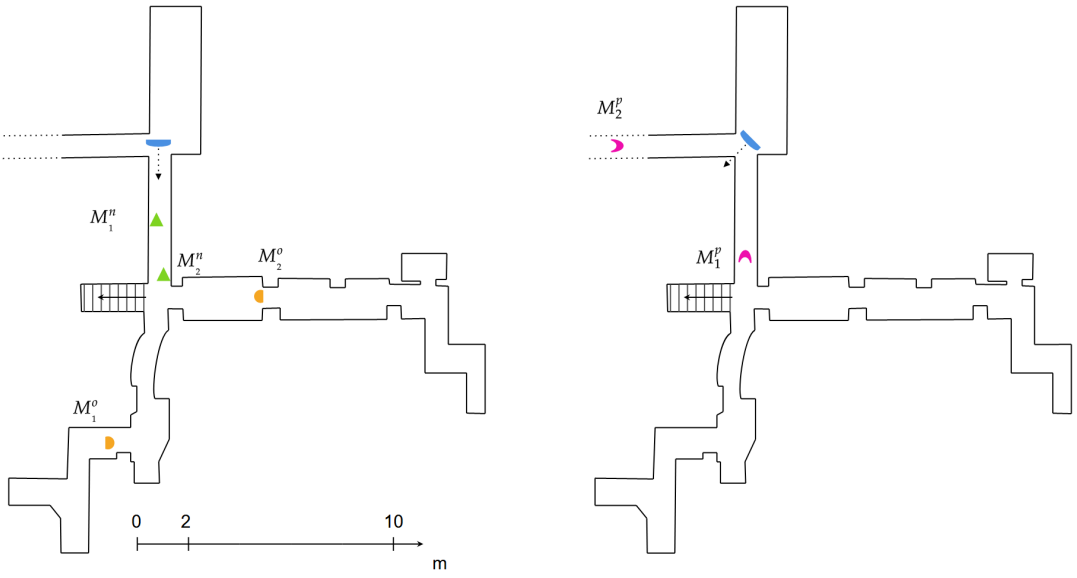

FIGURE 5.21 – Configurations MU-MISO LOS et NLOS en souterrain entre un MRT (demi-ellipse bleue) et un smartphone. Configuration M^n (triangles verts) : smartphones à 4 m et 7 m du MRT. Configuration M^o (demi-cercle orange) : smartphones à 14 m et 12 m du MRT, respectivement avec un coude de 2 m et 6 m. Configuration M^p (croissants roses) : smartphones à 6 m du MRT, orienté sud-ouest et à 1.5 m du coin du mur.

5.5.2 Résultats de mesures de focalisation

De la même manière que dans la section 5.4, on étudie l'impact de la non-co-localisation émetteur-récepteur sur la focalisation, i.e., la qualité de compression de chirps. Cette étude, pour les mesures MISO, est faite sur les deux microphones, MV et MA, du smartphone 1 avec les deux méthodes d'estimation. Dans le cas de mesures MU-MISO, les résultats sont obtenus en utilisant les MV et MA des smartphones 1 et 2 . Le déroulement de chaque opération de mesure est donc identique à celui présenté au début de la section 5.4.

Configurations MISO LOS L'analyse des focalisations réalisées pour la première configuration M^h permet une première compréhension du fonctionnement de notre dispositif expérimental dans cet environnement difficile. La figure 5.22 illustre toutes les compressions de chirps pour cette configuration. On observe ici de nettes différences entre les différentes méthodes. La compression est dégradée avec une baisse de 7 dB et 5 dB du lobe principal par rapport aux lobes secondaires (MV et MA), avec l'estimation unidirectionnelle, et de 6 dB et 2 dB (MV et MA), avec l'estimation bidirectionnelle. On remarque également que des lobes secondaires sont présents de manière non négligeable sur toute la fenêtre d'observation.

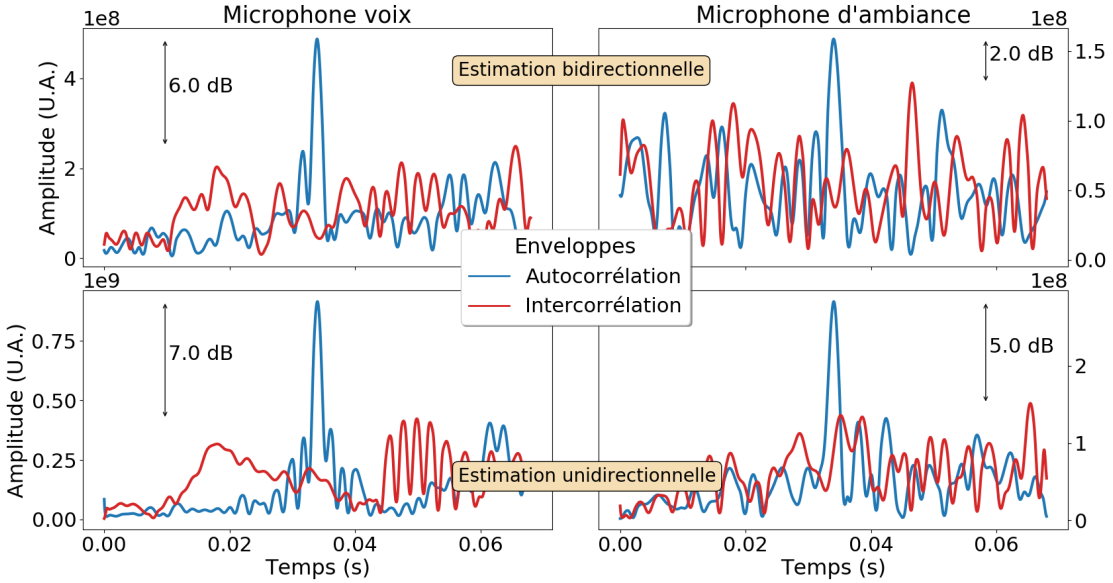

FIGURE 5.22 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émission de chirp montant, dans le cas de la configuration M^h, pour les estimations bidirectionnelle et unidirectionnelle (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphones voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques).

On s'intéresse maintenant à la configuration M^i. La grande distance entre le MRT et le smartphone, ainsi que la présence d'une salle à quelques mètres du smartphone, à l'ouest, ont des impacts différents sur la focalisation selon l'estimation. En effet, l'éloignement du smartphone fait tendre les taches focales vers la limite de diffraction. Ainsi, on observe une dégradation forte pour l'estimation bidirectionnelle, où faire la distinction entre les différentes compressions est très difficile, voire impossible, avec des écart relatifs des maxima de compression de chirps de 0 dB pour le MV et de 1 dB pour le MA. Cependant, la concentration plus compacte de la tache de focalisation et les réflexions de la salle à l'ouest du smartphone facilitent la distinction des compressions dans le cas de l'estimation unidirectionnelle, comme illustré précédemment sur la

schématisation de droite de la figure 5.15. L'écart relatif des maxima de compression de chirps est alors, pour les deux microphones, de −8 dB.

Les résultats complets des configurations M^h et M^i sont disponibles dans l'annexe E, alors que les écarts relatifs des compressions de ces configurations sont rassemblés dans le tableau 5.3.

	Estimation	Unidirectionnelle		Bidirectionnelle	
	Microphone	MV	MA	MV	MA
Configuration	M^h	7	5	6	2
	M^i	8	8	0	1

Tableau 5.3 – Écarts relatifs des compressions, en dB, au niveau du MV et du MA, avec estimations unidirectionnelle et bidirectionnelle, pour les configurations M^h et M^i.

Configurations MISO NLOS On sépare les résultats des focalisations en deux. Tout d'abord, on s'intéresse aux configurations NLOS dites « classiques » M^j et M^k, pour des distances MRT/smartphones moyennes, respectivement, de 15 m avec un coude et de 22 m avec deux coudes. La focalisation sur le MV, avec une estimation unidirectionnelle, pour M^j permet une distinction nette des compressions de chirps avec un écart relatif des maxima de 7 dB. L'orientation défavorable du MA et la géométrie irrégulière du lieu (forte atténuation, cf. figure 5.20) nuisent à l'obtention d'une bonne focalisation. Les focalisations sur les deux microphones, pour une estimation bidirectionnelle, ne permettent pas une distinction claire des compressions de chirps. En effet, dans ces cas là, l'écart relatif des maxima de compression est trop faible, entre 2 dB et 0 dB. Ces résultats mitigés sont dus à la géométrie irrégulière de la zone et à la non-co-localisation émetteur-récepteur.

Les résultats de focalisation de la configuration M^k confirment la limite de notre dispositif pour des communications NLOS. En effet, l'atténuation est amplifiée par rapport à la configuration M^j de par la plus grande distance vis-à-vis du MRT et la présence d'un coude supplémentaire sur le trajet. Une distinction claire des compressions, quels que soient l'estimation et le microphone, n'est pas possible. Les écarts de compression n'étant compris qu'entre 3 dB et 2 dB, la probabilité d'erreur lors de communication sera élevée (voir section ci-après).

Ensuite, on traite deux configurations NLOS dites « atypiques ». La première, la configuration M^l, est caractérisée par une grande distance par rapport au MRT, de 46 m, avec un coude court de 3 m dans la salle à l'ouest de la zone d'expérimentation. Les résultats montrent une focalisation dégradée, mais toujours distinguable, pour les deux microphones avec une estimation unidirectionnelle. Les écarts relatifs des maxima des compressions de chirps sont compris entre 4 dB et 3 dB. En revanche, avec une estimation bidirectionnelle, la distinction n'est plus possible, avec des écarts relatifs compris entre 2 dB et −1 dB.

Pour la seconde configuration atypique, i.e., pour la configuration M^m, on a, en plus de l'aspect NLOS, une augmentation de l'altitude du smartphone d'environ deux mètres. La focalisation sur le MV, avec une estimation unidirectionnelle, permet une très nette distinction des compressions, avec un écart relatif des maxima de 7 dB. Cependant, la géométrie de l'environnement (escaliers) ainsi que la non-co-localisation émetteur-récepteur dégradent très fortement les autres résultats. La distinction n'est donc pas possible sur le MA avec une estimation unidirectionnelle (écart relatif de 1 dB) et sur les deux microphones avec une estimation bidirectionnelle (écart relatif de −1 dB).

Les résultats complets des configurations M^j, M^k, M^l et M^m sont disponibles dans l'annexe E, alors que les écarts relatifs des compressions de ces configurations sont rassemblés dans le tableau 5.4.

	Estimation	Unidirectionnelle		Bidirectionnelle	
	Microphone	MV	MA	MV	MA
Configuration	M^j	7	2	1	0
	M^k	3	2	3	3
	M^l	3	4	−1	2
	M^m	7	1	−1	−1

Tableau 5.4 – Écarts relatifs des compressions, en dB, au niveau du MV et du MA, avec estimations unidirectionnelle et bidirectionnelle, pour les configurations M^j, M^k, M^l et M^m.

Configuration MU-MISO LOS et NLOS Enfin, on s'intéresse à trois configurations MU-MISO, deux LOS, M^n et M^P, et une NLOS, M^o. Pour chacune de ces configurations, une variante de chaque configuration a été réalisée (ajout d'un astérisque à la dénomination) ; il s'agit là de la même disposition des smartphones, mais avec un agrandissement de l'antenne. Dans ces variantes, les mono-éléments du MRT et leur nombre sont conservés, mais la distance inter-élément est doublée. La largeur du MRT, pour ces variantes, passe donc de 40 cm à 75 cm. À noter que, lors de ces mesures, un défaut de fonctionnement du MA du smartphone 2, lors des focalisations avec l'estimation unidirectionnelle, n'a malheureusement permis de fournir que des résultats partiels pour ce smartphone, i.e., les résultats issus du MV pour les deux estimations et ceux issus du MA pour l'estimation bidirectionnelle. Ainsi, on aura sept résultats de focalisation pour chaque configuration, au lieu de huit.

On considère tout d'abord les configurations LOS et les focalisations issues d'estimations bidirectionnelles. Pour M^n, les résultats sur le MV du smartphone 1 et sur le MA du smartphone 2 permettent une différenciation nette entre les compressions de chirps, avec des écarts relatifs respectifs de 7 dB et 8 dB. Pour M^p, ce sont les résultats sur les MA des deux smartphones qui permettent cette différenciation nette, avec des écarts relatifs respectifs de 4 dB et 6 dB. Avec une estimation unidirectionnelle, pour les deux configurations, seuls les résultats sur le MV du smartphone 1 permettent une distinction nette des compressions de chirps avec des écarts relatifs de 6 dB et 8 dB (respectivement pour M^n et M^p). Ensuite, dans le cas de la configuration NLOS M^o, seuls les résultats issus d'une estimation unidirectionnelle sur le MV du smartphone 1 affichent un écart relatif suffisant, i.e., 5 dB. Pour les trois configurations, les autres résultats fournissent des valeurs d'écarts relatifs inférieures à 2 dB, trop faibles pour pouvoir permettre une distinction nette.

Enfin, lorsqu'on augmente la taille de l'antenne, les résultats du MV issus d'une estimation unidirectionnelle sont améliorés de +2 dB et +1 dB, respectivement, pour les configurations M^{n*} et M^{o*}. Dans le cas de la configuration M^{p*}, cette amélioration atteint même +4 dB et +6 dB et +1 dB, respectivement pour les résultats du MV des deux smartphones issus d'une estimation bidirectionnelle et pour ceux du MA du smartphone 1 issus d'une estimation unidirectionnelle. Cependant cette amélioration est limitée à +1 dB pour les résultats du MV du smartphone 2 issus d'une estimation unidirectionnelle. Les autres résultats sont soit identiques soit dégradés par rapport aux configuration M^n, M^o et M^p.

