



HAL
open science

Diversité spatiale, temporelle et fréquentielle pour la mesure précise de distance et d'angle d'arrivée en ultra large bande

Tien Tu Vo

► To cite this version:

Tien Tu Vo. Diversité spatiale, temporelle et fréquentielle pour la mesure précise de distance et d'angle d'arrivée en ultra large bande. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Paris Saclay (COmUE), 2019. Français. NNT : 2019SACL027 . tel-02262440

HAL Id: tel-02262440

<https://pastel.hal.science/tel-02262440v1>

Submitted on 2 Aug 2019

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.



Diversité spatiale, temporelle et fréquentielle pour la mesure précise de distance et d'angle d'arrivée en ultra large bande

Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay
préparée à Télécom Paris

Ecole doctorale n°580 Sciences et technologies de l'information et de la
communication (STIC)

Spécialité de doctorat : Électronique et Communications

Thèse présentée et soutenue à Grenoble, le 13/6/2019, par

TIEN TU VO

Composition du Jury :

Ghaïs EL ZEIN Professeur, INSA Rennes	Président
Geneviève BAUDOIN Professeur, ESIEE Paris	Rapporteur
Julien SARRAZIN Maître de conférence, Sorbonne Universités	Rapporteur
Jean-Christophe COUSIN Maître de conférence, Télécom Paris	Examineur
Alain SIBILLE Professeur, Télécom Paris	Directeur de thèse
Laurent OUVRY CEA LETI	Co-encadrant
Serge BORIES CEA LETI	Invité

Remerciements

Pour commencer, je tiens à remercier Monsieur Alain Sibille, Professeur à Télécom Paris, d'avoir accepté de diriger ces travaux de thèse.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur Laurent Ouvry, ingénieur de recherche au CEA/LETI de Grenoble, qui m'a encadré et soutenu de manière inconditionnelle et quotidiennement pendant mes trois années et demie de thèse. Grâce à vous, les moments difficiles pendant ma thèse se sont passés dans un éclair sans tonnerre.

Je tiens également à remercier Monsieur Eric Mercier, responsable du Laboratoire Architectures Intégrés Radio-fréquences (LAIR, CEA/LETI) de m'avoir accueilli dans son équipe et pour les précieux conseils qu'il m'a prodigués tout au long de ma thèse.

Je remercie Madame Geneniève Baudoin et Monsieur Julien Sarrazin qui m'ont fait l'honneur d'être les rapporteurs de ce manuscrit, ainsi que Messieurs Ghâis El Zein et Jean-Christophe Cousin d'avoir bien voulu examiner mes travaux.

J'exprime, d'autre part, ma reconnaissance envers Messieurs Christophe Roblin (Télécom Paris), Serge Bories (Laboratoire Antennes, Propagation et Couplage Inductif au LETI), Frédéric Hameau (LAIR) et Vencesslass Rat (l'équipe de test au LETI) pour leur aide précieuse et la dynamique de leur esprit d'équipe autour de la conception de la carte électronique, la mesure hyperfréquence, et la conception et la mesure d'antennes.

Pour leur disponibilité, leur bonne humeur et en particulier leur patience pour mon français écrit et parlé, un grand merci à mes amis et collègues doctorants, post-doctorants, contractuels, alternants et stagiaires (Marguerite, David, Anthony, Raphaël ...).

Je remercie tous mes amis de Grenoble, à travers nos activités et partages, vous m'avez donné de l'énergie et de la souplesse.

Enfin, il ne serait possible de terminer ces remerciements sans adresser une pensée chaleureuse à toute ma famille et plus particulièrement à Linh qui n'a cessé de m'encourager.

Titre : Diversité spatiale, temporelle et fréquentielle pour la mesure précise de distance et d'angle d'arrivée en ultra large bande

Mots clés : Radar, UWB, angle d'arrivée, multi-antennes, rythme respiratoire, malvoyants

Résumé : De nos jours, la détection et la mesure de la distance par ondes électromagnétiques (Radar) sont utilisées dans de nombreux domaines tels que l'aéronautique, l'automobile ou bien la médecine. Dans cette thèse, nous nous intéressons plus particulièrement au Radar dans le domaine du bien-être pour le grand public : capteur sans contact pour le suivi du sommeil, et lunettes ou canne pour malvoyants pour la détection des obstacles sur la route. La problématique posée dans cette thèse est d'ajouter des fonctionnalités nécessaires à la solution Radar existante, et dans le but de répondre à ces applications : la mesure du rythme respiratoire issue du déplacement de la cage thoracique et de l'abdomen de quelques millimètres et la mesure de la direction d'arrivée de l'onde électromagnétique rétrodiffusée des obstacles. Le contexte technolo-

gique de départ est celui de la technologie ultra large bande qui offre une résolution de l'ordre du centimètre pour la mesure de distance à une portée de quelques mètres et la discrimination des signaux rétrodiffusés des multiples obstacles. Suivant les besoins, les travaux décrits ici se sont concentrés sur le canal de propagation en rétrodiffusion sur corps humain. Ils se sont aussi portés sur les techniques de traitement du signal pour pouvoir estimer le rythme respiratoire dans le signal rétrodiffusé du corps humain, et sur l'estimation de la direction d'arrivée de l'onde à un réseau d'antennes avec une résolution au degré près. Enfin, cette thèse aborde l'architecture du système, et notamment du récepteur associé au réseau d'antennes, afin de pouvoir réaliser la mesure angulaire sans augmenter la complexité, le coût et la consommation du récepteur.

Title : Space, time and frequency diversity for accurate range and angle of arrival measurement in ultra wideband

Keywords : Radar, UWB, angle of arrival, multi-antennas, visually impaired

Abstract : Detection and ranging with electromagnetic waves (Radar) are used in a number of domains such as aeronautics, automotive industry or even medicine. In this thesis, we are particularly interested in use cases of Radar for the wellness sector and the general public : sleep pattern tracking sensors, smart glasses or white cane with obstacle detection for visually impaired people. This thesis aims at adding functionalities to the existing Radar solution and to serve these applications in particular : tracking of the displacement of the rib cage and abdomen during breathing and up to millimeters, and measurement of the backscattered signals direction from obstacles. The technological starting point is the ultra-wideband (UWB),

which is capable of measuring distances within few meters and with centimeter precision, and allows discrimination of backscattered signals from multiple obstacles. In order to meet these criterias, the research focuses on the backscattering propagation channel of the human body. Signal processing techniques are also analyzed for the purpose of estimating breathing rate in the backscattered signals of the human body, and to estimate the direction of arrival of waves to an antenna array and with degree precision. Finally, the thesis investigates the system architecture, especially the receiver associated to the antenna array, in order to perform the angular measurement without notably increasing the receiver complexity, cost and consumption.



Table des matières

Table des matières	vii
Liste des figures	ix
1 Introduction	1
1.1 Introduction générale	2
1.2 Enjeux de la thèse	3
1.3 Contexte de la thèse	4
1.4 Objectifs détaillés	6
1.5 Plan du manuscrit	7
2 État de l'art	9
2.1 Principes de base du Radar	10
2.2 Systèmes et Radars IR-UWB	13
2.3 Estimation de l'angle d'arrivée	22
2.4 Calibration du réseau d'antennes	27
2.5 Mesure Radar de la respiration humaine	29
2.6 Détection d'obstacles pour les malvoyants	31
2.7 Frontal RF du récepteur IR-UWB multi-antennes et techniques de multiplexage des signaux reçus	32
3 Radar Ultra Large Bande Impulsionnel (IR-UWB) pour les applications grand public	37
3.1 Spécification générale et architecture de base	38
3.2 Mesure et modélisation de la respiration humaine par Radar IR-UWB	41
3.3 Estimation de l'angle d'arrivée avec un réseau d'antennes non-uniforme	53
3.4 Caractérisation du réseau d'antennes et calibration des imperfections	64
4 Récepteur IR-UWB multi-antennes à frontal RF unique	81
4.1 Introduction	82
4.2 Application du CDM aux signaux IR-UWB en réception	83
4.3 Imperfections de réalisation des codes de multiplexage et de démultiplexage	89
4.4 Modélisation et conception du multiplexage	91
4.5 Validation du sous-système de multiplexage	101
4.6 Expérimentations et mesures Radar	105
5 Conclusions et perspectives	115
5.1 Conclusions	116
5.2 Perspectives	118
A Liste des acronymes	I

Liste des figures

1.1	Deux paramètres basiques qu'un Radar mesure.	3
1.2	Applications bien-être de Radar UWB pour le grand public : application à la mesure du rythme respiratoire à courte portée et applications à la détection d'obstacles devant le malvoyant avec une intégration sur des lunettes ou une canne.	3
1.3	Travaux proposés pour l'application Radar à la mesure du rythme respiratoire.	6
1.4	Travaux proposés pour l'application Radar à la détection d'obstacles pour la navigation des malvoyants.	7
2.1	Schéma basique d'un Radar mono-antenne.	10
2.2	Traitement du retard sur une mesure et traitement Doppler sur deux mesures.	12
2.3	Masque des réglementations sur l'émission UWB pour des systèmes UWB fixes à l'intérieur du bâtiment (1) et des systèmes UWB portatifs (2).	13
2.4	Impulsion IR-UWB dans le domaine temporel (à gauche) et sa densité spectrale (à droite).	15
2.5	Application de code de polarisation sur le train d'impulsions par la séquence PN.	16
2.6	Densité spectrale d'un train d'impulsions sans et avec la technique de transmission.	16
2.7	Architecture analogique pour un récepteur IR-UWB.	20
2.8	Synoptique du récepteur analogique à corrélation classique.	20
2.9	Synoptique du récepteur analogique à détection des pics et intégration [1].	21
2.10	Principe d'estimation de l'angle d'arrivée.	22
2.11	Précision théorique avec des réseaux d'antennes linéaires uniformes dont l'espacement entre deux antennes adjacentes est $\lambda/2$	23
2.12	Réseau d'antennes linéaire uniforme ou <i>Uniform Linear Array</i> (ULA).	24
2.13	Réseau d'antennes linéaire non-uniforme partiellement rempli.	24
2.14	Réseau d'antennes linéaire non-uniforme sans redondance.	24
2.15	Réseau d'antennes linéaire non-uniforme arbitraire.	24
2.16	Mécanisme de couplage mutuel	28
2.17	Le scénario classique quand la personne est orientée face au Radar (à gauche) et un scénario difficile quand la personne est dos au Radar (à droite)	30
2.18	Architecture conventionnelle du récepteur multi-antennes dans laquelle la complexité et la consommation augmentent avec le nombre d'antennes	32
2.19	Application du multiplexage pour mutualiser certains blocs dans la chaîne de réception.	33
2.20	Techniques de multiplexage par répartition de fréquence (à gauche), multiplexage par répartition de temps (à droite).	33
2.21	Techniques de multiplexage par répartition de code.	34

2.22 Implémentation de CDM en bande de base [2].	34
2.23 Implémentation de CDM en RF [3].	34
3.1 Synoptique du démonstrateur Radar IR-UWB	40
3.2 Radar quasi-monostatique.	42
3.3 Photo du site de test avec le fantôme et une personne.	44
3.4 Photo du site de test avec la sphère.	45
3.5 SER de la sphère dans le domaine fréquentiel	46
3.6 SER complexe de la sphère dans le domaine temporel	47
3.7 SER du fantôme dans le domaine temporel	48
3.8 SER d'une personne dans le domaine temporel	49
3.9 Rétrodiffusion par corps humain	50
3.10 SER de la respiration à l'orientation 0° : l'amplitude de $SER_{res,k}$ à une mesure k (à gauche), l'évolution de l'amplitude et de la phase sur les trois composantes principales de 0-5.4 secondes commençant par le marqueur triangle (au centre), et l'évolution de la phase de 0-16 secondes (à droite).	50
3.11 SER de la respiration à l'orientation 90° , de même description de la figure 3.10.	51
3.12 SER de la respiration à l'orientation 180° , de même description de la figure 3.10.	51
3.13 Modèle de SER de la respiration pour le Radar IR-UWB.	52
3.14 Amplitudes des composantes principales dans la SER de la respiration humaine en fonction de l'orientation du sujet	53
3.15 Vue en face de Radar.	54
3.16 Décomposition du signal reçu en signal utile et bruit.	56
3.17 Écart type de l'estimation de phase.	57
3.18 Estimation d'AOA sur la paire d'antennes $[0 \ 0.5\lambda]$ (à gauche) et $[0 \ 2\lambda]$ (à droite).	58
3.19 Estimation d'AOA sur la paire d'antennes $[0 \ 2\lambda]$ après la correction d'ambiguïté.	60
3.20 Impact d'une mauvaise correction d'ambiguïté sur la précision d'AOA de la paire d'antennes $[0 \ 2\lambda]$	62
3.21 Distance minimale en fonction des espacements entre les antennes.	63
3.22 Mécanisme de couplage.	65
3.23 Une mesure pratique en mode transmission.	67
3.24 Réseau d'antennes réceptrices linéaire non-uniforme sans redondance avec une antenne émettrice.	68
3.25 Schéma et photo de l'antenne élémentaire	69
3.26 Alimentation de l'antenne dans le mode différentiel et en mode commun	70
3.27 Coefficient de réflexion du mode différentiel et du mode commun (simulation)	71
3.28 Gain de l'antenne élémentaire horizontalement orientée (à gauche) et verticalement orientée (à droite). La direction d'observation forme avec l'axe d'antenne dans le plan horizontal l'angle θ	71
3.29 Schéma et photo du réseau d'antennes, les antennes verticales sont câblées.	72
3.30 Coefficient de réflexion de l'antenne RX0 avec une orientation verticale.	72
3.31 Schéma du réseau d'antennes.	73
3.32 Couplage entre les antennes horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite)	73