Les résultats complets des configurations M^n, M^{n*}, M^o, M^{o*}, M^p et M^{p*} sont disponibles dans l'annexe E, alors que les écarts relatifs des compressions de ces configurations sont rassemblés dans le tableau 5.5.

	Estimation	Unidirectionnelle				Bidirectionnelle			
	Smartphone	1		2		1		2	
	Microphone	MV	MA	MV	MA	MV	MA	MV	MA
Configuration	M^n	6	3	1	d.i.	7	1	2	8
	M^{n*}	8	2	1	d.i.	1	0	2	1
	M^o	5	3	0	d.i.	0	1	−1	−2
	M^{o*}	6	2	0	d.i.	−1	1	0	1
	M^p	8	−2	2	d.i.	1	4	0	6
	M^{p*}	6	4	3	d.i.	5	0	4	6

Tableau 5.5 – Écarts relatifs des compressions, en dB, au niveau du MV et du MA, avec estimations unidirectionnelle et bidirectionnelle, pour les configurations M^n, M^{n*}, M^o, M^{o*}, M^p et M^{p*}(d.i. = donnée indisponible).

5.5.3 Résultats de mesures de communication

Comme les estimations de BER, donnée de nature statistique, prennent beaucoup de temps à obtenir, nous avons choisi 3 configurations MISO représentatives fondées sur les résultats des mesures de focalisation précédemment présentées. Deux configurations sont issues de la première classe (M^h, M^i), et la dernière provient de la deuxième classe (M^j). Le protocole expérimental utilisé pour réaliser ces mesures ainsi que la composition des signaux et leurs paramètres sont identiques à ceux présentés dans la section 5.4.

Résultats Tout comme dans le chapitre 4, les mesures sont effectuées avec des chirps « symboles » et un chirp de synchronisation de fréquence centrale $f_c = 18.5\,\text{kHz}$ et de largeur de bande $B = 1\,\text{kHz}$. Ces deux types de chirps sont respectivement constitués de 768 échantillons ($\sim 17\,\text{ms}$) et 1536 échantillons ($\sim 35\,\text{ms}$). Comme attendu au vu des mesures de focalisation,

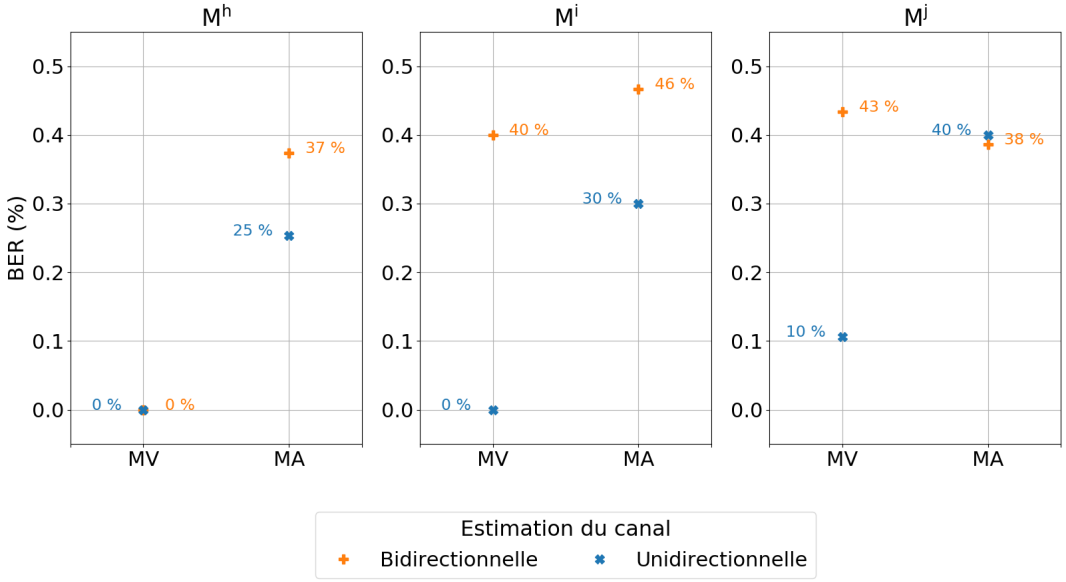

FIGURE 5.23 – BER moyens, pour chaque microphone du smartphone, voix (MV) et d'ambiance (MA), obtenus par des mesures expérimentales pour les configurations MISO MRT/smartphone M^h, M^i et M^j.

l'estimation unidirectionnelle permet de réaliser, sur le MV, des communications focalisées parfaites pour les configurations LOS M^h et M^i. L'estimation bidirectionnelle permet également

d'atteindre cette qualité de communication, sur le MV, pour la configuration LOS M^h. Lorsque la distance entre le smartphone et le réseau est plus grande, i.e., pour la configuration M^j, on observe un premier stade de dégradation des communications focalisées sur MV avec une estimation unidirectionnelle.

Lorsqu'on étudie les résultats issus du MA, comme la dégradation de la focalisation est ici plus importante, le BER augmente significativement. En effet, les BER mesurés, compris entre 25 % et 46 %, permettent de qualifier ces communications de mauvaises ou nulles. Exception faite du MA pour la configuration M^j, on remarque que la non-co-localisation émetteur-récepteur a toujours un effet délétère sur la communication dans le cas d'une estimation bidirectionnelle par rapport à une estimation unidirectionnelle.

5.6 Conclusion

Ce chapitre a permis d'étudier le comportement de notre système dans un cadre réaliste difficile, ce qui nous permet d'évaluer les capacités et les limites, en intérieur, de communications focalisées MISO et MU-MISO en ultrasons proches avec un ou plusieurs smartphones.

La section 5.2 permet tout d'abord de présenter le « récepteur » de notre système de communication multi-éléments, aux caractéristiques inférieures à celle d'un récepteur idéal, comme notre mono-élément. À cet aspect s'ajoute une non-co-localisation marquée entre le haut-parleur du smartphone et ses microphones. Afin d'étudier entièrement le nouveau système ainsi constitué, la section 5.3 propose plusieurs méthodes d'estimation du canal de propagation. Cette pluralité d'estimations du canal met en lumière la nécessité d'une étape de ré-échantillonnage et d'un protocole dédié en cas de désynchronisation des horloges internes.

Les sections 5.4 et 5.5 présentent les campagnes de mesures du système de communication effectuées dans divers environnements ; elles nous permettent ainsi d'étudier, de façon globale, ses capacités et ses limites selon la méthode d'estimation employée.

Dans un premier temps, on se concentre sur les résultats obtenus en utilisant une estimation unidirectionnelle. Cette méthode permet de réaliser des focalisations de très bonne qualité, quels que soient le microphone utilisé et le type de configuration (LOS et NLOS). Les communications effectuées sont de qualité parfaite dans le cas d'un environnement relativement réverbérant comme l'intérieur de l'institut Langevin. On obtient ainsi des résultats nettement supérieurs, avec des écarts de BER entre 5 % et 50 % par rapport à un schéma de transmission SISO, en particulier pour les configurations NLOS. On remarque également, pour des configurations LOS, que l'orientation du smartphone et, donc, par extension, celle des microphones n'impacte pas les résultats. En changeant de lieu, dans un environnement plus « réaliste », i.e., à la géométrie irrégulière et avec une atténuation plus importante, on note une augmentation significative du BER, en particulier avec une estimation unidirectionnelle, avec une augmentation entre 10 % et 40 %. Le retournement temporel ne compense que partiellement l'atténuation, et le système est donc toujours sensible au bruit.

Dans un second temps, l'utilisation d'une méthode d'estimation bidirectionnelle met en lumière, pour les configurations LOS, l'aspect primordial de l'orientation et de la position du réseau. En effet, on a pu mesurer l'impact de la non-co-localisation émetteur-récepteur sur le récepteur du système de communication. Plus cette dernière est grande, plus les qualités de focalisation et de communication se dégradent. Ainsi, certaines configurations permettent des communication parfaites à médiocres (pour un BER entre 0 % et 25 %) sur le MV, alors que les communications sont presque toujours impossibles (avec un BER entre 40 % et 50 %) sur le MA pour l'ensemble des configurations. Pour des communications aéroportées et focalisées MRT/smartphone en intérieur, l'utilisation de cette méthode d'estimation est d'autant plus délicate que la position relative des microphones, par rapport à celle de son haut-parleur, est variable d'une marque de smartphone à une autre.

Le système de communication présenté ici est donc utilisable pour des applications semi-

professionnelles où des smartphones sont utilisés. Le faible coût et la facilité d'utilisation représentent un atout majeur. Cependant, la condition nécessaire à l'utilisation d'un tel système, avec une bonne qualité d'échange d'information, est de se maintenir dans une configuration géographiquement statique MRT/smartphone.

6 Conclusion

Le domaine des télécommunications est aujourd'hui largement dominé par des méthodes et techniques utilisant les ondes radio. Cependant, pour un certain nombre d'applications très spécifiques, par exemple en intérieur, ces méthodes ne sont pas adaptées. On pourra citer par exemple les zones ATEX, les environnements à fortes interférences électromagnétiques ou encore les situations nécessitant un haut niveau de confidentialité, de sécurité. Depuis plusieurs années déjà, des travaux de recherche et d'ingénierie ont été menés pour évaluer, développer et mettre en place des méthodes alternatives, en particulier de communications aéroportées acoustiques en intérieur. Ces systèmes de communication, unidirectionnels ou bidirectionnels, souffrent tous des mêmes limites en comparaison des méthodes radio classiques : un faible débit et l'incapacité de fonctionner efficacement pour des configurations NLOS. Les quelques études ou solutions permettant une augmentation du débit le font au prix de portées sans erreur très réduites, entre quelques dizaines de centimètres et un ou deux mètres.

6.1 Contributions

Les travaux présentés dans ce manuscrit proposent des méthodes et des outils permettant de dépasser les capacités actuelles des systèmes de communication acoustique. Ce travail a été réalisé en circonscrivant la zone des fréquences utilisées aux ultrasons proches, typiquement entre 16 et 22 kHz. Ce choix présente plusieurs avantages : le confort d'audition pour l'oreille humaine, peu sensible pour ces fréquences élevées, et la possibilité d'interagir avec des dispositifs nomades existant déjà sur le marché, e.g., les smartphones, déjà calibrés pour cet intervalle de fréquences. L'exploitation de l'aspect multi-éléments et l'utilisation du retournement temporel sont au cœur de ce travail et représentent la clé du dépassement des limites précédemment mentionnées.

Tout d'abord, nous avons présenté une modulation par chirps linéaires pour permettre la réalisation de nos communications. Cette modulation particulière, bien connue, permet d'assurer une forte robustesse des signaux face aux interférences et aux modifications dues à l'effet Doppler. Elle s'inscrit dans la ligne des travaux de recherche et développement de l'entreprise STIMSHOP pour communiquer efficacement en environnement contraint au moyen de systèmes de type SISO. Sur la base de ce choix, nous avons proposé deux méthodes nouvelles pour améliorer le débit. La première est l'utilisation, lors de la synthèse des signaux, du recouvrement de symboles. Nous avons montré que, pour une puissance d'émission constante et un taux d'erreur égal, un recouvrement de 25 % du temps symbole considéré était optimal et permettait une amélioration significative du débit. La seconde technique proposée est l'ajout de deux formes non linéaires de chirps pour augmenter les possibilités d'encodage de l'information. On a montré numériquement la possibilité d'utiliser, à taux d'erreur égal, au moins 6 symboles différents, améliorant ainsi les capacités d'encodage de l'information à transmettre et, par extension, le débit.

En parallèle, nous avons également développé un modèle analytique de prédiction du BER pour les communications fondées sur des chirps linéaires et évalué son adéquation avec des résultats de simulation numérique.

Nous avons ensuite présenté l'élément de base de notre système de communication : le mono-élément. Utilisé dans un premier temps de manière indépendante, i.e., pour réaliser des communications SISO, ce dispositif conduit à de nombreux résultats. Le modèle de BER, précédemment introduit, est validé expérimentalement. Une échelle d'évaluation de la qualité des communications, en ultrasons proches et en intérieur, est proposée, sur la base des expériences menées. Les capacités et les limites du schéma de transmission SISO sont identifiées par une campagne de mesures, en environnement réel, au sein de l'Institut Langevin.

Fort de ces résultats, nous avons proposé alors un nouveau système de communication permettant la focalisation des signaux émis par retournement temporel. On présente ainsi une

antenne linéaire, appelée aussi miroir à retournement temporel (MRT), et un protocole de communication dédié. Ce système de communication est alors étudié pour la réalisation de communication MISO et MU-MISO, en configurations LOS et NLOS. Les résultats obtenus via des campagnes de mesures dans le même environnement que précédemment pour les communications SISO permettent de mettre en lumière les améliorations apportées par ce nouveau dispositif : augmentation de la qualité de communication, gestion des configurations NLOS, possibilité d'augmentation du débit par diminution du temps symbole et capacité de communication multi-utilisateurs (avec 2 récepteurs).

Afin de d'identifier les capacités et limites de notre système de communication dans le cadre d'applications grand public ou semi-professionnelles, on a utilisé un smartphone comme récepteur à la place d'un mono-élément. L'introduction d'un smartphone conduit à une complexité accrue : présence d'un haut-parleur et de deux microphones, aux localisations distinctes sur le dispositif. Cette utilisation particulière de notre système de communication montre les impacts sur la focalisation de la non colocalisation émetteur-récepteur typique d'un smartphone. Afin de prendre en compte cette nouvelle complexité lors de nos évaluations des qualités de communication, on propose deux méthodes pour estimer le canal de propagation : l'estimation unidirectionnelle et l'estimation bidirectionnelle. Le smartphone étant doté de convertisseurs analogique/numérique et numérique/analogique différents de ceux de la carte son de la base, on a élaboré tout d'abord une méthode de synchronisation des horloges internes de la base et du smartphone, cruciale lors de l'envoi de messages de longue durée.

Deux campagnes de mesures ont permis de quantifier les capacités d'un tel système de communication. Tout d'abord, le système est éprouvé en environnement réel au sein de l'Institut Langevin. Dans un second temps, pour encore plus se rapprocher des environnements fortement contraints rencontrés par les industriels, une campagne de mesure similaire est réalisée dans les sous-sols de l'Ecole des mines de Paris. On identifie les capacités et les limites de notre système, dont on constate qu'il permet, pour des schémas de transmission MISO et MU-MISO, dans des configurations LOS et NLOS, d'effectuer des communications de bonne qualité même en présence d'une non colocalisation émetteur-récepteur du dispositif sur lequel on focalise.

Ainsi, le nouveau système à base d'antenne MRT conçu et évalué ici pour effectuer des communications aéroportées focalisées en ultrasons proches s'avère être un dispositif performant pour réaliser des communications MISO et MU-MISO dans des configurations LOS et NLOS. Il permet aussi bien de réaliser des communications focalisées MRT/mono-élément que MRT/smartphone. Il pourra être utilisé dans diverses situations comme :

- le transfert de données haut-débit en configuration LOS courte distance selon un schéma de transmission MIMO, l'information étant segmentée et focalisée simultanément en plusieurs points de l'espace, avec un traitement centralisé de l'information reçue par ces derniers ;
- la communication bidirectionnelle avec un opérateur isolé en environnement contraint, en configurations LOS et NLOS, comme par exemple des souterrains, hangars ou lieux de stockage de produits dangereux (gaz, nucléaire, etc.) ;
- la réduction du nombre d'émetteurs à installer pour couvrir de larges zones (gares, amphithéâtre, parking, etc.) en utilisant une grande ouverture d'émission ou une méthode de balayage.

6.2 Perspectives

L'expérience et les résultats de ce travail de recherche mettent en lumière un certain nombre de points qui méritent d'être explorés dans l'avenir.

Dans un premier temps, les améliorations proposées pour l'encodage des symboles et leur utilisation, à savoir le chevauchement inter-symbole et l'utilisation de modulations non linéaires spécifiques, ont été étudiées de manière indépendante. Le prolongement logique de ces amélio-

rations est leur intégration dans le protocole de communication et la comparaison des résultats obtenus avec ceux présentés dans ce manuscrit.

Dans un deuxième temps, le mono-élément que nous avons développé pour réaliser toutes les campagnes de mesures et de caractérisation est tout à fait adapté et efficace, mais, cependant, pourrait faire l'objet d'un travail d'optimisation. En effet, on pourrait réfléchir à un mono-élément idéal, i.e., pour lequel les parties émettrice et réceptrice seraient conçues spécifiquement pour les ultrasons proches (e.g., entre 15 kHz et 30 kHz). Ce travail pourrait également être élargi aux blocs de traitement audio directement liés au mono-élément, à savoir les étages d'amplification et de pré-amplification.

Dans un troisième temps, il serait particulièrement intéressant d'étudier d'autres formes d'antennes telles que des antennes linéaires avec un placement des éléments irréguliers et des antennes en 2D ou 3D (croix, rectangle, section de sphères, etc.). Dans la continuité de cet axe de recherche, il est également pertinent de considérer les antennes dites « éclatées », où chaque élément de l'antenne est placé sur une surface ou dans un espace de manière aléatoire (par exemple, sur les différents murs d'une pièce). De plus, il n'a été considéré lors de ce travail que des récepteurs uniques ; il serait également intéressant de considérer des schéma de transmission MIMO en utilisant deux MRT.

Un quatrième point serait de considérer l'impact potentiel des développements en cours concernant les smartphones de futures générations. En effet, plusieurs améliorations significatives devraient, dans un futur proche, permettre d'améliorer l'efficacité des communication aéroportées focalisées en ultrasons proches sur un smartphone telles qu'elles sont proposées ici. Parmi elles, on peut citer l'introduction de microphones MEMS, dont la fréquence d'utilisation irait jusqu'à 30 kHz, ou encore l'amélioration des convertisseurs audio embarqués, donnant ainsi accès à un échantillonnage plus fin (actuellement à 44.1 kHz pour la grande majorité des smartphones). Le travail de recherche présenté ici milite pour une meilleure prise en compte du paramètre de co-localisation haut-parleur/microphone(s) lors de la conception des smartphones, puisqu'on a vu qu'il était crucial pour le type d'utilisation envisagée ici.

Un cinquième domaine d'étude potentielle serait la question de la communication montante entre un smartphone et un MRT. En effet, on a travaillé ici principalement sur la communication descendante entre un émetteur et un smartphone, ce qui correspond à une majorité des cas industriels envisagés. L'hypothèse de réciprocité du canal permet toutefois d'espérer réutiliser, dans ce second cas, les résultats obtenus.

Enfin, nous avons montré, pour le cas de récepteurs spécifiques comme les smartphones, que la non-co-localisation émetteur-récepteur joue un rôle important dans la qualité de communication. Cet impact pourrait être en partie compensé par l'utilisation de méthodes de correction d'erreur, d'acquisition d'information quant à la position du smartphone (gyroscope interne) ou encore par l'ajout d'un accessoire dédié aux smartphones (communication module/smartphone via USB, Jack audio, bluetooth, etc.) et s'affranchissant de cette non-co-localisation émetteur-récepteur.

A | Formulation discrète du chirp linéaire

Lorsqu'on implémente la formulation continue réelle du chirp linéaire de manière discrète, on peut utiliser la phase cumulée. Pour ce faire, on fait un développement limité de la phase à l'ordre 2 (les dérivées d'ordre supérieur sont nulles) :

$$\psi_n(t + \frac{1}{f_e}) = \psi_n(t) + \frac{\partial \psi_n(t)}{\partial t}\frac{1}{f_e} + \frac{1}{2}\frac{\partial^2 \psi_n(t)}{\partial t^2}\frac{1}{f_e^2}, \tag{A.1}$$

où $1/f_e$ représente un pas de temps (f_e est la fréquence d'échantillonnage du chirp). L'incrément de phase à cumuler est

$$\Delta\psi_n(t) = \psi_n(t + \frac{1}{f_e}) - \psi_n(t) = (n\frac{\Delta\omega}{T}t + \omega_0)\frac{1}{f_e} + n\frac{1}{2}\frac{\Delta\omega}{T}\frac{1}{f_e^2}. \tag{A.2}$$

On passe en numéro d'échantillon pour le temps, avec

$$t = \frac{i}{f_e} \text{ et } T = \frac{N}{f_e}. \tag{A.3}$$

On obtient alors

$$\Delta\psi_n(\frac{i}{f_e}) = n\frac{\Delta\omega}{N}\frac{i}{f_e} + \omega_0\frac{1}{f_e} + n\frac{1}{2}\frac{\Delta\omega}{N}\frac{1}{f_e}. \tag{A.4}$$

On passe en unité de $1/f_e$ pour la phase :

$$\Delta\psi_n(i) = n\frac{\Delta\omega}{N}(i + \frac{1}{2}) + \omega_0. \tag{A.5}$$

Enfin, on peut également exprimer cette phase à cumuler, non pas selon les pulsations initiale et finale du chirp, mais selon la largeur de bande en radians $\tilde{B}$ et la pulsation centrale ω_c. Sachant que

$$\omega_0 = \omega_c - \frac{n\tilde{B}}{2} \text{ et } \omega_1 = \omega_c + \frac{n\tilde{B}}{2}, \tag{A.6}$$

on écrit

$$\Delta\psi_n(i) = \frac{n\tilde{B}}{N}(i + \frac{1}{2}(1 - N)) + \omega_c. \tag{A.7}$$

B | Équipements audio

B.1 Carte son

Pour toutes les mesures expérimentales réalisées au cours de cette thèse, une carte son professionnelle a été utilisée : la ANTELOPE ORION 32+, représentée sur la figure B.1. Elle permet de bénéficier de 32 entrées et 32 sorties en simultané, au format SUB-D 25, avec un taux d'échantillonnage maximum de 192 kHz et est reliée à l'ordinateur via USB. Son système de connecteurs permet facilement la création de câbles de connexion sur-mesure. La carte est contrôlée en Python grâce à un code développé en interne au laboratoire afin de fonctionner de manière non bloquante et de permettre les libres émission et réception de signaux (simultanées ou non).

FIGURE B.1 – Carte son ANTELOPE ORION 32+.

B.2 Microphone de contrôle

Afin de réaliser des mesures et des mesures de contrôle, on utilise un microphone de mesure avec un large intervalle de fréquence sur lequel la réponse en fréquence est assez plate : le TM1 de chez AUDIX Microphones, représenté sur la figure B.2.

FIGURE B.2 – Micro de mesure AUDIX TM1.

B.3 Calibrateur de micro de mesure

Afin de faire le lien entre les niveaux sonores enregistré et les dB(A), on utilise le micro Audix TM1, un calibrateur iSEMcon SC-1. Ce dernier s'emboite sur le TM1 et donne le choix

d'émettre une onde sinusoïdale à 1 kHz (avec une marge de ±0.2%) à 94 ou 110 dB(A) ou dB SPL. La figure B.3 représente le SC-1.

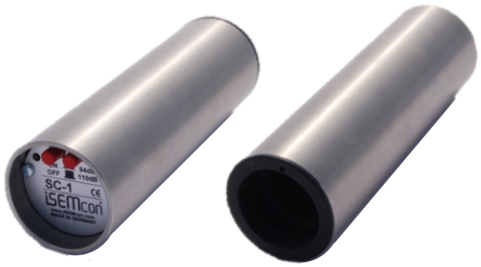

FIGURE B.3 – Calibrateur acoustique iSEMcon SC-1, vue sur les réglages (à gauche) et sur l'entrée du micro (à droite).

B.4 Pré-ampli micro

Afin de gérer l'acquisition sonore et les niveaux d'entrée des microphones, on utilise, entre le microphone et la carte son, un pré-ampli RME OCTAMIC II, représenté sur la figure B.4. Il permet également, via une alimentation fantôme de 48V, d'alimenter le micro de mesure.

FIGURE B.4 – Pré-ampli RME OCTAMIC II.

C | Équipements audio sur-mesure

C.1 Mono-élément

C.1.1 Émetteur

Le haut-parleur utilisé dans la fabrication du mono-élément est le ND16FA-6 5/8" de DytonAudio. Ce tweeter est un haut-parleur à membrane et aimant néodyme dont les dimensions sont indiquées sur la figure C.1.

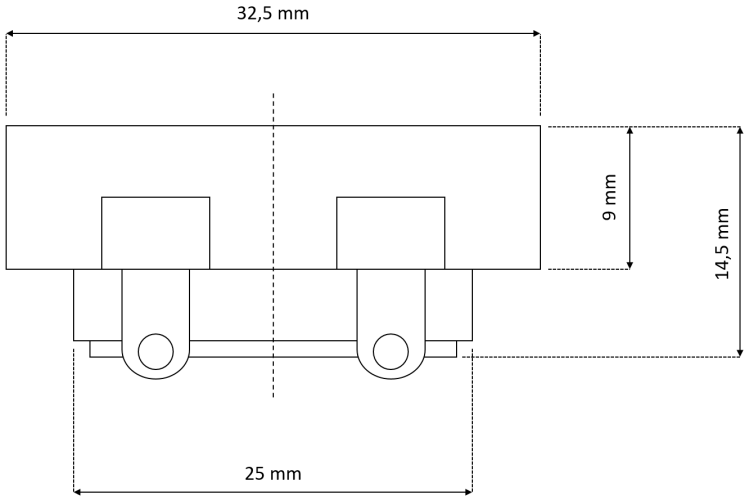

FIGURE C.1 – Schéma technique du ND16FA-6 5/8".

Les informations clés de la documentation technique sont reportées dans le tableau C.1 ci-dessous.

Impédance	6 ohms
Fréquence de résonance	5,8 ohms
Inductance	0,04 mH à 10 kHz
Surface du cône	2,0 cm^2
Sensibilité	88 dB à 2,83 / 1 m
Puissance RMS	10 W
Intervalle de fréquence utilisable	3,5 - 27,0 kHz

Tableau C.1 – Caractéristiques du ND16FA-6 5/8".

C.1.2 Récepteur

Le microphone utilisé dans la fabrication du mono-élément est un microphone de type électret (ECM), i.e., un microphone à condensateur polarisé, de référence KEEG1538WB-100LB, et dont les dimensions sont indiquées sur la figure C.2.

Les informations clés de la documentation technique sont reportées dans le tableau C.2 ci-dessous.

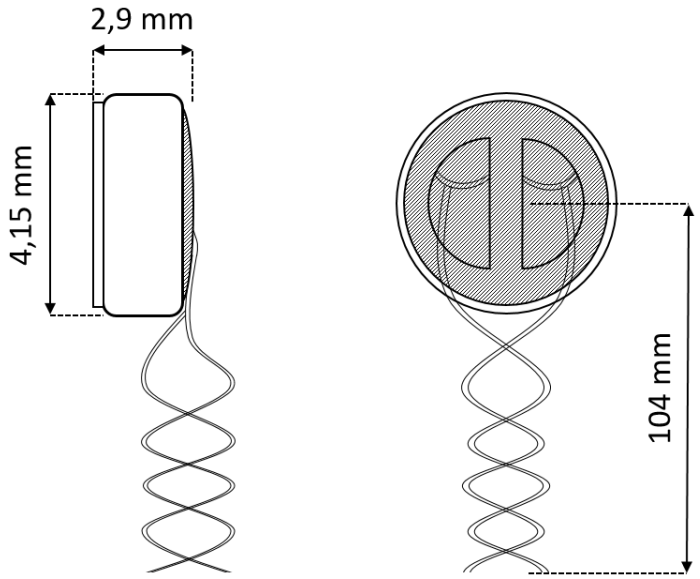

FIGURE C.2 – Schéma technique de l'ECM.