3.33	Diagramme de rayonnement des antennes réceptrices horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).	74
3.34	Diagramme de rayonnement de réseau d'antennes de 2 éléments de l'orientation horizontale (à gauche) et de l'orientation verticale (à droite).	75
3.35	Schéma du réseau d'antennes crée par une simple duplication de l'antenne élémentaire avec des trous ajoutés.	75
3.36	Diagramme de rayonnement de réseau d'antennes de 8 éléments avec des trous de l'élément de l'orientation horizontale (à gauche) et de l'orientation verticale (à droite).	76
3.37	Diagramme de rayonnement du réseau d'antennes de 8 éléments dont 4 éléments sont câblés et les autres en circuit ouvert : Les éléments de l'orientation horizontale sont câblés à gauche ; les éléments de l'orientation verticale sont câblés à droite.	76
3.38	Facteur de couplage entre les antennes RX0-RX1 horizontalement orientées.	77
3.39	Estimation d'AOA après calibrations pour le réseau d'antennes RX0 et RX1 horizontalement orientées.	78
3.40	Estimation d'AOA après des calibrations pour le réseau d'antennes RX0 et RX1 verticalement orientées.	78
3.41	Estimation d'AOA après calibration pour le réseau d'antennes RX0-RX1-RX2 horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).	79
4.1	Synoptique du démonstrateur Radar IR-UWB multi-antennes.	82
4.2	Concept du CDM dans le récepteur multi-antennes.	83
4.3	Concept du CDM en bande étroite.	83
4.4	Modèle du CDM pour le récepteur multi-antennes IR-UWB.	84
4.5	Signaux reçus et codes de multiplexage.	88
4.6	Signal unique à la sortie du bloc de multiplexage.	88
4.7	Signaux à la sortie du bloc de démultiplexage.	88
4.8	Approche théorique	89
4.9	Modèle du multiplieur dans le contexte de CDM.	92
4.10	Multiplieur utilisant un coupleur et un interrupteur.	95
4.11	Multiplieur utilisant deux interrupteurs et un déphaseur $0/180^{\circ}$.	95
4.12	Multiplieur basé sur un interrupteur différentiel.	96
4.13	Modèle des antennes TX et RX différentielles.	97
4.14	Conception du coupleur Rat-race classique (à gauche) et pour le CDM (à droite).	99
4.15	Coefficient de réflexion du coupleur HHM1595A1 de TDK (à gauche), des coupleurs Rat-race et du déphaseur (à droite).	99
4.16	La différence de phase entre deux états de codes.	99
4.17	Puissance du signal du mode commun des différents coupleurs et du déphaseur (à gauche) et défaut sur la moyenne des codes (à droite).	100
4.18	Conception de l'interrupteur différentiel.	101
4.19	Synoptique du sous-système de multiplexage.	102
4.20	Schématiques de la configuration 2 (à gauche) et de la configuration 3 (à droite).	102
4.21	Description de test de SIR.	103
4.22	Signaux démultiplexés dans la configuration 2 (à gauche) et dans la configuration 3 (à droite).	103
4.23	SIR dans la configuration 2 (à gauche) et dans la configuration 3 (à droite).	104

4.24	Prototype de sous-système de CDM et des antennes.	105
4.25	Photo du site de mesure sans/avec la sphère.	105
4.26	Calibration de fonction de transfert des antennes différentielles à l'orientation verticale à l'aide d'une antenne de référence EMCO 3115 dans la chambre anéchoïque.	106
4.27	Signaux démultiplexés de la mesure avec la sphère métallique à 1 m.	107
4.28	Puissance de chaque écho référencée par rapport à la SER de la sphère de référence.	107
4.29	Photo du site de mesure avec la sphère.	108
4.30	Vue en 2D dans le plan azimuth devant le Radar dans la mesure avec la sphère à 1 m et à la direction 0°	108
4.31	Photo du site de test avec une chaise de bureau à 2 m et à la direction 0°	109
4.32	SER de la chaise de bureau vue des réseaux d'antennes horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).	109
4.33	Vue en 2D dans le plan azimuth devant le Radar de réseau d'antennes horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).	109
4.34	Photo du site de test avec une chaise de bureau à 1 m (à droite) et à 3 m (à gauche), et à la direction 0°	110
4.35	Vue en 2D dans le plan azimuth devant le Radar avec le réseau d'antennes horizontalement orientées.	110
4.36	Photo du site de test avec une chaise de bureau à 2 m et à la direction -30°	111
4.37	Vue en 2D dans le plan azimuth devant le Radar avec le réseau d'antennes horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).	111
4.38	Photo du site de test avec un poteau en plastique à 2 m et à la direction 0°	112
4.39	SER du poteau en plastique vue du réseau d'antennes horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).	112
4.40	Vue en 2D dans le plan azimuth devant le Radar de réseau d'antennes horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).	112
4.41	Prototype complet, de gauche à droite : le réseau d'antennes horizontalement/verticalement orientées, l'adaptateur de ligne de transmission (différentielle à single), la carte de multiplexage par répartition de code, la carte FPGA et la puce IR-UWB, et la carte d'interface STM32.	113

Liste des tableaux

2.1	Consommation énergétique de la chaîne RF d'un récepteur IR-UWB [4, 5, 6].	21
2.2	Avantages et désavantages des configurations du réseau d'antennes en vue d'atteindre la précision de 1° .	25
2.3	Consommation énergétique des composants dans un récepteur mono-antenne en circuit intégré et prédiction sur la consommation dans un récepteur de 3 antennes.	35
3.1	Spécification générale d'un Radar IR-UWB à courte portée.	39
3.2	Retards relatifs des composantes principales dans la SER de la respiration humaine par rapport à la position du sujet.	52
3.3	Facteurs d'ambiguïté dans des configurations diverses.	62
3.4	Écart type de l'estimation Phase/AOA et de la borne Cramér-Rao des réseaux d'antennes différents.	64
4.1	Comparaison sur l'ensemble des configurations du multiplieur	98

Chapitre 1

Introduction

« - *S'il vous plaît... dessine-moi un mouton!*
- *Hein!*
- *Dessine-moi un mouton ...* »

Antoine de Saint-Exupéry

Sommaire

1.1 Introduction générale	2
1.2 Enjeux de la thèse	3
1.3 Contexte de la thèse	4
1.3.1 Éléments historiques sur l'UWB	4
1.3.2 Réglementation UWB	4
1.3.3 L'UWB dans l'industrie	5
1.3.4 L'UWB au CEA-LETI	5
1.4 Objectifs détaillés	6
1.5 Plan du manuscrit	7

1.1 Introduction générale

Les appareils utilisant les technologies sans fil ne cessent d'évoluer en ce qui concerne leur quantité, leur capacité et leur fonctionnalité. Le téléphone portable, démocratisé dans les années 1990, était le moyen de communication à distance. Au cours des trois dernières décennies, on a assisté à l'évolution de la communication cellulaire 2G, 3G, 4G, et en parallèle celle de la localisation avec une précision allant de quelques mètres à quelques dizaines de centimètres, le tout intégré dans un terminal portable suffisamment puissant pour guider une personne sur la route ou dans un endroit inconnu. Cependant des défis persistent dans les technologies sans fil afin d'augmenter la précision de la localisation, par une mesure de distance plus précise et par une mesure de direction d'arrivée du signal. Ces améliorations pourront mener à la création de nouvelles applications au service d'un plus grand public.

En technologie sans fil, par opposition aux systèmes à bande étroite, le terme ultra large bande ou *Ultra-wideband* (UWB) désigne un système dont la bande passante à -10 dB occupe un grand pourcentage de la fréquence d'oscillation centrale, au moins 20 %, ou en valeur absolue au moins 500 MHz [7]. Cette définition fait surtout sens pour une fréquence centrale inférieure à ~10 GHz. Une grande bande passante offre une grande capacité pour transmettre de l'information sur le canal, un meilleur potentiel de propagation à travers les matériaux, et une fine résolution spatiale (typiquement centimétrique) pour les applications de localisation ou de navigation. Ces trois avantages principaux offrent de nouvelles opportunités pour un système de communication (capacité et propagation) ou pour un système de détection et de mesure de distance par ondes électromagnétiques (Radar) (résolution spatiale et propagation).

Les 6 domaines d'application définis spécifiquement par la commission fédérale des communications ou *Federal Communications Commission* aux États-Unis (FCC) et le comité des communications électroniques ou *Electronic Communications Committee* en Europe (ECC) sont : les Radars pénétrant le sol, les systèmes d'imagerie à travers les murs, les systèmes de surveillance pour la sécurité contre l'intrusion de personnes ou d'objets, les systèmes d'imagerie médicale, les Radars véhiculaires, les systèmes UWB fixes à l'intérieur de bâtiments et les systèmes UWB portatifs [8].

Disposer d'une grande bande passante est très avantageux en Radar dans des contextes applicatifs divers, mais nous nous intéressons plus spécifiquement dans cette thèse à des applications Radar pour le bien-être. Deux des applications visées sont la mesure du rythme respiratoire pour la détection d'apnée du sommeil et la détection d'obstacles pour l'aide à la mobilité des malvoyants. Pour la mesure du rythme respiratoire, plusieurs systèmes avec contact sont disponibles tels que la mesure par spiromètre, masque respiratoire, ceinture respiratoire, et patch(s) attaché(s) au corps mais ils ont pour inconvénient de ne pas être confortables au jour le jour. D'un autre côté, plusieurs systèmes sans contact tels que les caméras optiques, l'imagerie médicale par infrarouges et ultrasons sont techniquement disponibles mais possèdent un coût important et manquent de précision à cause du bruit ambiant.

Pour la localisation d'obstacles devant le malvoyant, on trouve dans la littérature des systèmes tels que les télémètres laser couvrant l'espace devant l'utilisateur par un réseau de détecteurs à photodiode, des capteurs de vision stéréoscopique reproduisant une perception du relief par la superposition de deux images planes, et des réseaux de capteurs à base d'ultrason [9]. Cependant ces solutions sont toutes coûteuses.

1.2 Enjeux de la thèse

La détection et la mesure de la distance par ondes électromagnétiques (**Radar**) sont utilisées dans de nombreux domaines tels que l'aéronautique, l'automobile ou bien la médecine. Deux mesures fondamentales dans les applications Radar sont la mesure de la distance du Radar à un objet et la mesure de l'angle de visée de cet objet au Radar par rapport à une référence directionnelle, montrées à la figure 1.1. Pour mettre en lumière l'enjeu de cette thèse, nous devons rappeler les compromis théoriques connus entre d'une part la bande passante et la résolution de la mesure de la distance et d'autre part la multiplicité d'antennes et la résolution de la mesure de l'angle de visée. Le premier impose la contrainte de la bande passante fonctionnelle du système et met en jeu les composants de l'émetteur-récepteur. Tandis que le deuxième pose la contrainte de la complexité du réseau d'antennes et de l'architecture radio fréquence de l'émetteur-récepteur, ainsi que du traitement numérique associé.

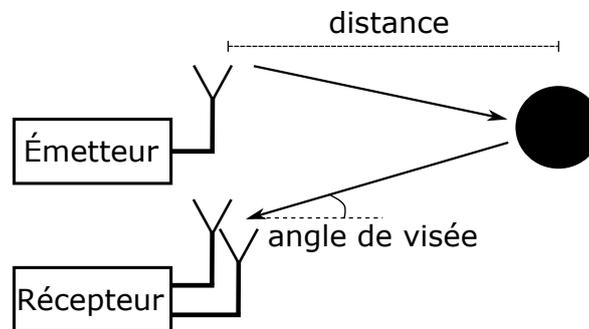


FIGURE 1.1 – Deux paramètres basiques qu'un Radar mesure.

Du point de vue applicatif, le Radar pour la mesure du rythme respiratoire devrait être capable de détecter le déplacement de la cage thoracique et de l'abdomen pendant la respiration, qui sont de quelques millimètres à quelques centimètres. Une telle résolution ne peut s'obtenir qu'avec une bande passante d'au moins 10 GHz. Vu les coûts engendrés par cette technologie, il va de soi que son utilisation reste marginale.

Quant au Radar à l'aide à la mobilité des malvoyants, il devrait être suffisamment petit pour être intégré dans une canne ou des lunettes. Il devrait faire moins de 200 g et 100 cm³ en poids et en volume, respectivement, selon le cahier des charges du projet **INSPEX**, décrit dans le prochain paragraphe. La durée de vie en usage continu souhaitable est de 10 heures avec une consommation visée à moins de 500 mW. La mesure de l'angle quant à elle doit avoir une précision de quelques degrés afin de pouvoir fournir une cartographie détaillée de la scène. Cette information lui sera fournie par une interface audio extra-auriculaire.



FIGURE 1.2 – Applications bien-être de Radar UWB pour le grand public : application à la mesure du rythme respiratoire à courte portée et applications à la détection d'obstacles devant le malvoyant avec une intégration sur des lunettes ou une canne.

Plusieurs techniques permettant de mesurer précisément le déplacement de la cage thoracique et de l'abdomen pour la mesure du rythme respiratoire et l'angle de visée dans la localisation d'obstacles pour les malvoyants seront abordées dans ce manuscrit. Étant donné que la dernière est basée sur la mesure de la direction d'arrivée de l'onde électromagnétique rétrodiffusée de l'obstacle, nous devons étudier le réseau d'antennes en réception. Nous restons sur un réseau de 2 à 4 antennes pour garder la taille du Radar raisonnable. Malgré cela, l'augmentation de la complexité et de la consommation énergétique du récepteur pour recevoir et traiter les signaux du réseau d'antennes sont inévitables. Pour cela, des techniques de multiplexage des signaux en entrée du récepteur seront abordées afin de limiter l'accroissement de la complexité, du coût et de la consommation du récepteur.

1.3 Contexte de la thèse

1.3.1 Éléments historiques sur l'UWB

Les études sur la technologie UWB ont débuté dans les années 1960 aux États-Unis, en Angleterre et en Russie. En 1974, le Docteur Rexford Morey conçoit un système Radar UWB pénétrant le sol qui est devenu un succès commercial via la Geophysical Survey Systems, Inc. [10]. Les années suivantes sont marquées par des programmes de recherche et de développement sur le Radar UWB principalement aux États-Unis, en Russie et en Chine. En 1994, T.E. McEwan invente un Radar ultra large bande impulsienne ou *Impulse-Radio Ultra Wideband (IR-UWB)*, appelé à l'époque un Radar UWB micro-puissance parce qu'il fonctionnait pendant quelques années grâce à l'énergie d'une batterie [1]. Cette invention a marqué pour la première fois un système compact (taille du prototype 100 mm × 100 mm), à faible coût de production (estimé à 20 \$ pour la production de masse), et à faible consommation énergétique (moins de 100 mW pour un émetteur et un récepteur mono-antenne), ainsi qu'un système avec des techniques de traitement du signal avancées pour détecter un faible signal reçu (capable de détecter la présence d'un objet à moins d'1 m et de mesurer le déplacement de la cage thoracique à quelques 10 cm). Ce Radar, sur lequel nous reviendrons dans la partie "systèmes et Radars IR-UWB", section 2.2, est capable de mesurer le rythme respiratoire et cardiaque d'une personne et de faire de l'imagerie médicale.

1.3.2 Réglementation UWB

Les premières expériences de la technologie Radar UWB motivent de plus amples études sur l'UWB en Radar et en communication. Il s'en suit alors l'élaboration de cadres réglementaires. En conséquence chaque pays a proposé sa réglementation d'une bande de fréquence relativement large pour encadrer le développement de la technologie UWB. La première réglementation est validée aux États-Unis en 2002 et autorise l'utilisation de la bande de fréquence 3.1-10.6 GHz avec un niveau de puissance d'émission proche de celui des émissions non intentionnelles des appareils électroniques et limité en densité. Hormis la faible puissance autorisée, cette réglementation est assez peu contraignante dans la mesure où le masque spectral est plat sur une grande partie du spectre [11] avec des niveaux de réjection hors bande assez faibles, alors qu'en dehors des États-Unis les réglementations ont abouti plusieurs années plus tard à des masques nettement plus contraignants, ce qui a freiné les développements industriels.

En Europe, de nombreuses études sur les couches physiques en UWB dans les systèmes de communications haut débit ont été réalisées par le groupe de travail ECC-TG3 depuis 2004 [12]. Ces études ont donné un cadre réglementaire à l'UWB en Europe par une première décision en 2006 qui autorise une bande de fréquence 6-8.5 GHz pour la technologie UWB [13]. Les études sur l'UWB se sont étendues ensuite à la communication à bas débit avec la localisation par le groupe de travail ECC-TG4 entre 2006 et 2007.

Au Japon, la réglementation sur l'UWB est validée en 2006. Elle autorise des applications en UWB à utiliser les bandes de fréquence 3.4-4.8 GHz et 7.25-10.25 GHz [14].

1.3.3 L'UWB dans l'industrie

La technologie IR-UWB pour les applications de localisation est aujourd'hui mature dans le monde industriel. Les sociétés Ubisense (créée en 2002 en Angleterre), Decawave (créée en 2004 en Irlande) et Bespoon (créée en 2010 en France) vendent des modules émetteur-récepteur IR-UWB pour effectuer des mesures précises de distance dans la localisation des objets sur lesquels des étiquettes radio fréquence sont collées. Seulement le module d'Ubisense implémente la mesure de direction [15]. Le module de localisation de Bespoon peut atteindre une précision 10 cm dans la mesure de distance à la condition que le trajet direct soit inférieur à 880 mètres.

La société Novelda (en Norvège) étend son R&D aux applications Radars et a lancé son premier module Radar XeThru en 2015. Le dernier modèle XeThru X4200 est compact (58.2 mm × 37.4 mm) et capable de mesurer la respiration humaine à une portée de moins de 5 m et consomme typiquement 600 mW [16]. Le modèle coûte environ 250 \$. Il n'a pas toutefois de fonction de mesure de la direction d'arrivée du signal.

1.3.4 L'UWB au CEA-LETI

Le [Laboratoire d'électronique et des technologies de l'information \(LETI\)](#) au CEA a débuté les recherches sur l'UWB en 2001, un an avant que la réglementation soit validée aux Etats-Unis et lorsque les instances européennes de régulation ont constitué un groupe de travail sur le sujet. L'équipe UWB a travaillé sur divers aspects, de la conception des circuits et des antennes, à l'étude des protocoles, de la localisation ou du codage. Elle a participé activement aux groupes de travail ECC-TG3 et ECC-TG4. Une partie de la technologie UWB développée au CEA-LETI a été transférée à la société BeSpoon dès 2009, laquelle commercialise aujourd'hui des solutions complètes de localisation 3D à base de circuits intégrés UWB.

LETI et Telecom Paris ont participé au projet européen [SELECT](#) (2010-2014) sur la localisation et l'identification de l'étiquette par la technologie UWB. De son côté, LETI participe, au moment de la rédaction de ce manuscrit, au projet européen [INSPEX](#) [17] depuis 2017 à l'horizon 2020. Ce projet a pour objectif de développer un système d'exploration spatiale avec l'intégration de diverses technologies (Lidar, Radar UWB, infrarouge, ultrason, caméra optique) dans des objets compacts (des lunettes ou la canne). Ce projet pourrait permettre d'avoir de nouvelles applications telles que l'aide à la mobilité des malvoyants, l'aide à la navigation des humains dans la condition de faible visibilité (dans le brouillard, dans la fumée ou dans la nuit), la détection d'obstacles pour les robots humanoïdes ou les drones. C'est dans le cadre du projet INSPEX que s'est déroulée une partie des travaux de cette thèse.

Compte tenu du contexte réglementaire international de l'UWB, et notamment en Europe et au Japon, la bande passante utilisée est nettement plus faible que les 7.5 GHz pos-

sibles aux Etats-Unis, et généralement de l'ordre de 500 MHz à 1 GHz. A l'origine, dès 2000, les études ont cherché à exploiter la bande la plus large possible ce qui a ouvert la voie à des architectures d'émetteurs et de récepteurs radicalement différentes des architectures classiques utilisées en bande étroite. Compte tenu des progrès technologiques en CMOS et en conception, des contraintes réglementaires et opérationnelles (résistance aux interférences), il s'avère finalement que des implémentations relativement classiques ont été retenues, nous y reviendrons.

La thèse s'inscrit dans la suite des travaux au LETI sur l'UWB et plus spécifiquement les applications Radar. Nous étudions aussi l'architecture de l'interface RF d'un récepteur IR-UWB associé à un réseau d'antennes pour ajouter une fonction de mesure précise de la direction d'arrivée de l'onde électromagnétique, tout en limitant l'accroissement de complexité, le coût et la consommation du récepteur.

1.4 Objectifs détaillés

En vue du développement d'un Radar IR-UWB dans le domaine du bien-être, l'objectif est de proposer des innovations relatives d'une part au traitement du signal IR-UWB et d'autre part à la conception du système *Radio fréquence* ou *Radio Frequency* (RF) multi-antennes pour un Radar IR-UWB existant au LETI. Nous souhaitons pour cela améliorer la solution Radar IR-UWB sur les trois points suivants :

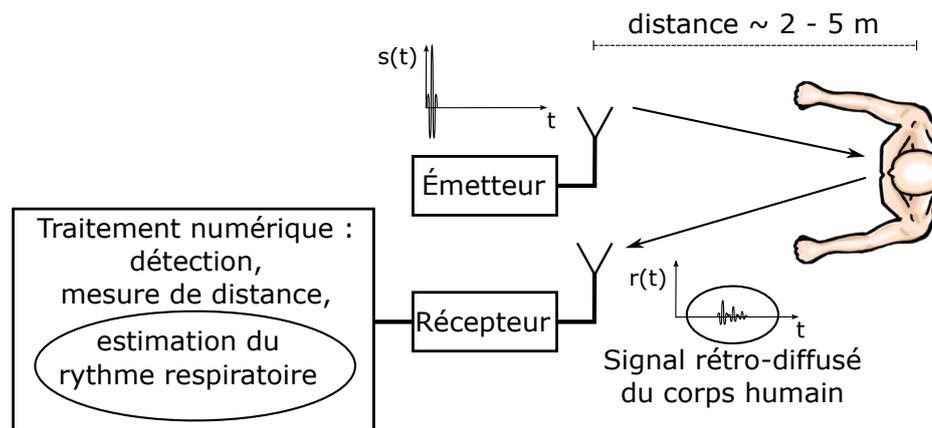


FIGURE 1.3 – Travaux proposés pour l'application Radar à la mesure du rythme respiratoire.

1. Estimation du rythme respiratoire dans le signal rétrodiffusé du corps humain à courte portée. Les travaux proposés sont marqués par les cercles dans la figure 1.3.
2. Estimation de l'angle d'arrivée du signal rétrodiffusé de l'obstacle pour la localisation d'obstacles devant le malvoyant.
3. Étude et implémentation des techniques de multiplexage des signaux reçus dans le récepteur pour limiter l'accroissement de la complexité du récepteur UWB multi-antennes, permettant son intégration dans des objets compacts (capteur, lunettes, canne). Les travaux proposés pour les points 2 et 3 sont marqués par les cercles dans la figure 1.4.

Le contexte technologique de départ est celui de la technologie IR-UWB sur la bande de fréquence 7.5-8.5 GHz. Nous allons brièvement expliquer ces choix dans la partie "systèmes et Radars IR-UWB", section 2.2.

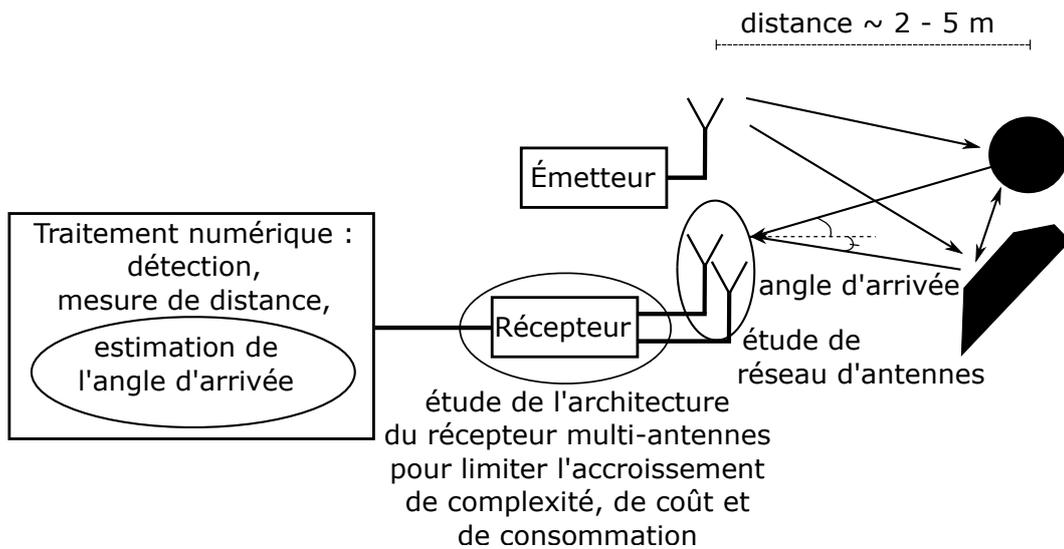


FIGURE 1.4 – Travaux proposés pour l'application Radar à la détection d'obstacles pour la navigation des malvoyants.

1.5 Plan du manuscrit

Nos objectifs portent sur plusieurs blocs différents du Radar IR-UWB et concernent des techniques diverses bien matures dans la technologie sans fil. Après le **chapitre 1** de l'introduction de la thèse, le **chapitre 2** est consacré à l'état de l'art. Concrètement, il présente les principes du Radar et l'état de l'art des systèmes et Radars IR-UWB, et notamment des techniques de l'estimation de l'angle d'arrivée, de calibration du réseau d'antennes et de multiplexage des signaux reçus dans le récepteur. On y présentera également l'état de l'art sur les applications à la mesure du rythme respiratoire pour la détection d'apnée du sommeil et à la détection d'obstacles pour l'aide à la mobilité des malvoyants.

Le **chapitre 3** présente dans un premier temps le Radar IR-UWB au niveau du système pour l'application à la mesure du rythme respiratoire humain. Dans un deuxième temps, il porte sur l'étude du canal de rétrodiffusion du corps humain afin de construire un modèle de la respiration humaine pour le Radar IR-UWB. Puis, pour faire la localisation des obstacles devant le malvoyant, il propose l'estimation de l'angle d'arrivée avec un réseau de 2 à 4 antennes avec pour objectif d'atteindre la résolution angulaire du degré près avec le moins d'antennes. Finalement, il présente l'outil de calibration du réseau d'antennes et la conception du réseau d'antennes choisi précédemment.

Le **chapitre 4** est consacré à la technique de multiplexage des signaux reçus dans le récepteur IR-UWB. Il propose le concept d'une technique de multiplexage applicable en IR-UWB suivi par l'analyse de la dégradation des performances due aux imperfections lors de la conception. Enfin, il présente l'implémentation de cette technique sur un circuit imprimé et l'évalue dans la localisation des obstacles.

Le **chapitre 5** donne les conclusions et les perspectives de la thèse.