Directivité	omnidirectionnelle
Sensibilité	-38 ± 3 dB à 1 Khz, 1 Pa - 0 dB = 1 V / Pa
Voltage standard	2V
Impédance	2,2 kohms à 1 kHz, 1 Pa
Voltage max	10V
Réduction de la sensibilité	-3 dB
Intervalle de fréquence utilisable	20 Hz $\sim$ 20,0 kHz
SNR	58 dBA
Consommation max	0,5 mA
Indice de protection	IP67

Tableau C.2 – Caractéristiques de l'ECM.

C.1.3 Caisson

Afin de pouvoir fixer le micro devant le haut-parleur, centré sur le centre du cône, on a créé et imprimé en 3D deux pièces, représentées sur la figure C.3. La première pièce permet d'accueillir le haut-parleur, son connecteur RCA et un écrou fixe pour le support par pied de micro ou autre. La seconde pièce est une bague avec butée qui vient se placer à l'avant, percée en deux points diamétralement opposés, afin de permettre le passage d'un fil de nylon pour le positionnement de l'ECM et les câbles de ce dernier.

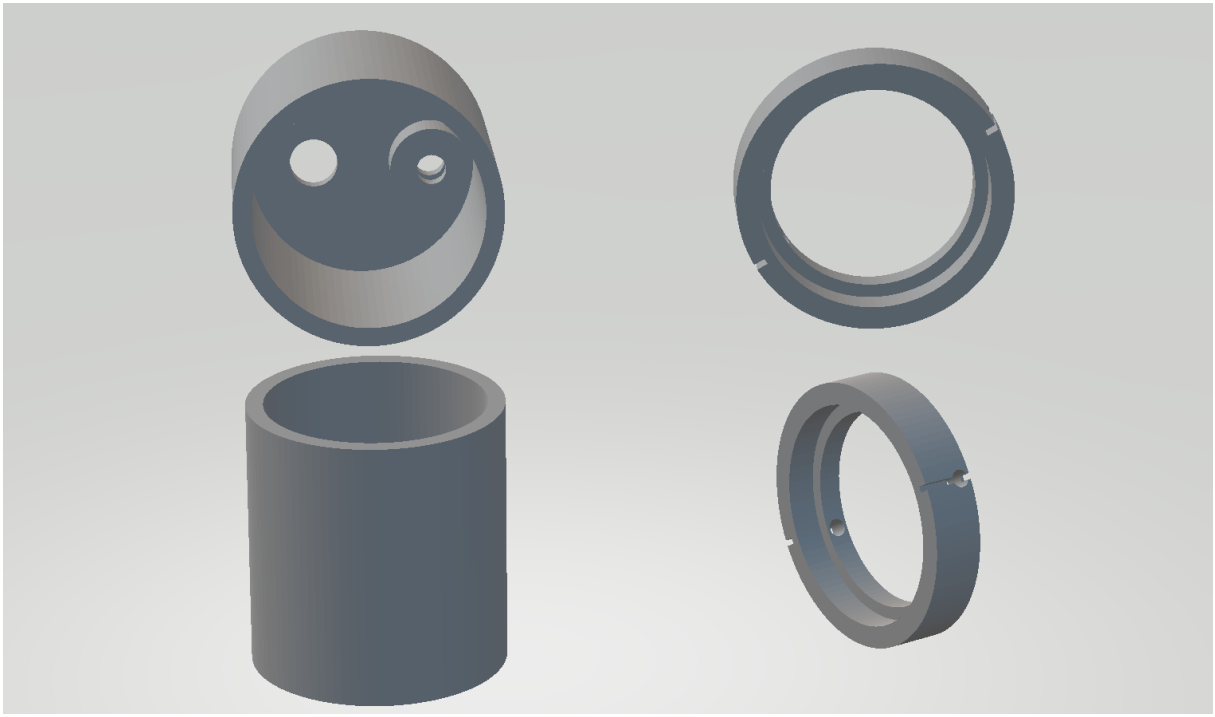

FIGURE C.3 – Caisson PLA pour haut-parleur et ECM.

C.2 Amplificateur pour haut-parleur

Afin d'avoir un amplificateur de qualité, avec un réglage de volume et un sélecteur pour mettre la voie au silence, on a développé et réalisé le montage électrique représenté figure C.4, pour chaque voie, i.e., chaque haut-parleur.

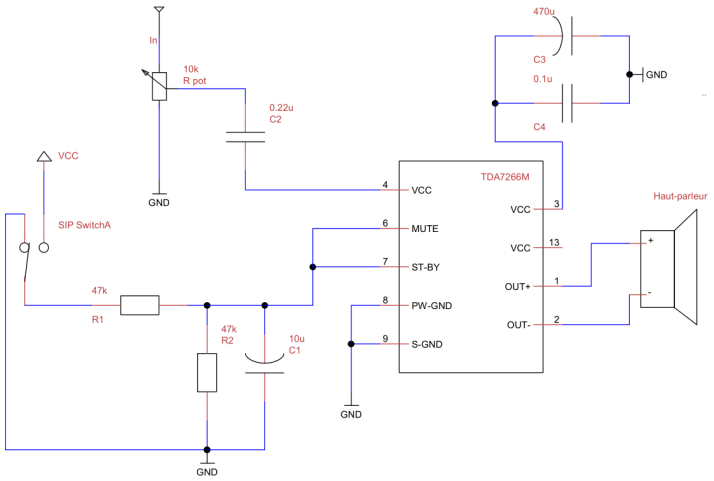

FIGURE C.4 – Schéma électrique de l'ampli sur-mesure.

L'ampli reçoit en entrées via un connecteur SUB-D 25 (pour une connexion facilitée avec la carte son Orion 32+) et envoie le signal amplifié de chaque voie via des connecteur RCA.

C.3 Transformateur d'alimentation fantôme pour ECM

Afin d'adapter la tension de l'alimentation fantôme, délivrée par le pré-ampli (48V), pour la tension acceptée aux bornes de l'ECM (2V), on a développé et réalisé le montage électrique

représenté figure C.5, pour chaque ECM.

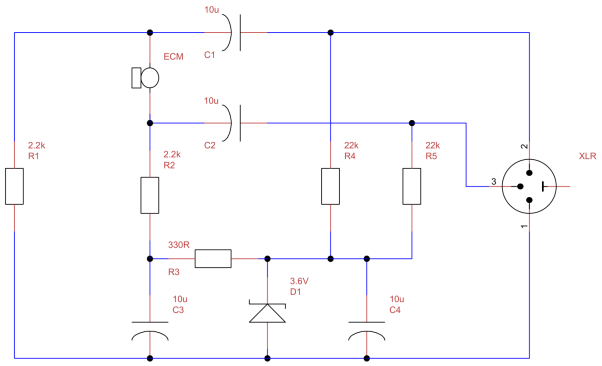

FIGURE C.5 – Schéma électrique de l'alimentation fantôme sur-mesure de l'ECM.

L'ECM dont les fils sont soudés aux bornes L et R d'un connecteur mini-jack mâle stéréo peut ainsi envoyer le signal et recevoir son alimentation. Une prise XLR relie le transformateur au pré-ampli OCTOMIC II.

C.4 Rack mobile

Pour rendre mobile le dispositif expérimental de communication, on place la carte son, l'ampli sur-mesure, le pré-ampli et le transformateur d'alimentation fantôme dans un rack mobile comme représenté sur la figure C.6.

FIGURE C.6 – Rack mobile du dispositif expérimental.

D | Mesures de focalisation MRT/smartphone - Institut Langevin

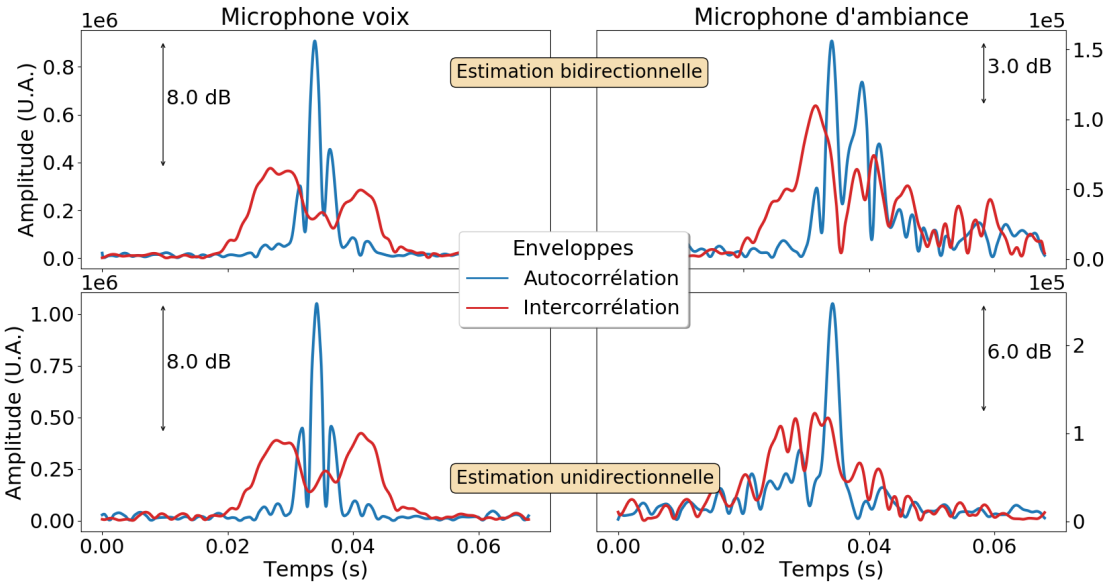

FIGURE D.1 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^a, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Institut Langevin.

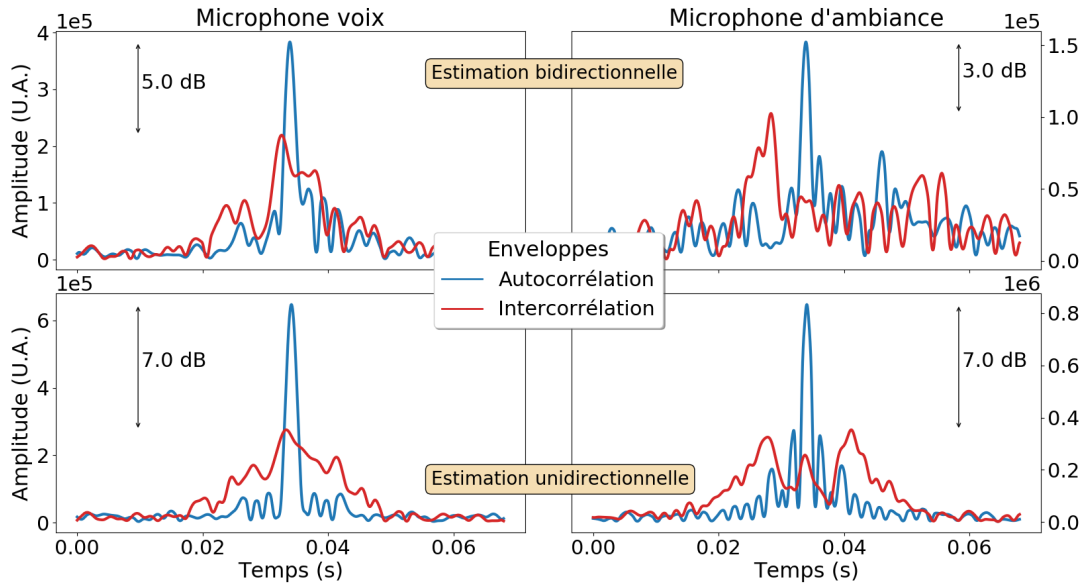

FIGURE D.2 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^{a*}, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Institut Langevin.

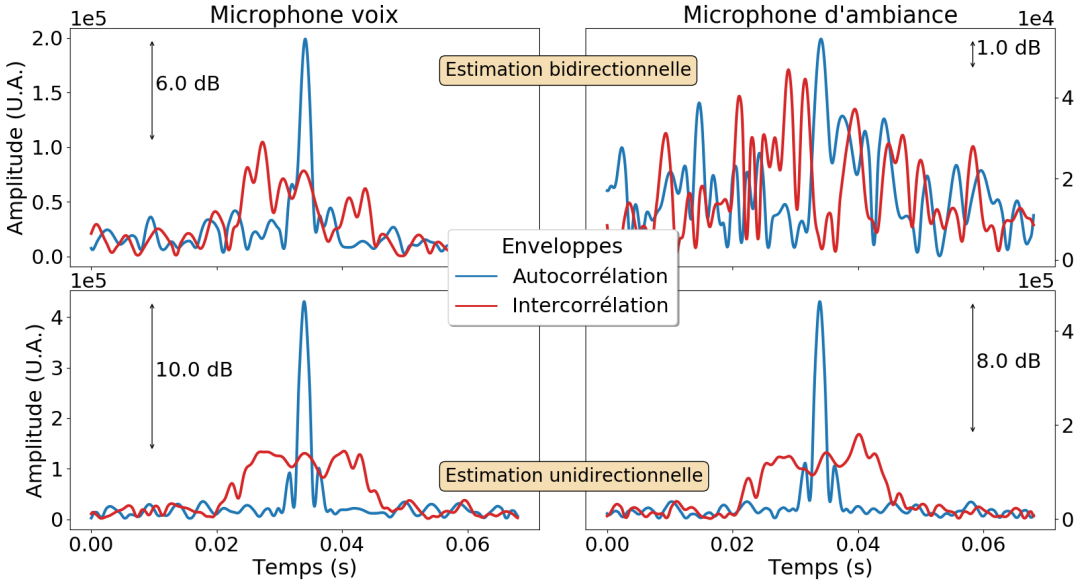

FIGURE D.3 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^{b}, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Institut Langevin.