Chapitre 2

État de l'art

Sommaire

2.1 Principes de base du Radar	10
2.1.1 Traitement de retard	11
2.1.2 Traitement Doppler	12
2.2 Systèmes et Radars IR-UWB	13
2.2.1 Définitions et réglementations applicables à l'UWB	13
2.2.2 Modélisation du signal IR-UWB et techniques de transmission	14
2.2.3 Récepteur IR-UWB	17
2.3 Estimation de l'angle d'arrivée	22
2.3.1 Principe de la mesure de l'angle d'arrivée en bande étroite	22
2.3.2 Précision de l'estimation de l'angle d'arrivée	23
2.3.3 Problèmes liés au clutter et aux trajets multiples	25
2.3.4 Avantage d'IR-UWB sur l'estimation de l'angle d'arrivée	26
2.4 Calibration du réseau d'antennes	27
2.4.1 Mécanismes de couplage mutuel et dissemblance entre antennes	27
2.4.2 Méthodes d'analyses	28
2.5 Mesure Radar de la respiration humaine	29
2.6 Détection d'obstacles pour les malvoyants	31
2.7 Frontal RF du récepteur IR-UWB multi-antennes et techniques de multiplexage des signaux reçus	32
2.7.1 Techniques de multiplexage	32
2.7.2 Implémentations de multiplexage en bande étroite	33
2.7.3 Besoin de CDM dans le récepteur IR-UWB multi-antennes	34

2.1 Principes de base du Radar

Le **Radar** est un générateur et capteur d'ondes électromagnétiques pour détecter et localiser un objet réfléchissant. Il se compose en général d'un émetteur qui envoie un signal électrique, transformé en ondes électromagnétiques par une antenne, et d'un récepteur qui capte les ondes par une autre antenne. Les ondes électromagnétiques envoyées par l'émetteur se propagent dans l'espace et une partie d'entre elles est interceptée par l'objet réfléchissant puis est renvoyée dans plusieurs directions (rétrodiffusion ou "backscattering"). Une partie des ondes renvoyées est reçue par le récepteur (écho). Avec l'aide du traitement du signal dédié, une évaluation est effectuée à la sortie du récepteur sur la présence de l'objet. C'est à ce moment que la localisation et d'autres informations possibles de l'objet sont obtenues. Ces informations peuvent être la distance de l'objet au Radar, la direction relative, la taille de l'objet, la vitesse, etc.

L'écho reçu au récepteur varie en fonction de la direction de l'objet (ou l'angle de visée de l'objet au Radar) et l'orientation de l'objet (ou l'angle d'aspect de l'objet, figure 2.1). Quand l'objet n'est pas une simple sphère et surtout s'il a la taille de quelques longueurs d'ondes du signal émis, la puissance de l'écho peut varier très vite. On appelle ce signal le signal rétrodiffusé de l'objet. Il peut arriver au récepteur par de multiples trajets quand il y a plusieurs objets en jeu.

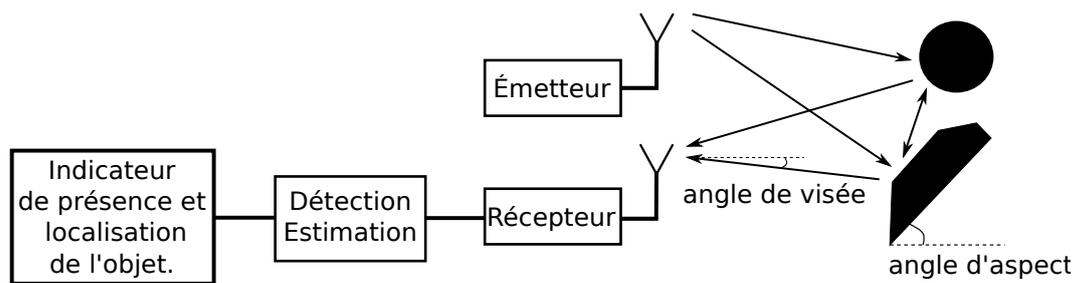


FIGURE 2.1 – Schéma basique d'un Radar mono-antenne.

On catégorise les Radars en fonction de la localisation relative de l'émetteur et du récepteur, et en fonction de la forme d'onde du signal émis. Selon la localisation relative de l'émetteur et du récepteur, on distingue le Radar bistatique, le Radar monostatique ou encore le Radar quasi monostatique. Dans le Radar bistatique, l'émetteur et le récepteur sont localisés à deux positions différentes. Dans le Radar monostatique, ils se situent à la même position et utilisent les mêmes antennes. Dans le Radar quasi monostatique, ils sont aussi situés au même endroit, mais ils n'utilisent pas d'antennes communes. Dans cette thèse, on étudie le Radar quasi monostatique.

Il est également important d'aborder ensuite la forme d'onde du signal émis parce qu'elle définit tous les traitements de la forme d'onde associés au Radar. En fonction de la forme d'onde du signal émis, on peut diviser les systèmes Radar en trois catégories principales, le **Radar à onde continue** ou *Continuous Wave Radar* (Radar CW), le **Radar à onde continue modulée en fréquence** ou *Frequency Modulated Continuous Wave Radar* (Radar FMCW) et le Radar à impulsions. Les traitements même basiques par exemple de retard entre le signal émis et le signal reçu ou de décalage de fréquence à l'effet Doppler sur des formes d'onde diverses sont fondamentalement différents. Dans cette thèse, on étudie le Radar à impulsions.

Dans un Radar à impulsions, les deux mesures de base effectuées sont la mesure du temps de propagation aller-retour de Radar à l'objet qui donne la distance à l'objet et la mesure de la fréquence Doppler qui donne la vitesse relative de l'objet. En réa-

lité, les signaux parasites (i.e. le bruit) viennent se superposer avec le signal dit utile (i.e. portant l'information du temps de propagation et de la fréquence Doppler) d'où vient l'utilisation de la détection des signaux et des estimations sur deux paramètres de base. Ces estimations, pour chaque écho dépassant un certain seuil de détection, permettent moyennant des traitements supplémentaires comme la séparation des signaux rétrodiffusés des objets, la reconnaissance de l'objet, etc. Dans les deux parties suivantes, nous détaillerons le principe de fonctionnement du traitement de retard et du traitement Doppler.

2.1.1 Traitement de retard

Pour commencer, nous allons rappeler le principe de fonctionnement de ces deux algorithmes. Nous supposons qu'un Radar en mode émission envoie un signal à impulsions, présenté à l'équation 2.1, et qu'en réception il reçoit les signaux rétrodiffusés de plusieurs objets.

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} p(t - k.PRP) \quad (2.1)$$

où l'impulsion de base $p(t) = e^{-\left(\frac{t}{T_p}\right)^2} \times \exp(j2\pi f_c t)$ est définie par les paramètres de durée T_p , la **Période de répétition d'impulsions** ou **Pulse Repetition Period (PRP)** et la fréquence porteuse f_c . Ici, N est le nombre d'impulsions émises à étudier, il suffit d'avoir deux impulsions émises ou d'étudier deux mesures pour démontrer le principe de Radar à impulsions.

Le signal reçu, dans le cas mono-antenne réceptrice, subit des atténuations et des retards causés par la propagation du signal émis. En effet, le retard τ du signal rétrodiffusé d'un objet représente la durée que les ondes électromagnétiques prennent pour parcourir le trajet allant de l'antenne émettrice à l'objet puis de l'objet à l'antenne réceptrice. Comme l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice sont à la même position, la distance R entre le Radar et l'objet peut être calculée à partir du retard comme suit :

$$R = \frac{\tau}{2} \times c \quad (2.2)$$

où c est la célérité des ondes électromagnétiques dans le vide qui est approximativement égale à celle dans l'air.

L'atténuation du signal rétrodiffusé d'un objet vient de la perte de propagation. Elle varie comme la puissance quatre de la distance, dans le cas d'un trajet direct entre le Radar et l'objet et en l'absence d'obstacles dans la première zone de Fresnel. La puissance du signal reçu peut donc être calculée à partir du signal émis et de la distance de Radar à l'objet :

$$P_r = P_t \times \frac{G_t G_r \lambda^2 SER}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2.3)$$

où G_t et G_r sont les gains de l'antenne de l'émetteur et de l'antenne du récepteur, respectivement. P_t et P_r sont la puissance émise et la puissance reçue sur les antennes, respectivement. λ est la longueur d'onde calculée à la fréquence porteuse. Enfin, SER est la surface équivalente Radar de l'objet qui est l'image de l'objet vue par le Radar et dépend de la taille physique de l'objet, son matériau, l'angle de visée de l'objet au Radar et de l'orientation de l'objet (l'angle d'aspect). En effet, à côté de la distance et du mouvement

de l'objet, la **Surface équivalente Radar** ou *Radar Cross Section* (SER) de l'objet est aussi un paramètre à mesurer permettant des traitements avancés en Radar.

2.1.2 Traitement Doppler

Pour un objet en mouvement, la fréquence porteuse du signal reçu est décalée par rapport à celle du signal émis. Cet effet est modélisé comme suit :

$$f_d = f_c \times \frac{v_r}{c} \quad (2.4)$$

où v_r est la vitesse radiale qui correspond à la projection du vecteur vitesse de l'objet sur l'axe du Radar à l'objet, et f_d est le décalage entre la fréquence porteuse du signal émis et reçu.

Dans l'application à la détection des obstacles devant le malvoyant, la mobilité relative entre l'utilisateur et les obstacles statiques se limite à 5 km/h (la vitesse du piéton dans le milieu urbain) et la mobilité relative entre un utilisateur statique et des obstacles mobiles (une autre personne, un ballon, un cycliste) est d'environ 13 km/h (la vitesse moyenne d'une balade à vélo), la vitesse radiale se limite donc à 13 km/h ou 3.6 m/s. Par conséquent, la fréquence Doppler se limite à 96 Hz (application numérique de l'équation 2.4 avec $f_c = 8$ GHz et $c = 3 \times 10^8$ m/s).

Grâce à la répétition des signaux en émission, on peut aussi observer l'effet Doppler sur des mesures successives. En effet, le mouvement d'un objet se traduit par un changement de phase du signal reçues de deux mesures. Supposons que la surface équivalente Radar de l'objet ne change pas entre les deux mesures, la phase de la porteuse récupérée en réception et la distance du Radar à l'objet se relient par : $\phi = 2\pi f_c \times \frac{2R}{c}$. Un déplacement de l'objet de Δd entre les deux mesures se traduit par un déphasage au même instant d'échantillonnage :

$$\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1 = f_c \times \frac{4\pi\Delta d}{c} \quad (2.5)$$

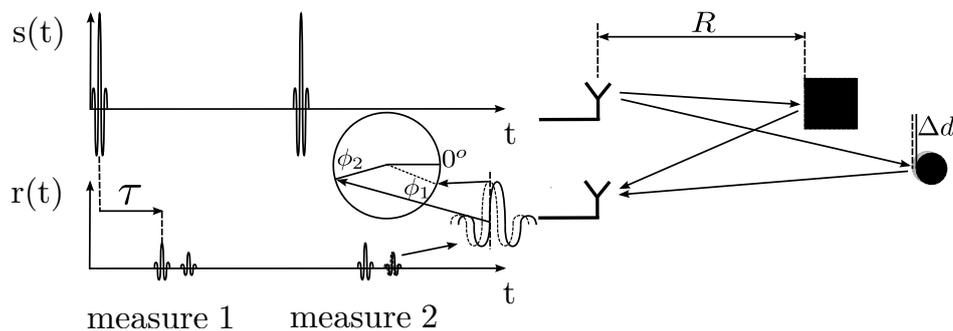


FIGURE 2.2 – Traitement du retard sur une mesure et traitement Doppler sur deux mesures.

La figure 2.2 présente une mesure de Radar dont deux objets sont en jeu et un s'est déplacé Δd entre la mesure 1 et la mesure 2. On suppose dans cet exemple que le déplacement Δd est considérablement petit devant la distance de deux objets au Radar. Sur les échos reçus, la mesure des distances d'objets au Radar est effectuée par la mesure des retards entre les échos reçus et le signal émis dans la mesure 1 ou 2. Le déplacement de l'objet est déterminé par la mesure de déphasage de l'écho reçu entre la mesure 1 et la mesure 2. En effet, au même instant de mesure qui est normalement choisi au centre de

l'impulsion, la phase récupérée à la mesure 1 est ϕ_1 et à la mesure 2 est ϕ_2 , le déphasage $\phi_2 - \phi_1$ donne le déplacement. La vitesse radiale n'apparaît pas directement dans cet exemple mais le déplacement s'est présenté, sachant que la vitesse n'est rien que la dérivée du déplacement en temps.

Par ailleurs, dans un Radar à impulsions, la fréquence de répétition ($PRF = 1/PRP$) ou pour plus tard la fréquence d'acquisition ($f_{acq} = 1/(N_{int} \cdot PRP)$) (quand le regroupement de N_{int} mesures successives est nécessaire pour constituer une donnée traitable) définit l'ambiguïté sur la fréquence Doppler. Autrement dit, pour pouvoir mesurer la vitesse radiale relative entre le Radar et l'objet, qui se limite à 3.6 m/s par l'application numérique ci-dessus, la fréquence d'acquisition doit être supérieure à 96 Hz.

2.2 Systèmes et Radars IR-UWB

2.2.1 Définitions et réglementations applicables à l'UWB

Les définitions et les réglementations des systèmes UWB sont différentes à travers le monde notamment entre les États-Unis, l'Europe et l'Asie. D'après l'ECC, un système UWB doit avoir une bande passante à -10 dB supérieure à 50 MHz [13] alors que d'après le FCC, un système UWB doit avoir une bande passante à -10 dB supérieure à 500 MHz ou au moins 20 % de la fréquence centrale [11]. Un système UWB peut utiliser la bande de fréquence de 3.1-10.6 GHz aux États-Unis, 3.1-4.8 GHz (avec une technique de réduction LDC ou DAA) et 6.0-8.5 GHz en Europe, ou encore 3.4-4.8 GHz (avec la technique de réduction DAA) et 7.25-10.25 GHz au Japon [14].

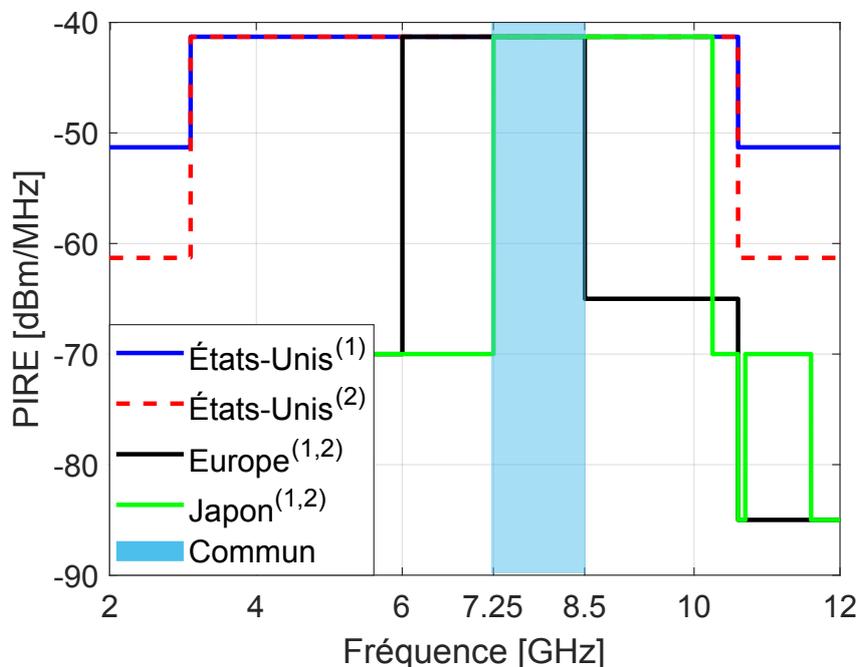


FIGURE 2.3 – Masque des réglementations sur l'émission UWB pour des systèmes UWB fixes à l'intérieur du bâtiment (1) et des systèmes UWB portatifs (2).

Le FCC impose aussi des conditions particulières sur le temps d'émission en continu sur des applications spécifiques notamment les Radars pénétrant le sol, les systèmes d'imagerie à travers les murs, les systèmes de surveillance pour la sécurité contre l'intrusion

des personnes ou des objets, les systèmes d'imagerie médicale, les Radars véhiculaires, les systèmes UWB fixes à l'intérieur du bâtiment et les systèmes UWB portatifs. Elle interdit par contre l'implémentation d'un système UWB dans les jouets, les avions, les bateaux et les satellites. Des principes similaires sont retrouvés dans la réglementation de l'ECC en Europe et de l'agence équivalente au Japon. Comme les applications à la mesure du rythme respiratoire pour la détection d'apnée du sommeil et à la détection d'obstacle pour l'aide à la mobilité des malvoyants rentrent dans les réglementations des systèmes UWB fixes à l'intérieur du bâtiment et des systèmes UWB portatifs, respectivement, la thèse s'applique à ces réglementations spécifiques pour dimensionner le Radar.

Le masque de la **Puissance isotrope rayonnée équivalente** ou *Equivalent Isotropically Radiated Power, EIRP* (PIRE) est présenté dans la figure 2.3. La PIRE prend en compte la puissance électrique appliquée à l'antenne et le gain d'antenne relative à l'antenne isotrope.

D'après la réglementation du spectre dans les différentes zones géographiques et les différents pays, nous avons choisi de dimensionner notre Radar dans la bande de fréquence 7.25-8.5 GHz pour permettre une utilisation universelle. Un Radar travaillant dans cette bande de fréquence demande aussi un filtre pour atténuer le signal à basse fréquence et à haute fréquence, car les réglementations en Europe et au Japon sont plus strictes qu'aux États-Unis. Comme le filtre devrait être plus sélectif à basse fréquence, pour des questions pratiques, nous avons choisi la bande de fréquence 7.5-8.5 GHz centrée à 8 GHz pour développer notre Radar.

2.2.2 Modélisation du signal IR-UWB et techniques de transmission

2.2.2.1 Signal IR-UWB

De nombreuses recherches sur la forme du signal IR-UWB pour maximiser la puissance du signal émis ont été réalisées car sa densité spectrale est réglementée. La forme du signal idéal visant cet objectif doit avoir un spectre carré qui est une impulsion en sinus cardinal en temps. Celui-ci porte des lobes secondaires considérables. Cette forme n'est pas le meilleur choix surtout quand la détection du pic est implémentée. Les formes d'impulsions étudiées dans la littérature sont principalement le monocycle gaussien et ses dérivées, les impulsions de Nyquist et ses variantes basées sur des sinus cardinaux fenêtrés ou des "racines de cosinus surélevés". L'objectif de cette partie est d'introduire des paramètres clés du signal IR-UWB sans faire d'hypothèses fortes sur la génération et la détection du signal. Pour cette raison, nous utilisons le modèle de l'impulsion de base type gaussien par sa simplicité pour dimensionner l'amplitude et la durée d'une impulsion ainsi que la période de répétition des impulsions.

L'impulsion gaussienne est pratique pour simplifier l'expression en temps et en fréquence, qui sont toutes les deux gaussiennes.

$$p(t) = A \times e^{-\left(\frac{t}{T_p}\right)^2} \times \exp(j2\pi f_c t) \quad (2.6)$$

où A est l'amplitude de l'impulsion ou la tension crête de l'impulsion, T_p et f_c sont déjà définis dans l'équation 2.1.

$$P(f) = \sqrt{\pi} T_p A \times e^{-\pi^2 T_p^2 (f-f_c)^2} \quad (2.7)$$

Le paramètre de durée de l'impulsion T_p définit la durée de l'impulsion qui est $1.2T_p$ à -3 dB (l'équation 2.6), et la bande passante du signal à -10 dB qui est $0.7/T_p$, ou à -23.7

dB qui est $1/T_p$. On peut observer cela dans la figure 2.4 pour un exemple de $T_p = 1$ ns. Pour simplifier, on approche la durée de l'impulsion à -3 dB à T_p .

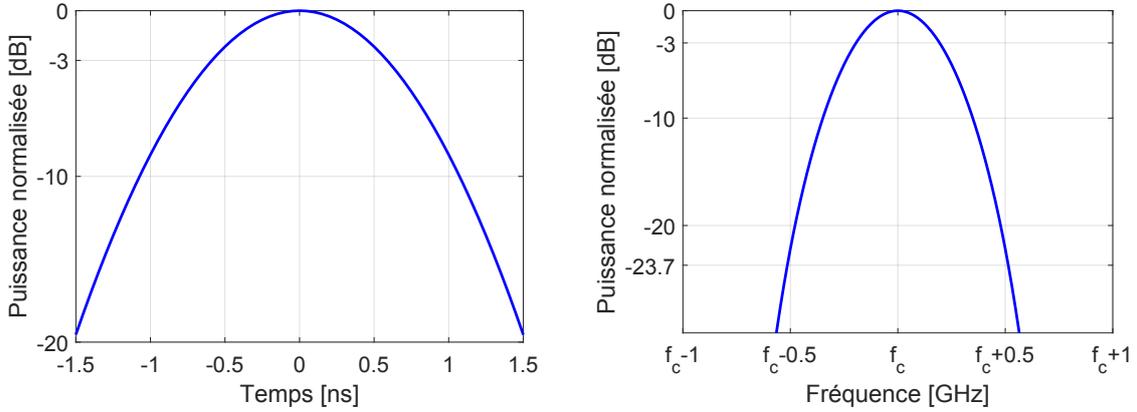


FIGURE 2.4 – Impulsion IR-UWB dans le domaine temporel (à gauche) et sa densité spectrale (à droite).

Le signal $p(t)$ est envoyé avec une période de répétition PRP, formant un train d'impulsions :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} p(t - k \cdot \text{PRP}) \quad (2.8)$$

En introduisant la période de répétition PRP de l'impulsion, la densité spectrale de puissance $\Gamma_p(f)$ porte la forme d'un spectre gaussien multiplié avec un peigne de Dirac espacé de $1/\text{PRP}$. Le $\Gamma_p(f)$ peut s'écrire par une écriture simplifiée, en ignorant le peigne de Dirac, comme :

$$\Gamma_p(f) = \frac{|P(f)|^2}{2R \cdot \text{PRP}} = \frac{\pi(T_p A)^2}{2R \cdot \text{PRP}} e^{-2\pi^2 T_p^2 (f - f_c)^2} \quad (2.9)$$

où R est l'impédance de l'antenne de l'émission. Si le gain de l'antenne d'émission est à 0 dB, $\Gamma_p(f)$ correspond à la PIRE. A savoir que la densité spectrale $\Gamma_p(f)$ est réglementée comme montré dans la figure 2.3.

La densité spectrale du train d'impulsions $\Gamma_p(f)$ est proportionnelle à $(T_p A)^2$ et inversement proportionnelle à PRP. Il s'agit donc de trois moyens classiques pour ajuster $\Gamma_p(f)$ pour le faire rentrer dans le masque spectral autorisé. Normalement, on cherche à maximiser la tension crête pour maximiser le rapport signal sur bruit dans la simplicité possible de la génération du signal. En pratique, l'impulsion peut être générée directement de l'oscillateur local à fréquence f_c sans passer par l'étage d'amplification supplémentaire si sa tension crête A ne dépasse pas la tension d'alimentation de l'oscillateur ou tout simplement la tension d'alimentation du transistor d'une technologie d'intégration donnée. La technologie d'intégration la plus utilisée actuellement dans un objectif de production à bas coût et en grand volume est le CMOS dont la longueur minimale de la grille du transistor est de 40 à 130 nm et les tensions d'alimentation sont de 0.9 à 1.2 V environ. Il est préférable de limiter la tension des impulsions à émettre à celle de la tension d'alimentation pour rester dans des techniques de conception classiques. La durée de l'impulsion relie classiquement la résolution temporelle nécessaire à la mesure de retard et définit la bande passante. L'objectif de mieux utiliser le masque spectral autorisé influe enfin sur la période de répétition PRP. Avec une période de répétition trop courte, on risque de recevoir dans le signal reçu de l'impulsion k , les échos relativement

considérables de l'impulsion $k - 1$, ce qui est défini comme l'**Interférence inter-symbole** ou *InterSymbol Interference* (ISI).

2.2.2.2 Techniques de transmission

Le fait d'envoyer un train d'impulsions est équivalent à convoluer l'impulsion avec un peigne de Dirac espacé PRP dans le domaine temporel. Cela se traduit par une multiplication du spectre de l'impulsion $P(f)$ avec le peigne de Dirac équivalent dans le domaine fréquentiel espacé $1/\text{PRP}$, résultant un spectre de raies. Ce spectre doit toujours respecter le masque spectral en vigueur. Dès lors, l'occupation du spectre de raies du train d'impulsions est inférieure à celle d'une impulsion toute seule. Cela diminue l'efficacité spectrale car les réglementations s'appliquent sur la densité de puissance maximale. C'est la raison principale pour laquelle on doit faire disparaître la forme régulière du train d'impulsions, autrement dit rendre les séquences des impulsions aléatoires pour lisser le spectre des impulsions.

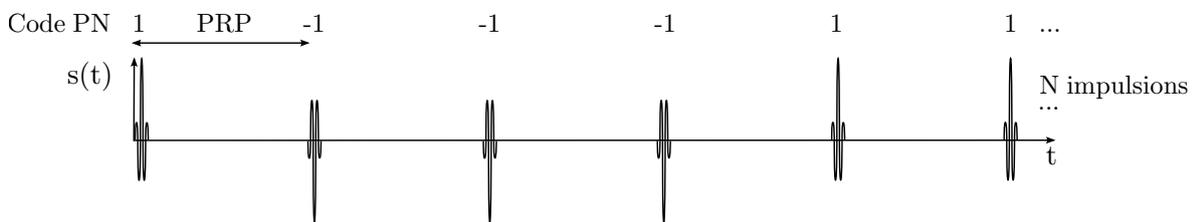


FIGURE 2.5 – Application de code de polarisation sur le train d'impulsions par la séquence PN.

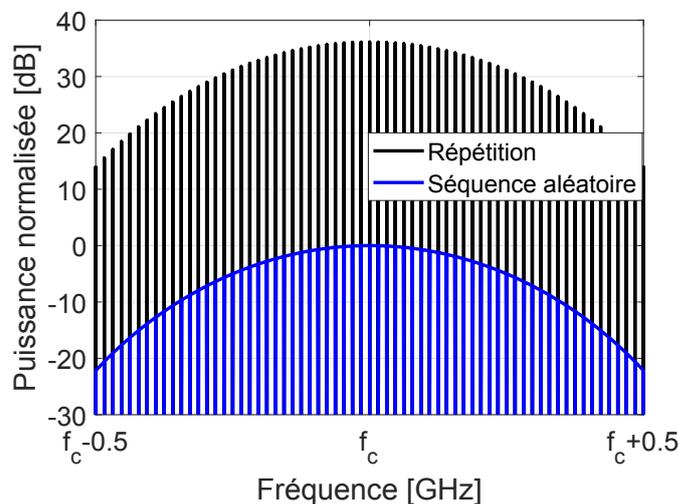


FIGURE 2.6 – Densité spectrale d'un train d'impulsions sans et avec la technique de transmission.

Deux techniques principales se reposent sur les positions temporelles des impulsions, le *Time Hopping* (TH)-UWB et sur les polarisations des impulsions, l'**Étalement de spectre à séquence directe** *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS). La séquence des impulsions aléatoires en IR-UWB est typiquement faite grâce au code **Pseudo-aléatoire** ou *Pseudo-random Noise* (PN) [18]. Par exemple, la technique DSSS suppose que la valeur des codes de polarisation soit $\{+1; -1\}$, chaque impulsion est multipliée avec un code avant d'être envoyée. La densité spectrale de cette séquence de code temporelle espacée PRP est quasiment plate comme celui du bruit blanc mais pas creuse comme celle du peigne de Dirac

temporelle de même espacement. Cela permet de maximiser l'occupation spectrale des impulsions envoyées. Autrement dit, avec la séquence de code suffisamment longue, la périodicité des impulsions est cassée, la dépendance de PRP dans le calcul de densité spectrale à l'équation 2.9 est supprimée, on peut finalement choisir librement la période de répétition en faveur de la dynamique de mesure.