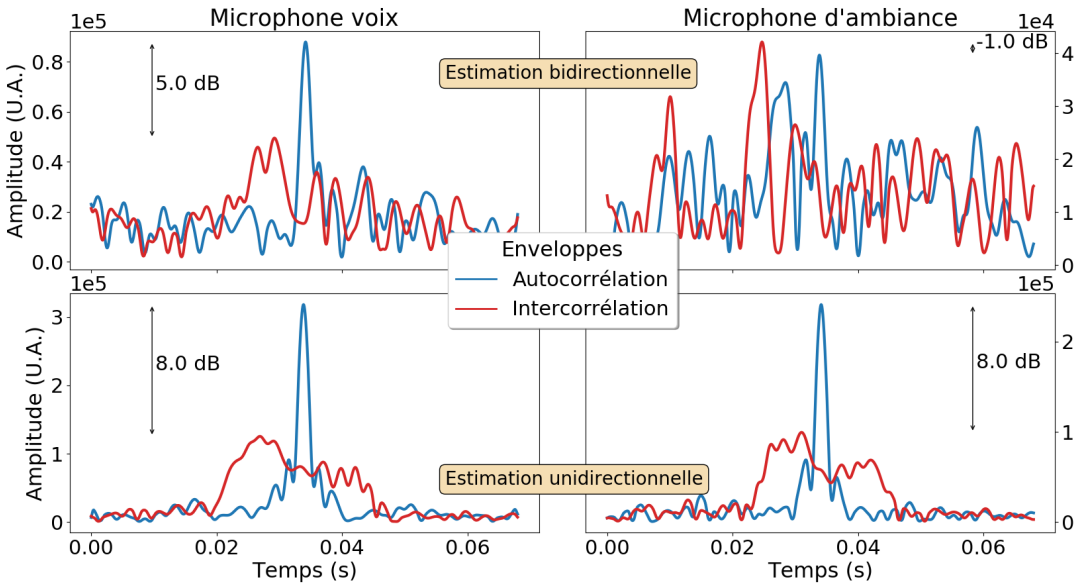

FIGURE D.4 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^c, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Institut Langevin.

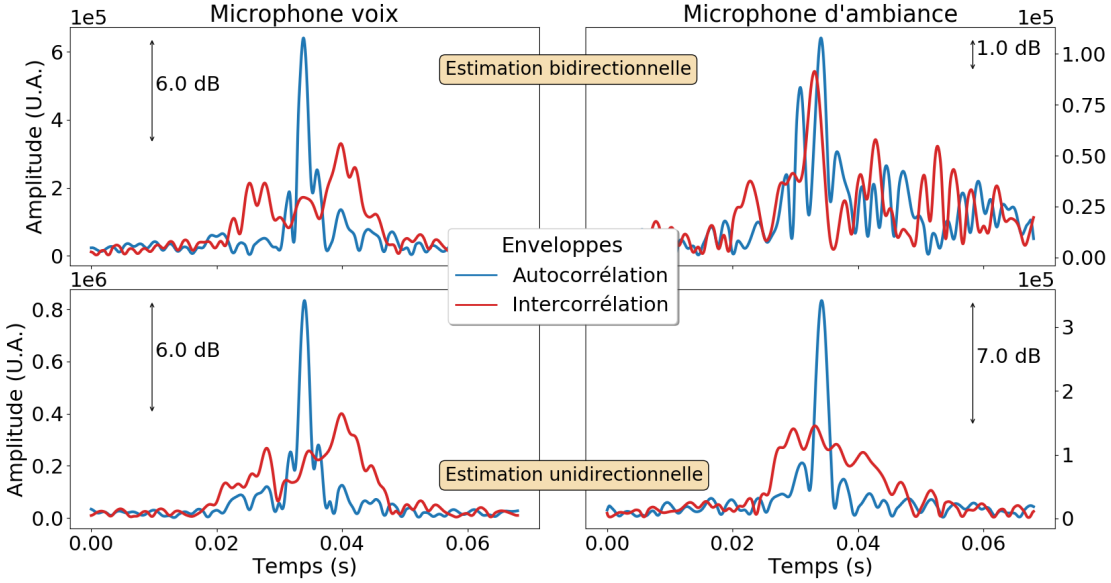

FIGURE D.5 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^d, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Institut Langevin.

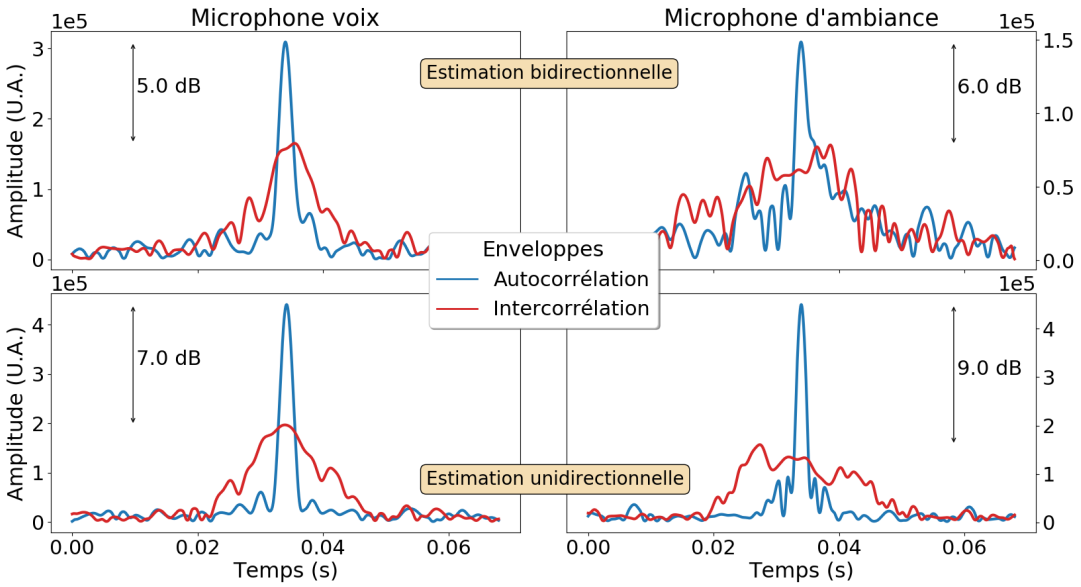

FIGURE D.6 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^{d*}, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Institut Langevin.

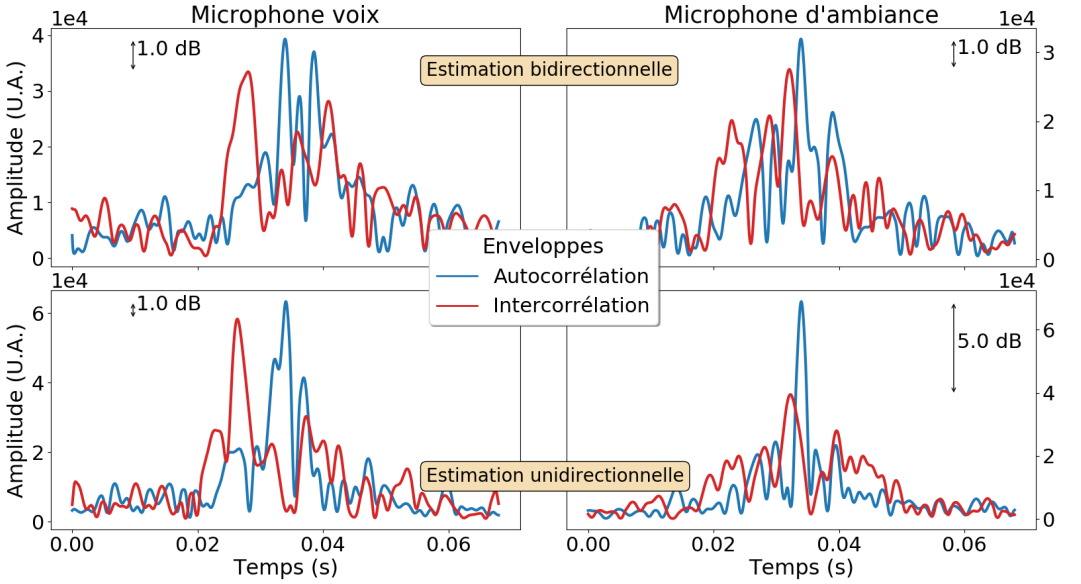

FIGURE D.7 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^{e}, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Institut Langevin.

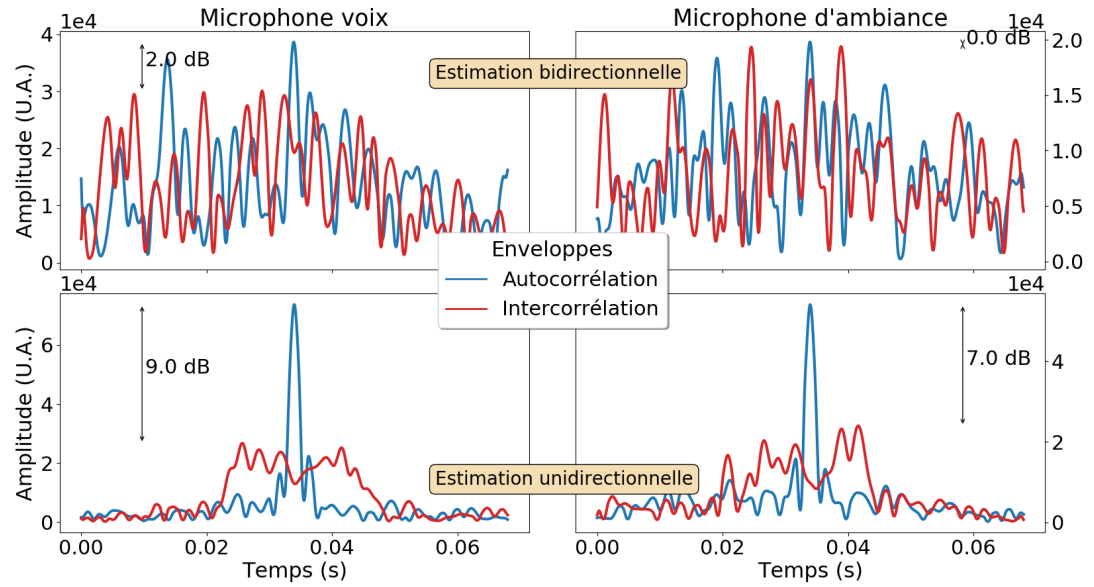

FIGURE D.8 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^f, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Institut Langevin.

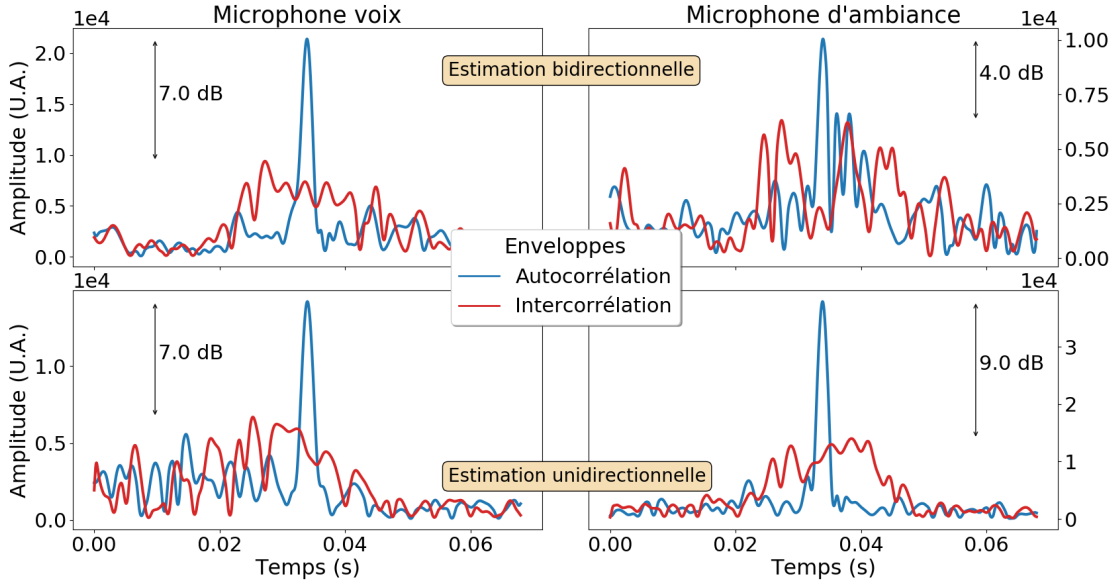

FIGURE D.9 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^g, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Institut Langevin.