Un exemple d'une suite d'impulsions, envoyée en transmission avec le code PN sur la polarité des impulsions est présenté à la figure 2.5 et sa densité spectrale à la figure 2.6. On voit qu'avec la même forme d'impulsion envoyée, la multiplicité créée par la séquence PN (avec la longueur de code $N = 4096$) permet de maximiser l'efficacité spectrale et remporte presque 40 dB de réduction de la densité spectrale. Cela relaxe la caractérisation du Radar pour rentrer dans la réglementation. En plus ce code permet de supprimer l'ISI du canal et le bruit externe grâce à l'auto-corrélation parfaite de code PN quand la longueur de code tend vers l'infinie [18].

2.2.3 Récepteur IR-UWB

2.2.3.1 Bilan de liaison

Le spectre de l'impulsion gaussienne représente une perte par rapport à une impulsion idéale dont le spectre serait rectangulaire et occuperait totalement la bande de fréquence donnée. La puissance spectrale maximale du signal émis contenue dans le masque compatible aux réglementations est :

$$P_t = \Gamma_m + 10 \log_{10}(B|_{\text{MHz}}) - ML \approx -41.3 + 10 \log_{10}(1000) - 2.34 = -13.64 \text{ dBm} \quad (2.10)$$

où Γ_m est la densité spectrale maximale du signal, exprimée en [dBm/MHz] et autorisée par les réglementations. B est la bande passante à -23.7 dB d'après le masque spectral européen qui demande une densité spectrale à -23.7 dB à 8.5 GHz en dessous de la densité spectrale maximale. ML est la perte par rapport au masque autorisé. Cette perte ne dépend que de la forme de l'impulsion gaussienne pour rendre la densité spectrale du signal émis dans le masque, on reprend $ML = 2.34$ dB dans le cas où la bande passante est définie à -10 dB pour éviter le calcul complexe [19].

La puissance reçue peut être calculée à l'aide de l'équation du Radar. On peut appliquer cette équation à notre contexte IR-UWB fonctionnant à 8 GHz :

$$\begin{aligned} P_r &= (P_t + G_t) + G_r + 10 \log_{10}(\text{SER}) - 40 \log_{10} R - 61.5 \\ &= -13.64 + 0 + 10 \log_{10}(\text{SER}) - 40 \log_{10} R - 61.5 \\ &= -75.14 + 10 \log_{10}(\text{SER}) - 40 \log_{10} R \end{aligned} \quad (2.11)$$

On regroupe la puissance du signal émis et le gain d'antenne en émission pour souligner le fait que le masque spectral prend en compte le gain d'antenne en émission. Le calcul de $P_t + G_t$ est inclus dans l'équation 2.10. La constante -61.5 dB est la valeur du terme $\frac{\lambda^2}{(4\pi)^3}$ dans l'équation 2.3 dans laquelle λ est la longueur d'onde dans l'air à 8 GHz. La surface équivalente Radar, SER, est en m^2 et la distance, R , est en m.

2.2.3.2 Rapport signal sur bruit et gain de traitement du récepteur

Le bruit existe dans tous les systèmes dès lors qu'il y a des variations normalement aléatoires d'un paramètre du système. Dans le récepteur, il y a le bruit au sein de l'électronique Radar, qui est intérieurement limité par le bruit thermique intrinsèque dû aux

mouvements aléatoires des électrons parce qu'il y a une certaine résistivité et la température n'est pas 0 K. Mais il y a aussi des bruits internes d'autre nature qui font que le facteur de bruit du récepteur (*Noise Figure*, **NF**) est supérieur à 1. Enfin il y a des sources de bruit extérieur, capté par l'antenne, qui se superposent. Ce bruit provient de deux sources principales : le bruit thermique de l'antenne et le bruit capté provenant des rayonnements parasites, émis par les astres cosmiques, la terre ou des appareils électroniques à proximité, par exemple les fours à micro-onde ou les émetteurs wifi. Les sources de bruit capté sont faibles par leur nature par rapport au bruit thermique ou sont largement atténuées par le traitement du signal. La densité spectrale monolatérale du bruit thermique de l'ensemble de système est modélisée comme suit :

$$N_0 = kT_R \quad (2.12)$$

où $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$ est la constante de Boltzmann, T_R est la température équivalente du système. On considère généralement que la température du système T_R vaut 300 K (27 °C), donnant lieu à une valeur $N_0 = -174 \text{ dBm/Hz}$.

La puissance de bruit thermique P_0 intégrée dans la bande passante B_R est donc :

$$P_0 = B_R \times N_0 \quad (2.13)$$

où B_R est la bande passante du récepteur définie par celle du composant plus sélectif en matière de bande passante, normalement le filtre. Cette bande passante est supposée à 1 GHz. La puissance du bruit thermique vaut -84 dBm .

La puissance totale du bruit P_N peut s'écrire en dB comme :

$$P_N = P_0 + \text{NF} \quad (2.14)$$

Connaissant la puissance du signal reçu et la puissance du bruit au récepteur, le **Rapport du signal sur bruit** ou *Signal to Noise Ratio* (**SNR**) en dB est alors :

$$\text{SNR} = P_r - P_N \quad (2.15)$$

D'après l'équation 2.11, on peut estimer la puissance reçue et le SNR dans certains cas classiques quand la cible est une personne ($\text{SER} \approx 1 \text{ m}^2$) ou un petit objet par rapport à une personne ($\text{SER} \approx 0.001 \text{ m}^2$) à la distance $R = 5 \text{ m}$. Sachant que le facteur de bruit **NF** d'une chaîne RF est de l'ordre de 3 dB à 7 dB, l'application numérique prend un **NF** à 5 dB pour un exemple. On suppose aussi que l'antenne réceptrice soit directive avec le gain 6.5 dBi.

$$\begin{aligned} R = 5\text{m}, \text{SER} = 1 \text{ m}^2 &\Rightarrow P_r = -96.64 \text{ dBm} \Rightarrow \text{SNR} \approx -17.6 \text{ dB} \\ R = 5\text{m}, \text{SER} = 0.001\text{m}^2 &\Rightarrow P_r = -126.64 \text{ dBm} \Rightarrow \text{SNR} \approx -47.6 \text{ dB} \end{aligned} \quad (2.16)$$

D'après les équations 2.16, le SNR au récepteur varie entre -17.6 dB et -47.6 dB quand les objets sont à 5 m. Un SNR correct pour la détection du signal suivi par les estimations de retard se situe autour de 15-20 dB [20]. Par conséquent, des techniques de traitement du signal en réception sont nécessaires pour obtenir un **Gain de traitement** ou *processing Gain* (**PG**) entre 32.6 et 67.6 dB.

Pour obtenir un gain de traitement, on bénéficie du fait que les impulsions envoyées de façon répétitive soient de très courte durée par rapport à la période de répétition. Deux approches sont abordées dans la littérature, la première consiste à intégrer de manière cohérente les impulsions sur la période de répétition. Avec des hypothèses de bruit blanc

et de canal de propagation statique, le gain de traitement obtenu après une intégration de N_{int} impulsions reçues est donné en dB par :

$$PG_{\text{int}} = 10 \log_{10} N_{\text{int}} \quad (2.17)$$

Dans un système réel, le canal de propagation peut être considéré comme statique pendant un certain temps, parce que la mobilité des objets et des personnes (environ 13 km/h ou 3.6 m/s) est lente par rapport au rythme PRP des impulsions envoyées (e.g. une impulsion est envoyée toutes les 64 ns). Par exemple, dans la détection d'obstacles pour les malvoyants, on peut supposer que l'environnement est statique pendant quelques millisecondes, le temps pour faire une dizaine de milliers de mesures. D'ailleurs, dans la mesure de la respiration humaine, on peut supposer aussi que le corps humain est statique pendant quelques millisecondes puis qu'un cycle de respiration dure quelques secondes. Pour l'application à la mesure du rythme respiratoire et à la détection d'obstacles pour les malvoyants, le temps d'acquisition est gardé volontairement limité à quelques millisecondes.

La deuxième façon d'obtenir un gain de traitement exploite le fait que l'impulsion émise occupe seulement une fraction de la période de répétition. Le récepteur n'a besoin "d'écouter" que pendant la courte durée où se présente le signal utile. En effet, la puissance du signal utile est concentrée sur la durée de l'impulsion, dès lors le récepteur ne va échantillonner le signal que sur cette durée et peut rejeter le bruit présent sur le reste de la période de répétition. Cela conduit au deuxième gain de traitement :

$$PG_{\text{dc}} = 10 \log_{10} \frac{\text{PRP}}{T_p} \quad (2.18)$$

Le gain total grâce aux techniques de traitement du signal dans le récepteur IR-UWB est donc, en dB :

$$PG = PG_{\text{int}} + PG_{\text{dc}} \quad (2.19)$$

Une application numérique sur un train d'impulsions de $T_p = 1$ ns et $\text{PRP} = 64$ ns (ou encore *Fréquence de répétition d'impulsions* ou *Pulse Repetition Frequency*, $\text{PRF} = 15.6$ MHz) en choisissant le nombre d'impulsions en intégration $N_{\text{int}} = 160000$ ou le temps d'acquisition $t_{\text{acq}} = N_{\text{int}} \text{PRP} = 10$ ms, donne $PG = 70$ dB dont 52 dB vient de l'intégration du signal et 18 dB vient de la réjection du bruit. Le gain de traitement de cet ordre est suffisant pour couvrir le gain de traitement nécessaire d'après l'application numérique sur le signal reçu de l'équation 2.16 qui varie de 32.6 dB à 67.6 dB.

2.2.3.3 Architecture du récepteur IR-UWB

Un récepteur radio-fréquence est composé de plusieurs étages, présenté à la figure 2.7. Le premier capte des ondes électromagnétiques à l'aide d'une antenne, suivi par le deuxième étage d'amplification faible bruit pour limiter le bruit interne ajouté. Ces deux premiers étages sont communs à presque tous les récepteurs IR-UWB. Le troisième étage se compose d'un mélangeur et de filtres qui sont conçus par rapport à plusieurs objectifs tels que la transposition d'un signal à la fréquence porteuse vers la bande de base, l'intégration des signaux de manière cohérente ou la corrélation. Le quatrième étage effectue la conversion analogique-numérique permettant la détection et l'estimation en numérique [21, 22]. Un des problèmes en estimation de temps d'arrivée en UWB est d'obtenir une estimation fiable sous la contrainte du temps d'intégration raisonnable. Afin de réduire la consommation énergétique et la complexité du récepteur, il faut assumer un bas taux

d'échantillonnage (en dessous du seuil de Nyquist, qui est deux fois la bande passante du signal émis) à la sortie du troisième étage. Cependant, dans la condition de bas taux d'échantillonnage, l'estimation peut prendre longtemps. Dès lors, l'objectif du troisième étage en IR-UWB est de détecter le signal pour soulager la contrainte du taux d'échantillonnage sur l'étage de conversion analogique-numérique [20, 23]. Enfin, la détection du signal n'est pas nécessairement implémentée tout en analogique dans le troisième étage mais peut l'être en numérique, c'est-à-dire après le quatrième étage.

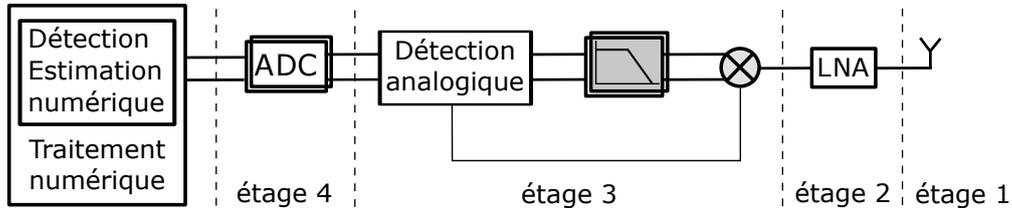


FIGURE 2.7 – Architecture analogique pour un récepteur IR-UWB.

Que la détection soit implémentée en analogique ou en numérique, une valeur du SNR_{PG} de l'ordre de 10 dB est nécessaire pour atteindre une détection fiable du signal utile (par exemple $SNR_{PG} = 8$ dB pour le taux de détection 0.9 et le taux de fausses alarmes 0.1).

2.2.3.3.1 Architectures analogiques

Ici, la détection est implémentée en analogique, c'est-à-dire au troisième étage. D'après le calcul du SNR dans le récepteur à l'équation 4.8, qui varie de -17.6 à -47.6 dB à la distance maximale recherchée, un SNR_{PG} en sortie du troisième étage doit atteindre 32.6-67.6 dB.

Ce gain de traitement doit être obtenu par le mélangeur et les filtres du troisième étage. Une méthode pour le faire est présentée à la figure 2.8 [24]. Le récepteur employé cette technique est appelé le récepteur à corrélation. Il consiste à intégrer les impulsions durant la période de PRP en deux étages du mélangeur et du filtre pour atteindre un gain de traitement important. Cependant l'intégrateur additionne les impulsions avec les bruits en continu à la sortie du mélangeur. Dès lors, il n'y a pas de la sélection du signal ou de réjection de bruit qui élèverait le gain de l'ordre de 18 dB (l'équation 2.19). Le gain de traitement dans le troisième étage est obtenu seulement par l'intégration du signal qui se limite à l'ordre de 52 dB pour rester dans le temps d'intégration raisonnable (partie 2.2.3.2).

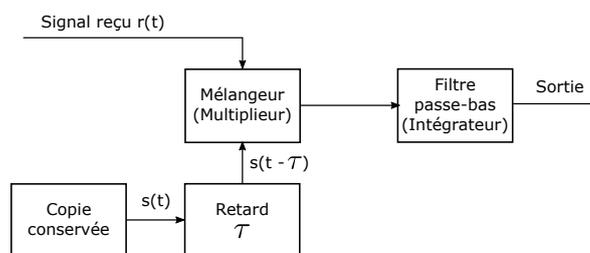


FIGURE 2.8 – Synoptique du récepteur analogique à corrélation classique.

Le récepteur IR-UWB inventé par McEwan, présenté à la figure 2.9 [1] permet d'avoir en plus un gain de traitement qui vient de la réjection du bruit en remplaçant le pre-

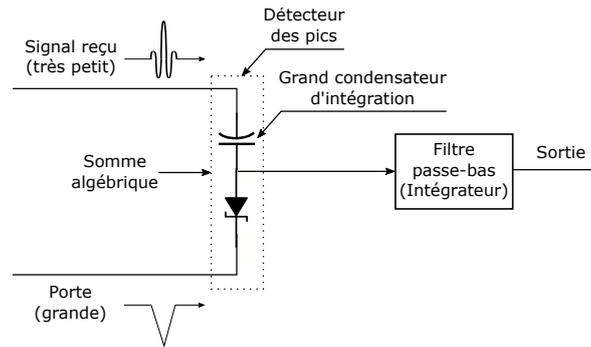


FIGURE 2.9 – Synoptique du récepteur analogique à détection des pics et intégration [1].

mier étage de mélangeur par un étage de détecteur des pics. L'étage d'intégrateur suivant somme algébriquement les pics passant un seuil de l'étage de détecteur. Cela évite la somme de bruit en continue parce que le bruit ne déclenche pas le détecteur. Notons que les impulsions sont aussi très petites et ne déclenchent pas le détecteur sauf si elles sont additionnées entre elles et avec un signal de référence (porte) à un instant synchronisé. Pour cette raison, le condensateur dans l'étage de détecteur additionne les impulsions et le signal de référence. Cependant, dans l'application Radar, on ne connaît pas a priori le temps d'arrivée du signal utile pour choisir ce temps coïncident. En général, ce type d'architecture dispose d'un réglage permettant de positionner temporellement le signal de référence et de faire une recherche en série.

2.2.3.3.2 Architectures numériques

Nous étudions ensuite l'architecture du récepteur dont le gain de traitement est réalisé tout en numérique. En conséquence, la détection et l'estimation sont faites en numérique, le troisième étage ne fait plus de la détection analogique mais seulement de la transposition du signal à la fréquence porteuse en bande de base.

Dans l'architecture toute numérique, le [Convertisseur analogique-numérique ou Analog to Digital Converter \(ADC\)](#) doit échantillonner au moins à la fréquence de Nyquist qui est 2 fois la bande passante du signal IR-UWB. Compte tenu des fortes contraintes en ce qui concerne sa consommation énergétique, il n'est pas envisageable d'utiliser un convertisseur unique pour couvrir la totalité de la bande passante de FCC avec une dynamique adéquate de 4 à 6 bits. Il y a deux solutions, qui ont été proposées dans la littérature, la première consistant en plusieurs convertisseurs couplés de manière temporelle par une ligne à retard de phase de type [Delay-Locked Loop \(DLL\)](#), ce qui permet de diminuer la fréquence d'échantillonnage de chaque convertisseur. La deuxième solution consiste à diminuer la complexité en réduisant la dynamique à 1 bit [25, 26].

Composants actifs	Caractéristiques	Consommation énergétique
LNA	Gain 22.7 dB, NF 6.5 dB, CMOS 90nm	34.8 mW
Mélangeurs	CMOS 90 nm	3.7 mW
ADCs	6 bits, B 1 GHz, CMOS 130nm	124mw

TABLEAU 2.1 – Consommation énergétique de la chaîne RF d'un récepteur IR-UWB [4, 5, 6].

Avec la bande passante modérée comme dans nos applications (1 GHz), il n'est pas nécessairement requis que ces techniques soient implémentées. La consommation de

l'ADC couvrant la bande passante de 1 GHz avec 6 bits de résolution est de l'ordre de 100 mW [4]. Le tableau 2.1 résume la consommation de la chaîne RF d'un récepteur avec une implémentation toute en numérique.

2.3 Estimation de l'angle d'arrivée

2.3.1 Principe de la mesure de l'angle d'arrivée en bande étroite

En Radar, le **Temps d'arrivée** ou *Time of Arrival* (TOA) et l'**Angle d'arrivée** ou *Angle of Arrival* (AOA) du signal sont deux informations importantes que l'on souhaite estimer. L'estimation de l'angle d'arrivée du signal est faite grâce à un réseau d'antennes en réception. En effet, ce dernier crée une différence de phase (un déphasage) et une différence de puissance sur des signaux reçus des antennes en fonction de l'angle d'arrivée. En général, la différence de puissance des signaux sur les antennes est négligeable quand les antennes sont proches. Nous allons classiquement exploiter le déphasage entre les signaux.

Supposons qu'en bande étroite, une onde plane, présentée dans la figure 2.10, arrive sur un réseau d'antennes à deux éléments. Elle produit des signaux dont le déphasage relatif $\Delta\phi$ est donné par :

$$\Delta\phi = 2\pi \frac{d_A \sin\theta}{\lambda} \quad (2.20)$$

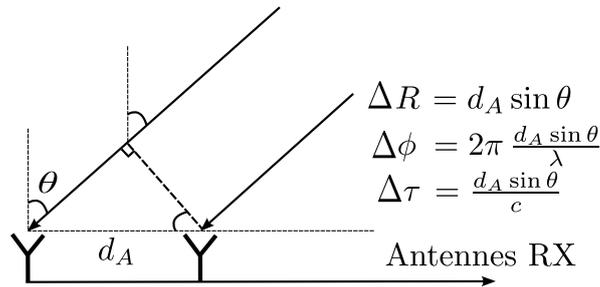


FIGURE 2.10 – Principe d'estimation de l'angle d'arrivée.

où ΔR , $\Delta\phi$ et $\Delta\tau$ représentent la différence de marche, de phase et de temps d'arrivée à deux antennes, respectivement. d_A est l'espacement entre antennes.

On peut donc estimer l'angle d'arrivée θ à partir du déphasage de la façon suivante :

$$\sin\theta = \frac{\lambda}{2d_A} \frac{\Delta\phi}{\pi} \quad (2.21)$$

Comme le déphasage se replie tous les 2π , on peut choisir la borne du déphasage $\Delta\phi$ comme $\Delta\phi \in [-\pi; \pi]$. Par conséquent, $\frac{\Delta\phi}{\pi}$ est compris dans l'intervalle $[-1; 1]$. Si l'espacement entre antennes d_A est supérieur à $\frac{\lambda}{2}$, le terme $\frac{\lambda}{2d_A}$ est inférieur à 1. Dans ce cas, le membre du côté droit de l'équation 2.21 ne peut pas couvrir l'intégralité de la plage de valeurs de $\sin\theta$ pour n'importe quel angle, $[-1; 1]$. Une zone d'estimation sans ambiguïté sur θ est donc définie à partir de l'espacement entre antennes. Hors de cette zone, le repliement sur θ se passe comme le repliement tous les 2π sur la phase $\Delta\phi$. Quand l'espacement entre deux antennes est supérieur à $\lambda/2$, par exemple $\sqrt{2}\frac{\lambda}{2}$, la zone sans ambiguïté occupe une petite partie de l'angle d'arrivée, en l'occurrence $[-\frac{\pi}{4}; \frac{\pi}{4}]$, les zones $[-\pi; -\frac{3\pi}{4}]$, $[-\frac{3\pi}{4}; -\frac{\pi}{4}]$, $[\frac{\pi}{4}; \frac{3\pi}{4}]$ et $[\frac{3\pi}{4}; \pi]$ se sont repliées à $[-\frac{\pi}{4}; \frac{\pi}{4}]$. Par conséquent, quel que soit l'angle

d'arrivée dans l'intégralité $[-\pi; \pi]$, l'estimation donne le résultat dans l'intervalle $[-\frac{\pi}{4}; \frac{\pi}{4}]$. C'est le problème classique d'ambiguïté dans les réseaux d'antennes.

Pour cette raison, l'espacement entre deux antennes côte à côte est choisi inférieur ou égal à $\frac{\lambda}{2}$. En pratique, l'espacement entre deux éléments est souvent choisi à $\frac{\lambda_c}{2}$, où λ_c est la longueur d'onde à la fréquence porteuse $f_c = 8$ GHz parce que c'est sur celle-ci qu'on observe le déphasage. Nous appliquons ce choix pour construire un réseau d'antennes pour l'estimation de l'angle d'arrivée.

2.3.2 Précision de l'estimation de l'angle d'arrivée

Dans un réseau de deux antennes ou ses extensions simples (réseaux d'antennes linéaires uniformes), des études [27, 28] ont montré que la borne inférieure de la variance d'un estimateur non biaisé, la **Borne de Cramér-Rao**, est donnée dans le cadre de l'estimation de l'angle d'arrivée par :

$$\text{CRB}(\theta) = \frac{6}{\pi^2 M(M^2 - 1) \text{SNR} \cos^2 \theta} \quad (2.22)$$

où M est le nombre d'antennes.

Pour un estimateur non biaisé, la précision peut être définie comme l'écart type. D'après le calcul de la borne CRB, la précision théorique est donnée par :

$$\sigma_\theta = \frac{\sqrt{6}}{\pi \sqrt{M(M^2 - 1)} \sqrt{\text{SNR}} \cos \theta} \quad (2.23)$$

où σ_θ représente la précision de l'estimation. On utilise à partir d'ici le symbole σ pour décrire la précision ou l'écart type d'un estimateur.

Dans un réseau de deux antennes $M = 2$, la meilleure précision théorique qu'on peut obtenir est :

$$\sigma_{\theta|M=2} = \frac{1}{\pi \sqrt{\text{SNR}} \cos \theta} \quad (2.24)$$

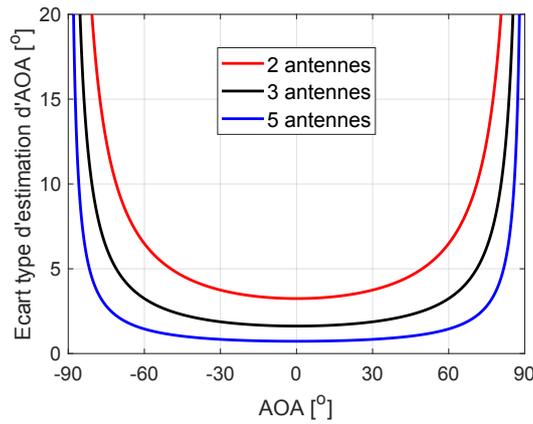


FIGURE 2.11 – Précision théorique avec des réseaux d'antennes linéaires uniformes dont l'espacement entre deux antennes adjacentes est $\lambda/2$.

La figure 2.11 trace la précision théorique des réseaux d'antennes linéaires uniformes qui est notée dans l'équation 2.23. On remarque que la précision théorique baisse aux angles élevés ce qui découle de la relation trigonométrique entre l'angle d'arrivée et le déphasage dans l'équation 2.21 ou 2.23. Une autre explication vient du schéma de principe de l'estimation (figure 2.10), $d_A \cdot \cos \theta$ n'est rien d'autre que l'espacement apparent

des antennes vu de l'onde et donc la précision baisse quand l'onde arrive avec des angles élevés. Une meilleure précision est atteinte quand le signal arrive perpendiculairement au réseau d'antennes et elle se dégrade quand le signal arrive parallèlement. Dans la zone devant les antennes, disons $[-60^\circ; 60^\circ]$, la précision théorique avec le réseau de deux antennes est d'environ 6.5° . Elle est améliorée à 3° en utilisant un réseau de trois antennes ou à 1.5° en utilisant un réseau de cinq antennes. Dans les cas de plus de deux antennes, la recherche optimale de l'angle d'arrivée nécessite des méthodes de traitement du signal reposant sur des principes plus élaborés que celle de l'équation 2.21. Elle est obtenue, par exemple, par des algorithmes comme *MU*ltiple *S*ignal *C*lassification (*MUSIC*), root-*MUSIC* ou basé sur le maximum de vraisemblance. En général, la précision obtenue par ces algorithmes est la même dans le contexte mono-source (la précision théorique de la borne Cramér-Rao) malgré une forte complexité. En pratique, des imperfections dans le réseau d'antennes comme le couplage et la dissemblance entre antennes peuvent dégrader la précision. Nous considérons qu'une précision théorique de 6.5° n'est pas suffisante, au regard des objectifs applicatifs. L'objectif d'atteindre la précision du degré est donc fixé dans l'analyse théorique.

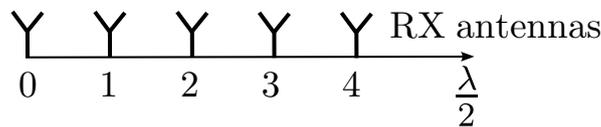


FIGURE 2.12 – Réseau d'antennes linéaire uniforme ou *Uniform Linear Array* (ULA).

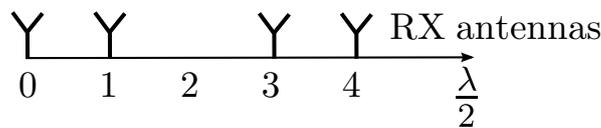


FIGURE 2.13 – Réseau d'antennes linéaire non-uniforme partiellement rempli.

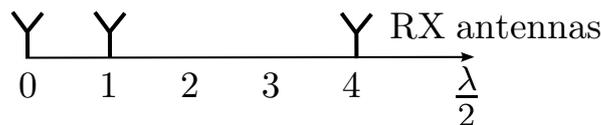


FIGURE 2.14 – Réseau d'antennes linéaire non-uniforme sans redondance.