E | Mesures de focalisation MRT/smartphone - Ecole des mines

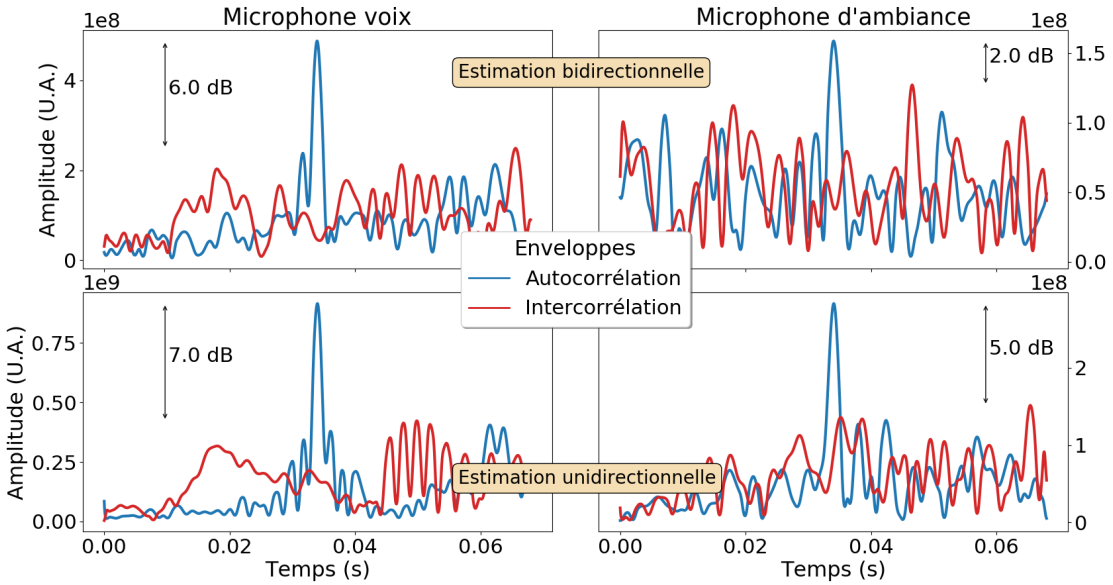

FIGURE E.1 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^h, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

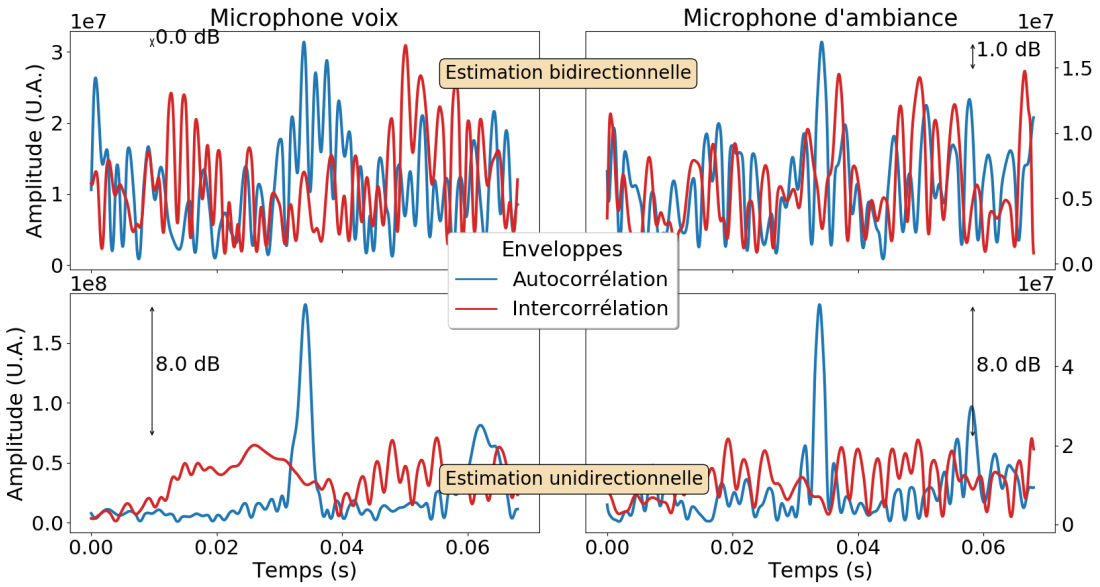

FIGURE E.2 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^i, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

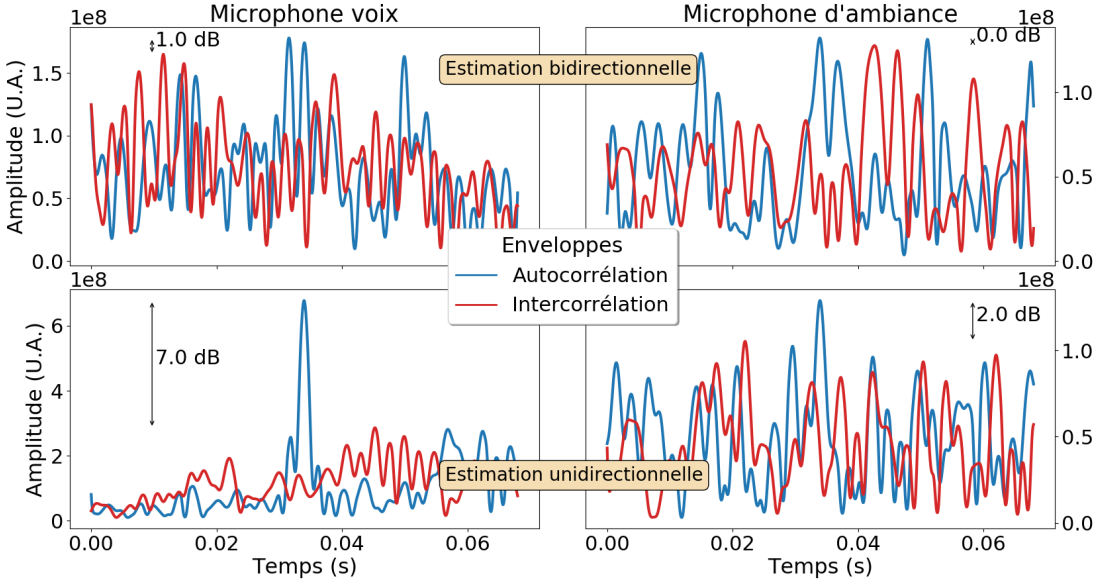

FIGURE E.3 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^j, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

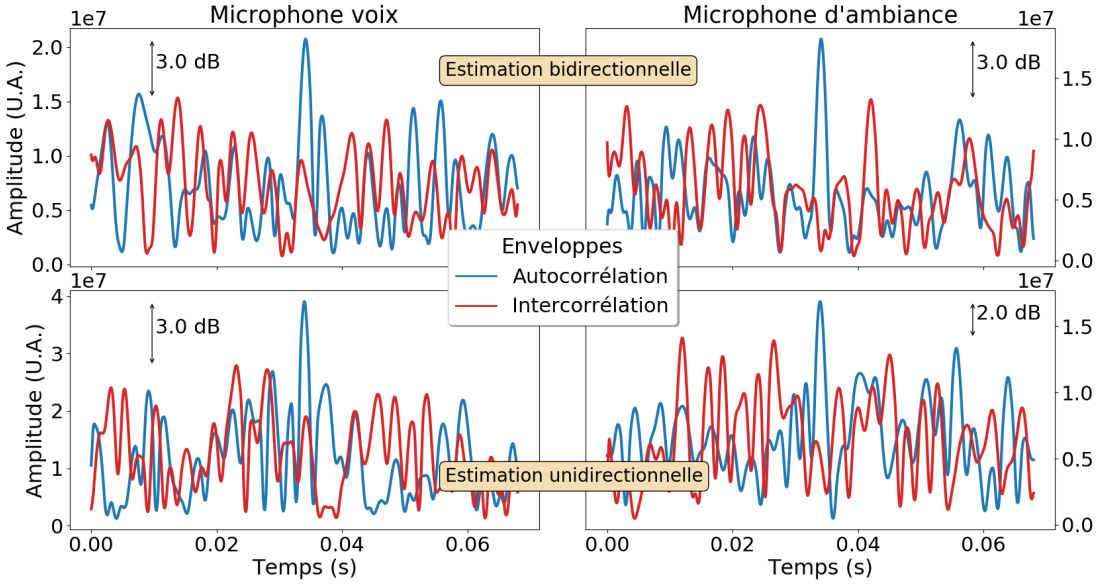

FIGURE E.4 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^k, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

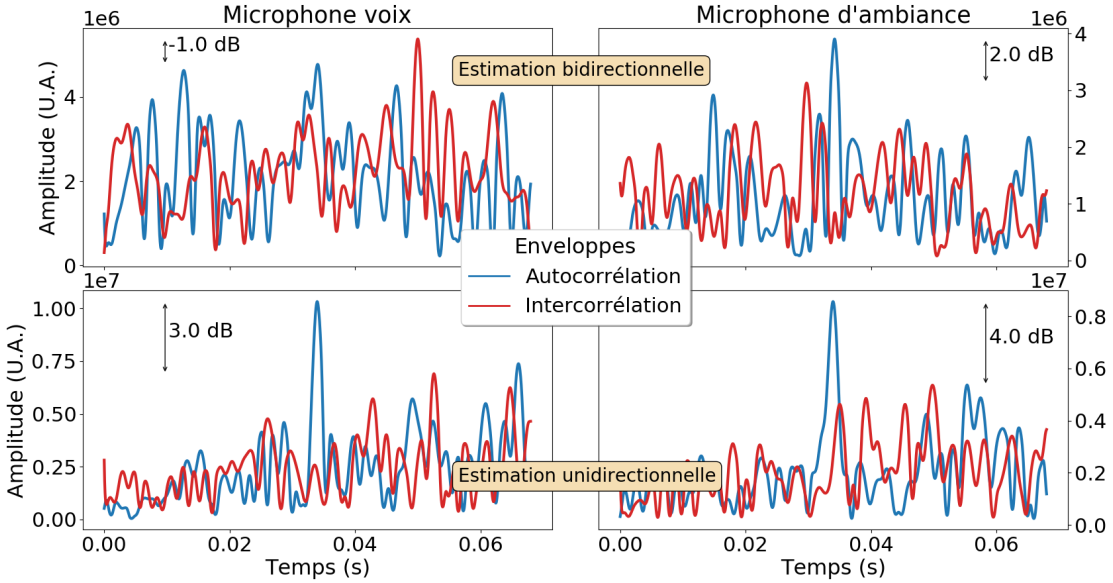

FIGURE E.5 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^l, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

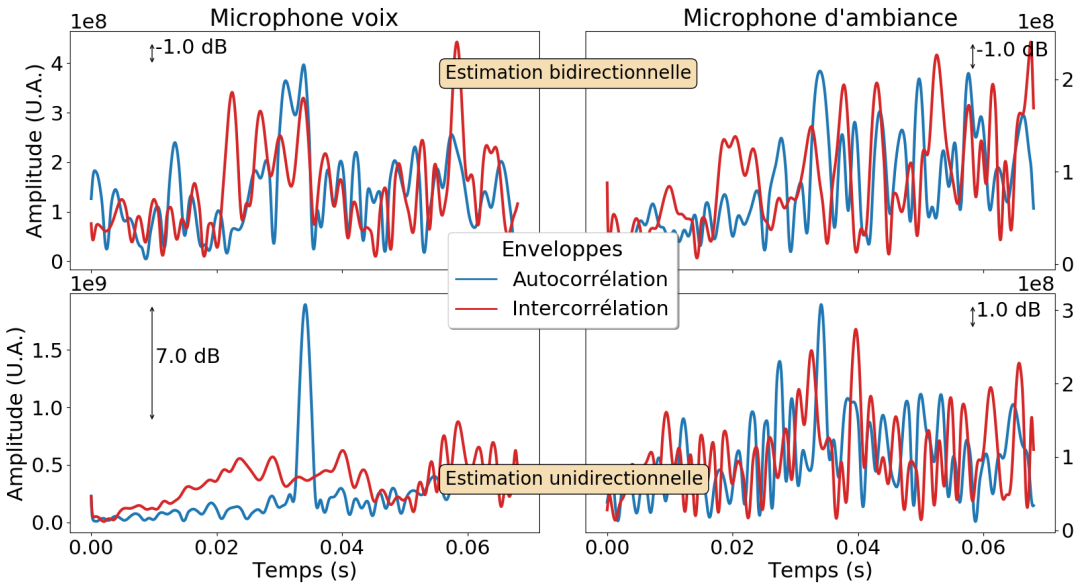

FIGURE E.6 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^m, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

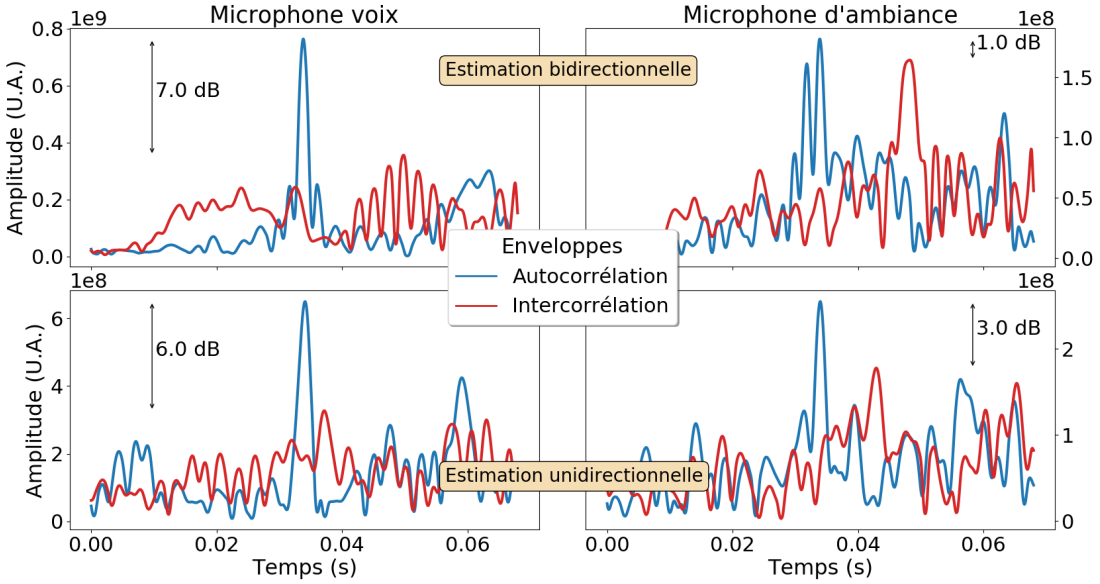

FIGURE E.7 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^n, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone 1 (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

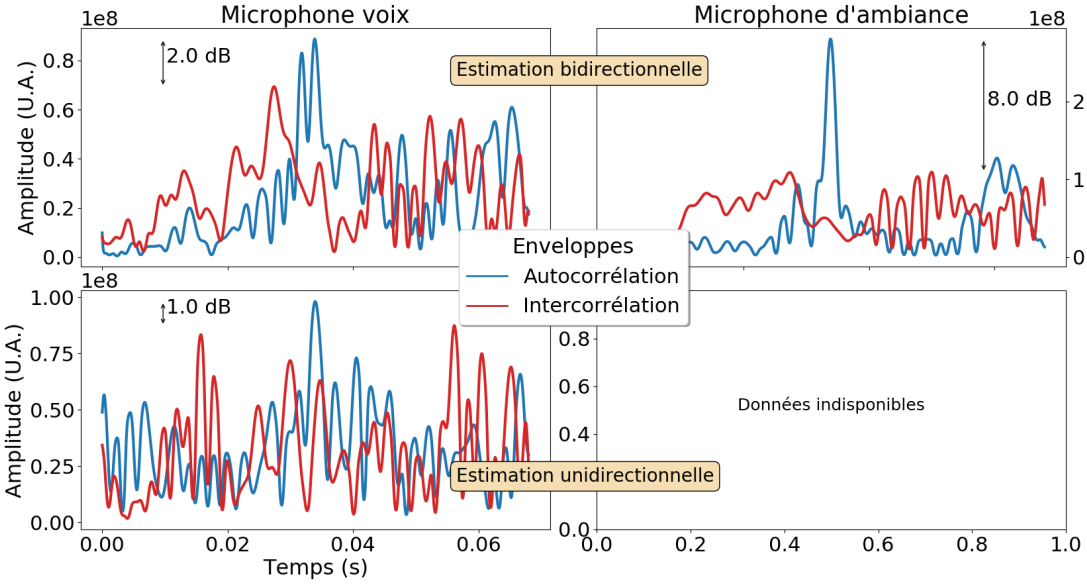

FIGURE E.8 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^n, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone 2 (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

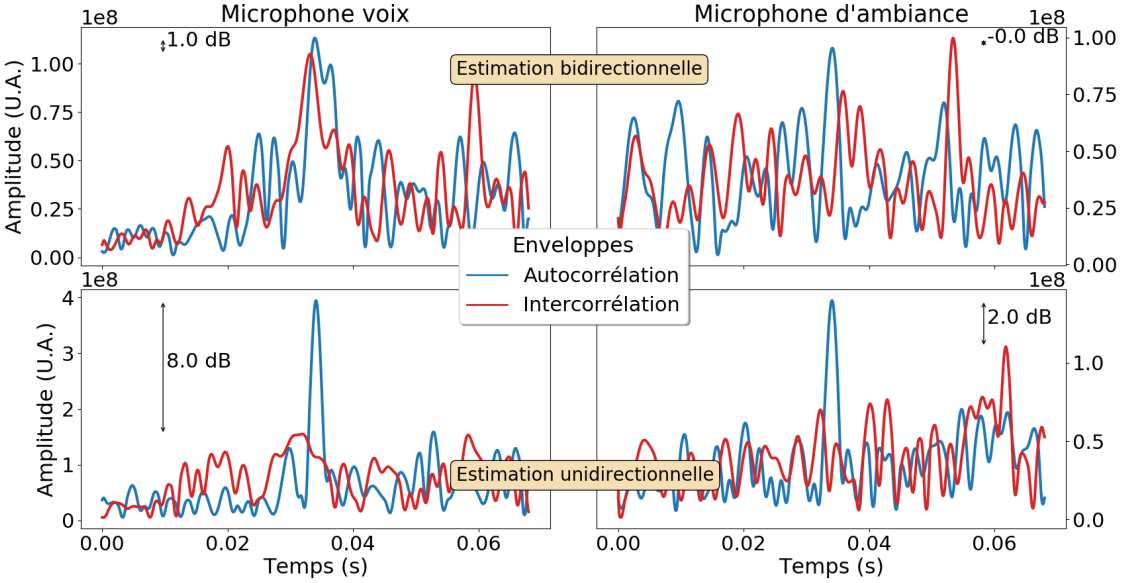

FIGURE E.9 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^{n*}, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone 1 (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

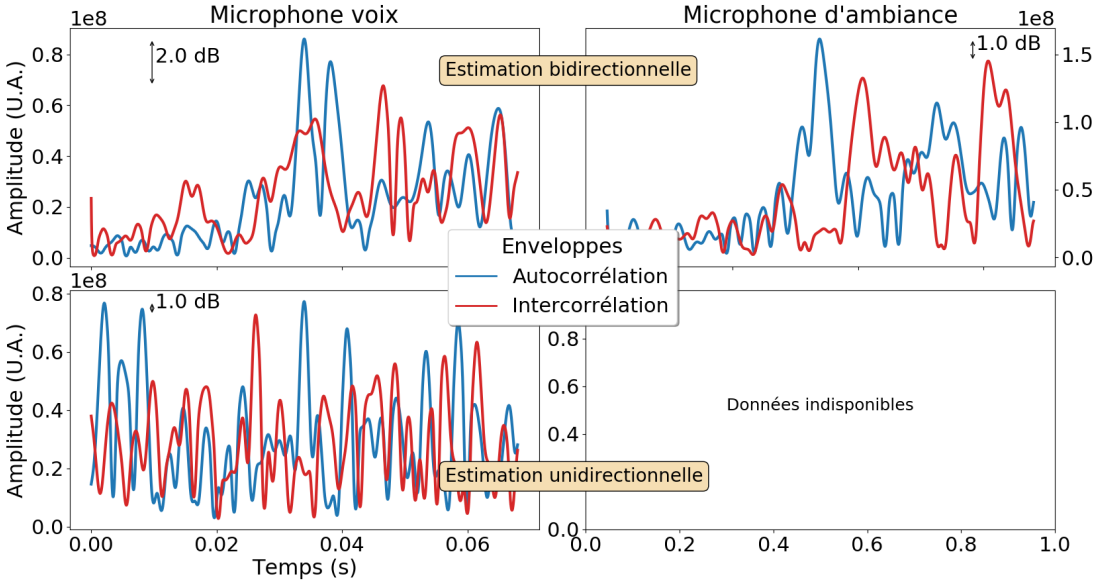

FIGURE E.10 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^{n*}, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone 2 (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

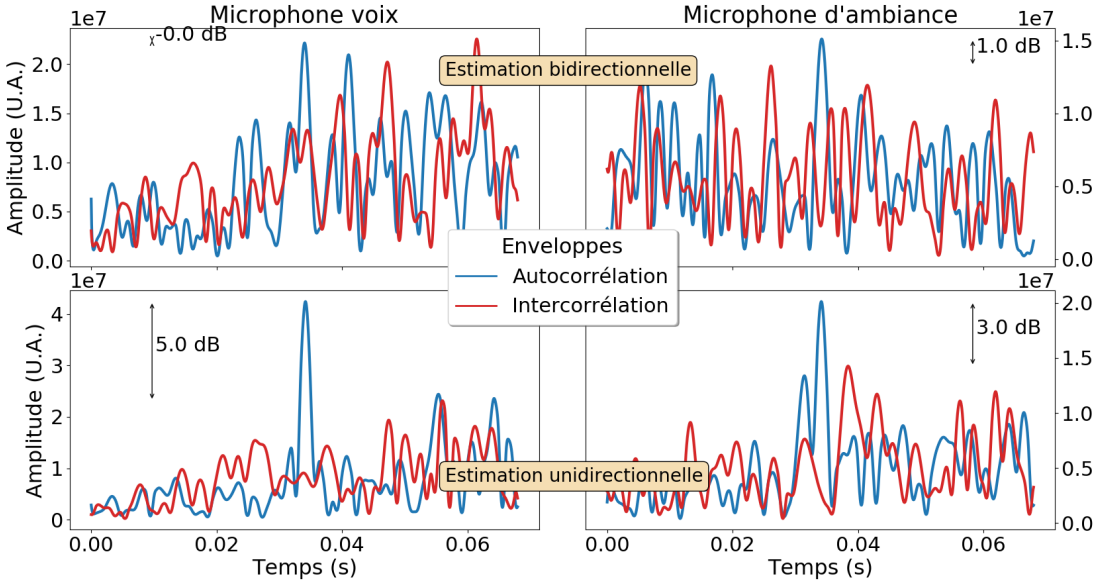

FIGURE E.11 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^{o}, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone 1 (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

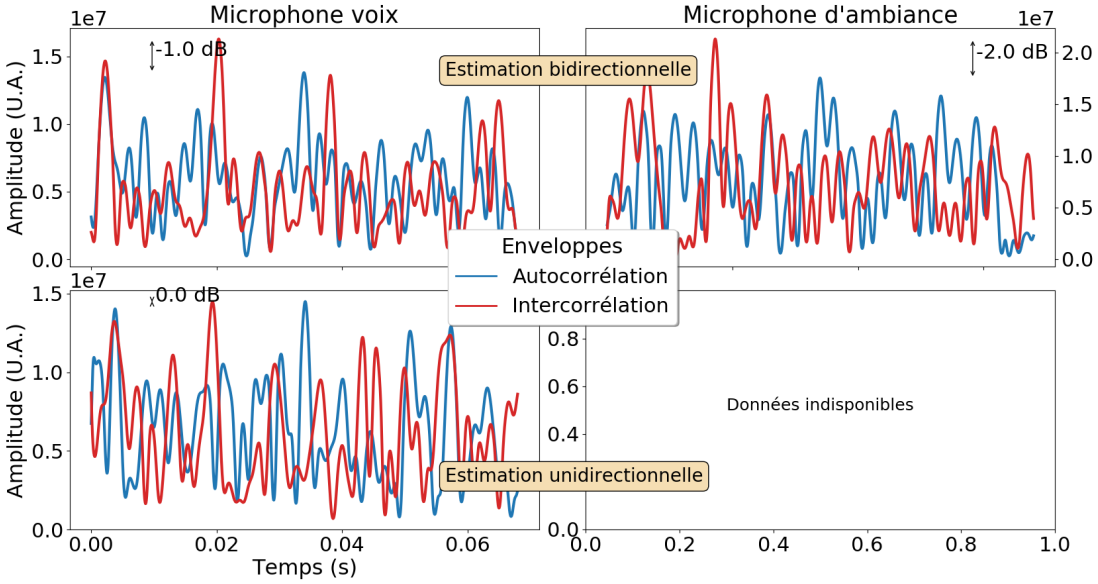

FIGURE E.12 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^o, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone 2 (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

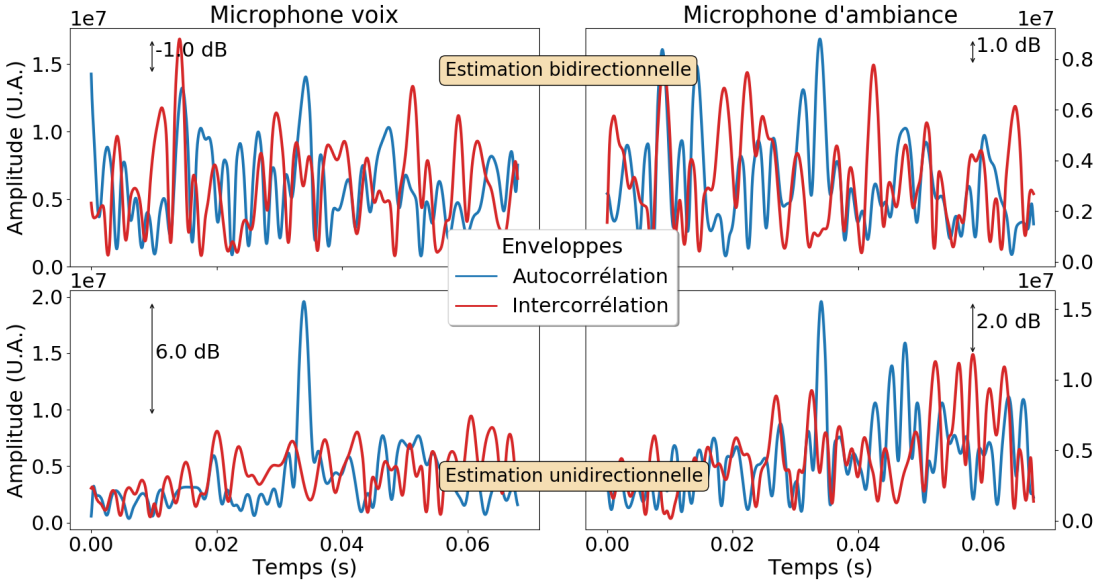

FIGURE E.13 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^{o*}, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone 1 (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

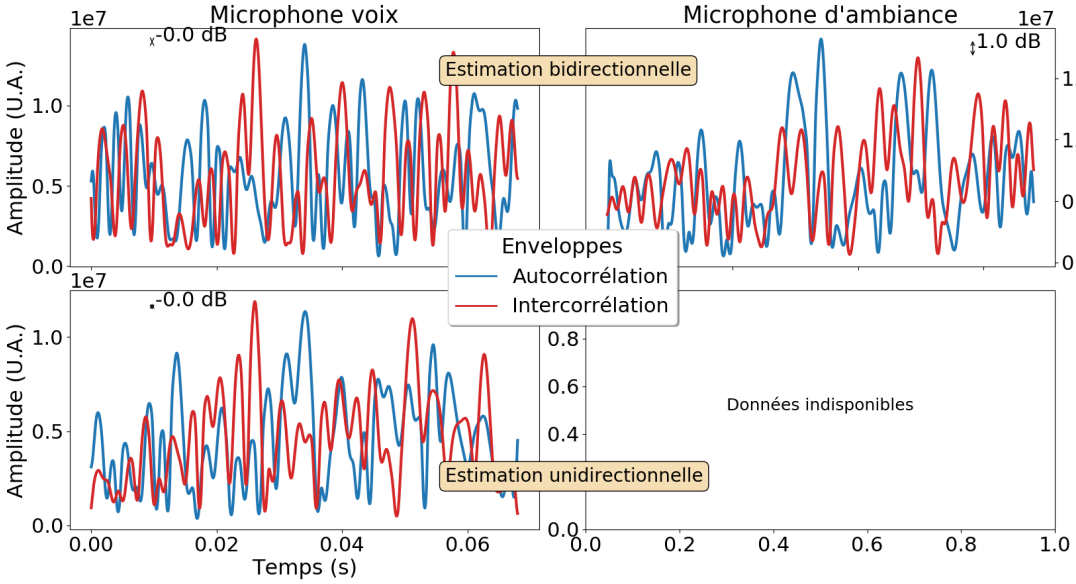

FIGURE E.14 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^{o*}, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone 2 (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

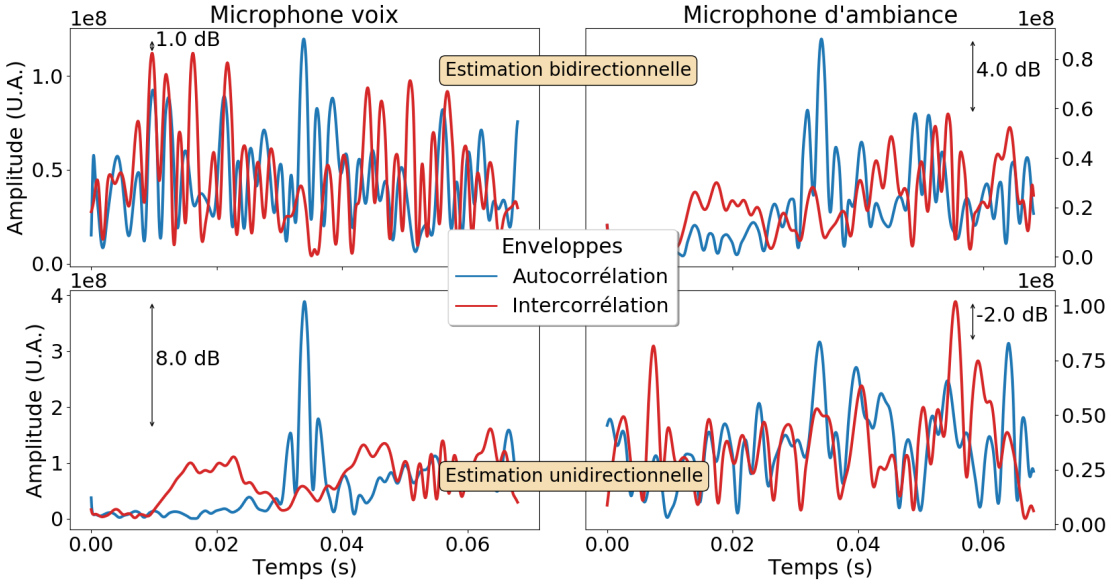

FIGURE E.15 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^{p}, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone 1 (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

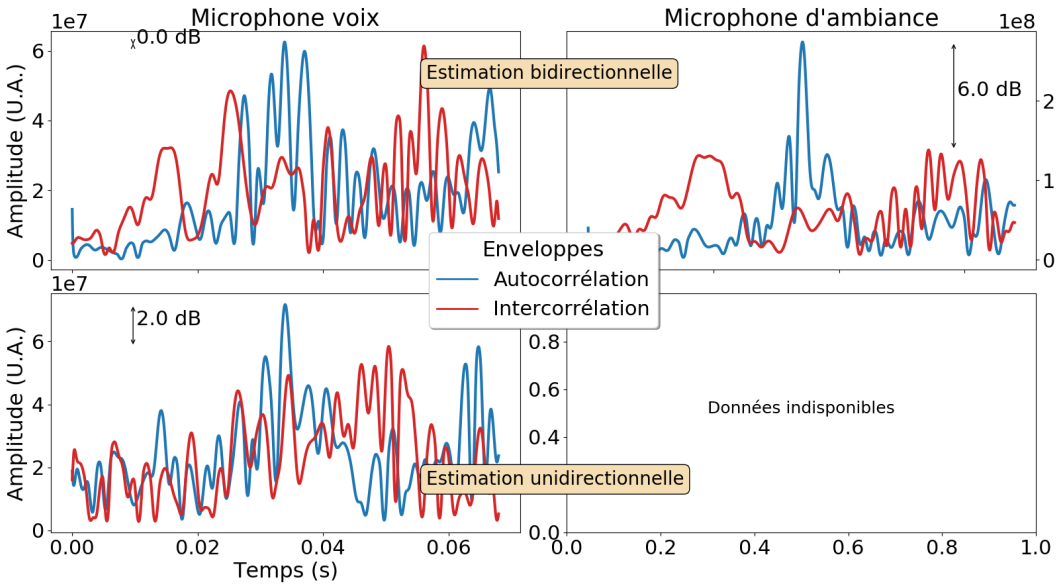

FIGURE E.16 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^p, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone 2 (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

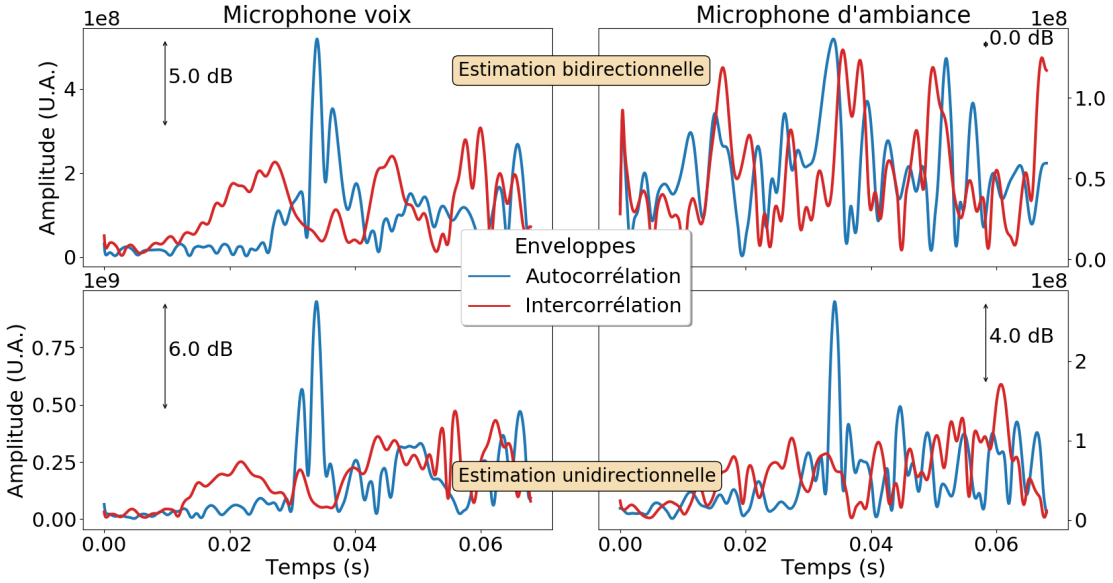

FIGURE E.17 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^{p*}, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone 1 (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

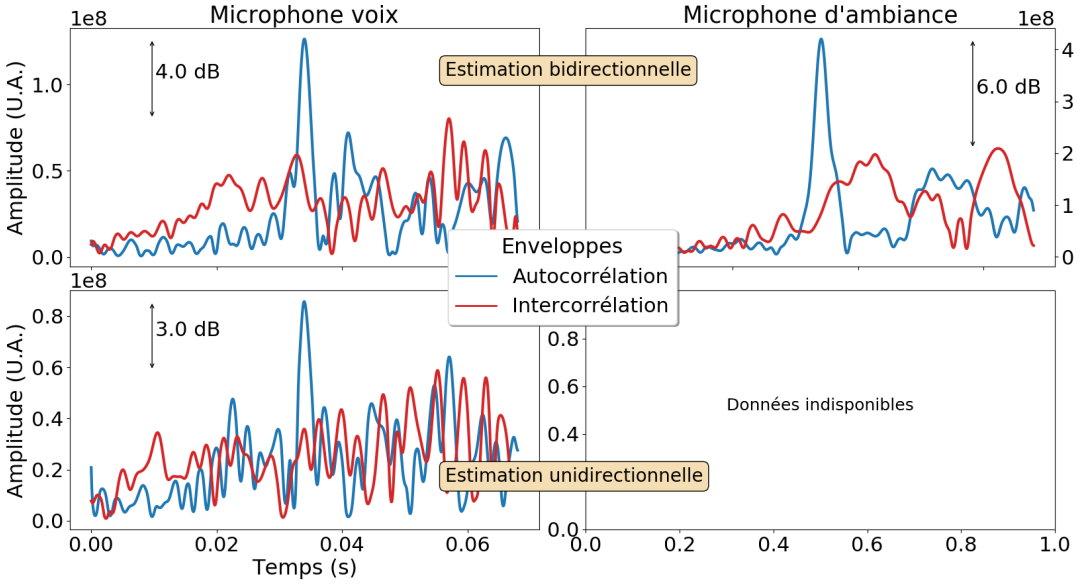

FIGURE E.18 – Enveloppes des compressions de chirps (autocorrélation en bleu et intercorrélation en rouge) pour une émisson de chirp montant, dans le cas de la configuration M^{p*}, pour les estimations de canaux bidirectionnel et unidirectionnel (respectivement première et seconde ligne de graphiques) et pour chaque microphone du smartphone 2 (microphone voix et d'ambiance, respectivement pour la première et la seconde colonne de graphiques) à l'Ecole des mines.

RÉSUMÉ

Les méthodes et techniques de communications aéroportées acoustiques en intérieur représentent une alternative pertinente aux communications radio-fréquence, par exemple dans les zones ATEX, les environnements à forte interférence électromagnétique ou encore pour assurer un haut niveau de confidentialité. Néanmoins, les limites de telles communications sont un faible débit et l'incapacité de fonctionner correctement en présence d'obstacle ou de trajet complexe. Afin de dépasser ces limitations, ce travail de recherche introduit et développe théoriquement et expérimentalement un nouveau système de communication acoustique fondé sur les recherches et développements précédents de l'entreprise STIMSHOP. Le système opère dans le domaine fréquentiel des ultrasons proches en utilisant une modulation par étalement spectral, les chirps. Ainsi, la gêne de l'utilisateur est minimisée, la compatibilité avec du matériel grand public accrue et les signaux sont robustes face aux interférences. Un premier travail sur la synthèse des signaux permet, recouvrement de symbole et l'utilisation de formes de modulation particulières, d'obtenir une amélioration du débit et des capacités d'encodage. Un modèle analytique de prédiction de l'erreur au décodage, spécifique aux chirps, est développé et évalué. Un deuxième travail présente le développement et l'évaluation d'un élément émetteur-récepteur permettant de réaliser des communications SISO. L'assemblage de plusieurs de ces éléments permet ainsi le développement d'un miroir à retournement temporel, accompagné d'un protocole de communication dédié. Ce système de communication est alors évalué dans un large éventail de configurations en intérieur, dans des environnements réels et contraints, et pour des schémas de transmission MISO et MU-MISO. Le système est également étudié pour des communications entre un miroir à retournement temporel et un ou plusieurs smartphones. On met ainsi en lumière les capacités de ce système vis-à-vis d'un système classique SISO, en particulier le gain lié à la focalisation et le fonctionnement en configuration LOS et NLOS, mais également ses limites.

MOTS CLÉS

Acoustique, miroir à renversement du temps, ultrasons proches, communication, chirp, focalisation, multi-utilisateurs, antenne linéaire, BER, non-co-localisation, expérimental.

ABSTRACT

The methods and techniques of airborne acoustic communications indoors represent a relevant alternative to radio-frequency communications, for example in ATEX zones, environments with strong electromagnetic interference or even to ensure a high level of confidentiality. However, the limitations of such communications are low throughput and the inability to function properly in the presence of an obstacle or complex path. In order to overcome these limitations, this research work introduces and develops theoretically and experimentally a new acoustic communication system based on previous research and developments of the company STIMSHOP. The system operates in the frequency domain of near ultrasound using spread spectrum modulation, chirps. Thus, user discomfort is minimized, compatibility with consumer equipment increased, and signals are robust against interference. A first work on the synthesis of signals makes it possible, overlapping of symbols and the use of particular forms of modulation, to obtain an improvement of the bit rate and of the encoding capacities. An analytical decoding error prediction model, specific to chirps, is developed and evaluated. A second work presents the development and evaluation of a transceiver element making it possible to carry out SISO communications. The assembly of several of these elements thus allows the development of a time reversal mirror, accompanied by a dedicated communication protocol. This communication system is then evaluated in a wide range of indoor configurations, in real and constrained environments, and for MISO and MU-MISO transmission schemes. The system is also designed for communications between a time-reversing mirror and one or more smartphones. This highlights the capabilities of this system vis-à-vis a conventional SISO system, in particular the gain linked to focusing and operation in LOS and NLOS configuration, but also its limits.

KEYWORDS

Acoustic, time reversal miror, near-ultrasound, communication, chirp, focusing, multi-users, linear array, BER, non-co-location, experimental.