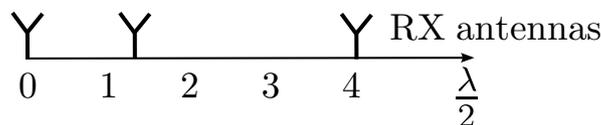


FIGURE 2.15 – Réseau d'antennes linéaire non-uniforme arbitraire.

En ajoutant des antennes, on peut créer des réseaux d'antennes à l'espacement régulier (uniforme) ou non régulier (non-uniforme). Un vaste nombre de configurations peut exister même si on reste sur les espacements réguliers, elles sont telles que les réseaux d'antennes linéaires (les antennes sont sur une ligne), circulaires, rectangulaires, etc. Néanmoins nous restons sur des configurations linéaires dans cette étude. Cela regroupe plusieurs types de réseaux d'antennes tels que uniforme, non-uniforme partiellement rempli, non-uniforme sans redondance et non-uniforme arbitraire. Des exemples

de ces réseaux sont présentés dans les figures 2.12, 2.13, 2.14 et 2.15. La précision théorique pour ces réseaux est étudiée dans [27]. En général, la précision sans ambiguïté est définie par la taille du réseau (l'espacement maximale entre deux antennes) alors que l'ambiguïté se présente quand l'espacement entre deux antennes adjacentes est supérieur à $\lambda/2$. D'après l'analyse de la précision théorique d'un réseau d'antennes linéaire uniforme à cinq éléments de la figure 2.11, les configurations présentées ont une précision sans ambiguïté de l'ordre du degré. Cette précision sera atteinte sous réserve que l'ambiguïté soit résolue. Sachant que moins il y a d'éléments dans le réseau d'antennes réceptrices, moins le récepteur est complexe et plus il y a l'espace libre entre ces antennes pour éviter le couplage mutuel entre elles et pour pouvoir ajouter une antenne émettrice. Or moins il y a d'éléments dans le réseau d'antennes, plus l'ambiguïté est importante. Il est donc nécessaire de trouver un réseau d'antennes comportant le moins d'éléments possible et un algorithme d'estimation de l'angle d'arrivée robuste à l'ambiguïté.

Pour résoudre le problème d'ambiguïté, la méthode la plus classique est l'interpolation, consistant à reconstruire analytiquement un réseau uniforme à partir du réseau non-uniforme [29, 30]. L'interpolation est faite sur la matrice de covariance du réseau d'antennes non-uniforme pour reproduire une matrice de covariance d'un réseau d'antennes uniforme par la régression des moindres carrés. Dans le réseau d'antennes sans redondance ou arbitraire, il est connu que la régression des moindres carrés sur la matrice de covariance ne garantit pas toujours une erreur minimale sur l'angle d'arrivée. Cela arrive surtout pour un réseau de quelques éléments car les informations initiales sont limitées. Dans ce cas, il faut connaître dans quel secteur d'angle d'arrivée se trouve le signal avant l'interpolation, ce qui est une difficulté dans notre cas. Des modifications de la solution des moindres carrés sont proposées dans [31, 32] avec pour objectif de minimiser l'erreur sur l'angle d'arrivée.

Caractéristiques	ULA	NLA partiellement rempli	NLA sans redondance	NLA arbitraire
Nombre d'antennes	5	4	3	3
Nombre de configurations	1	2	2	∞
Espacement entre antennes adjacentes	$\lambda/2$	λ	$3\lambda/2$	libre
Ambiguïté	Pas d'ambiguïté	Ambiguïté	Ambiguïté	Ambiguïté

TABLEAU 2.2 – Avantages et désavantages des configurations du réseau d'antennes en vue d'atteindre la précision de 1° .

La comparaison des avantages et des désavantages des réseaux d'antennes proposés est présentée dans le tableau 2.2. Les réseaux d'antennes sans redondance ou arbitraires offrent une meilleure flexibilité, cependant le problème d'ambiguïté doit être résolu, ce qui fera l'objet du chapitre 3.

2.3.3 Problèmes liés au clutter et aux trajets multiples

Dans l'application Radar à courte portée, le signal rétrodiffusé par la cible (le corps humain dans le cadre de la mesure de respiration et les obstacles devant le malvoyant dans l'aide à la navigation des malvoyants) et le clutter (le signal rétrodiffusé par les diffuseurs tels que le mur, le sol et des objets à côté de la cible) sont présents dans le signal reçu. D'après les observations sur les échos reçus dans l'environnement à l'intérieur du

bâtiment [33], l'onde arrive en groupe (cluster) par des réflexions multiples sur les objets, présenté à l'équation 2.25. Les retards des clusters et des trajets dans un cluster ainsi que le coefficient d'atténuation de ces trajets sont modélisés par un modèle statistique proposé dans [33], ce qui est raffiné dans le modèle du canal de propagation IEEE 802.15.4a pour divers environnements [34]. Globalement, les divers échos arrivent sur les antennes et sont tous des répliques du signal émis, donc il n'y a pas de distinction entre un côté dû au clutter et un écho dû à la cible.

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} c_{k,t}(t) \delta(t - \tau_l - \tau_{k,l}) \quad (2.25)$$

où $c_{k,t}(t)$ représente le coefficient d'atténuation du trajet (k, l) , τ_l est le temps d'arrivée du cluster l et $\tau_{k,l}$ est le temps d'arrivée relative de trajet k dans le cluster l .

Dans les applications à la mesure de rythmes respiratoire et à la détection d'obstacles pour les malvoyants, la contribution de la cible n'est pas forcément dominante par rapport à celle des diffuseurs. Par ailleurs, dans l'application à la détection d'obstacles pour les malvoyants, on cherche à détecter plusieurs cibles. Dès lors, l'estimation de l'angle d'arrivée doit prendre en compte la multiplicité des échos cohérents reçus.

2.3.4 Avantage d'IR-UWB sur l'estimation de l'angle d'arrivée

La résolution temporelle en IR-UWB peut résoudre le problème d'ambiguïté ainsi que le problème des échos multiples. En ce qui concerne les échos multiples dans le signal reçu, une bande passante de 1 GHz offre une résolution temporelle d'environ 1 ns, qui est suffisante pour différencier deux échos dont la différence de marche est supérieure à 30 cm correspondant à la différence de retard supérieure à 1 ns.

L'angle d'arrivée θ peut aussi être calculé à partir de la différence de temps d'arrivée $\Delta\tau$ du signal reçu sur les deux antennes [35, 36] comme indiqué dans la figure 2.10 :

$$\sin\theta|_{\text{TOA/AOA}} = \frac{c \Delta\tau}{d_A} \quad (2.26)$$

La différence majeure entre le calcul de l'angle d'arrivée entre les équations 2.21 et 2.26 est que le problème d'ambiguïté du retard $\Delta\tau$, étant borné à $[0 \text{ PRP}]$, est bien plus relaxant (l'ambiguïté se produit tous les $c \text{ PRP}$, de l'ordre de 512λ , contre tous les λ dans la mesure de phase) et plus facile à lever (par la technique de transmission).

Dans cette technique, la précision de l'angle d'arrivée dépend de la précision de la mesure de différence de temps d'arrivée :

$$\sigma_{\theta}|_{\text{TOA/AOA}} = \frac{c \sigma_{\Delta\tau}}{d_A \cos\theta} \quad (2.27)$$

La mesure de la différence de temps d'arrivée $\Delta\tau$ classique par la soustraction de deux temps d'arrivée est limitée pour ce qui est de la précision. Classiquement, la précision d'une mesure différentielle est $\sigma_{\Delta\tau} = \sqrt{2} \sigma_{\tau}$. La précision de la mesure de temps d'arrivée par une opération de corrélation ou par un filtre adapté [28] est :

$$\sigma_{\tau} = \frac{1}{2\sqrt{2} B_{\text{eff}} \sqrt{\text{SNR}}} \quad (2.28)$$

où B_{eff} est la bande passante effective du système définie dans [28]. Pour avoir la grandeur de la précision de temps d'arrivée, on peut considérer B_{eff} comme la bande passante 1 GHz du système.

Après quelques calculs, la précision de l'angle d'arrivée par la mesure de la différence de temps d'arrivée dans un cas classique (l'espacement entre deux antennes, $d_A = \lambda_c/2 = \frac{c}{2f_c}$) est donnée par :

$$\sigma_{\theta|TOA/AOA} = \frac{c}{2d_A B_{\text{eff}} \sqrt{\text{SNR}} \cos \theta} = \frac{f_c}{B_{\text{eff}} \sqrt{\text{SNR}} \cos \theta} = \frac{8}{\sqrt{\text{SNR}} \cos \theta} \quad (2.29)$$

En comparant la précision théorique de la mesure de l'AOA par deux approches classiques en bande étroite et en IR-UWB aux équations 2.23 et 2.29, l'approche en bande étroite est meilleure que celle par l'approche TOA/AOA en IR-UWB d'un facteur de 8π (≈ 25). En conclusion, l'IR-UWB peut résoudre le problème des trajets multiples et donne lieu à l'estimation conjointe TOA/AOA. Cette estimation surmonte le problème d'ambiguïté dans l'estimation de l'AOA du réseau d'antennes non-uniforme mais la précision de 1° n'est pas envisageable.

2.4 Calibration du réseau d'antennes

Jusqu'ici, le réseau d'antennes a été traité dans la situation où les antennes n'interagissent pas entre elles et sont identiques. Cela permet de supposer que les signaux aux terminaux des antennes (tensions ou courants) sont proportionnels aux signaux incidents (champ électromagnétique) [37]. Cependant, les antennes peuvent interagir entre elles et ne sont pas forcément identiques de point de vue d'électromagnétique. Dès lors, l'estimation de l'AOA sur les signaux reçus peut se dégrader. Nous étudions ici les mécanismes de ces phénomènes et les méthodes de calibration existantes dans la littérature.

2.4.1 Mécanismes de couplage mutuel et dissemblance entre antennes

L'interaction entre antennes, appelée couplage mutuel, présentée à la figure 2.16, a lieu quand l'une des antennes (par exemple, l'antenne RX1) soumise à un champ électrique incident ($E_{\text{inc},1}$) génère un autre champ électrique ($E_{\text{inc},21}$) vers les antennes en proximité [38]. Dès lors, le couplage mutuel change le signal reçu de l'antenne en proximité (l'antenne RX2) qui est initialement excité par seulement le champ électrique incident ($E_{\text{inc},2}$). Deux façons courantes pour limiter le couplage mutuel sont de garantir un certain niveau d'isolation entre antennes dans la conception et de calibrer les signaux reçus par le traitement du signal. Par le théorème de réciprocité, le couplage mutuel a lieu aussi sur un réseau d'antennes en transmission.

Si les antennes sont identiques, au moment de la réception du champ électrique incident ($E_{\text{inc},1}$ et $E_{\text{inc},2}$ sur les deux antennes RX1 et RX2), les courants apparus aux terminaux des antennes sont proportionnels aux champs électriques incidents sur les deux antennes. La dissemblance entre antennes se traduit par l'inégalité entre le rapport des champs électriques incidents et le rapport des courants. Elle peut venir de la différence intrinsèque entre antennes ou plus potentiellement la tolérance de fabrication et d'assemblage ainsi que la différence au niveau de masse [39].

Toutefois, sur le côté d'antennes, il est difficile de séparer la conséquence du couplage mutuel et de la dissemblance car les deux modifient les signaux reçus. Une calibration complète peut tout relever [40] mais à cause de sa complexité elle n'est pas forcément le meilleur choix pour un Radar à bas coût. Pour cette raison, les techniques de calibration divers sont présentées pour principalement relever le couplage mutuel en supposant que la dissemblance est de seconde ordre [38, 41, 42].

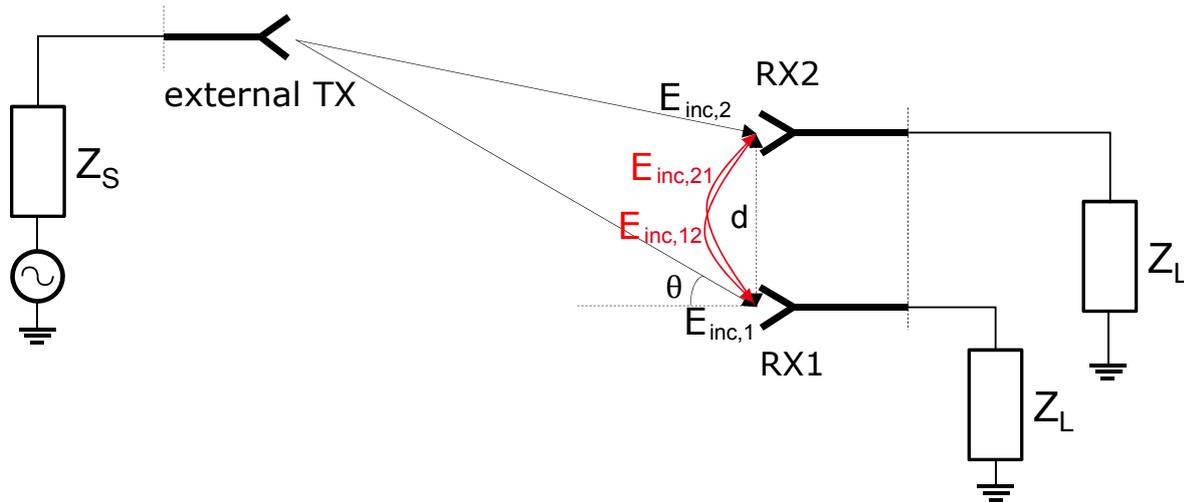


FIGURE 2.16 – Mécanisme de couplage mutuel

2.4.2 Méthodes d'analyses

Deux modes de calibration existent dans la littérature, le mode réception analyse les signaux reçus sur les antennes de réseau quand elles reçoivent le signal d'une antenne externe comme présenté à la figure 2.16. Inversement, le mode transmission utilise une antenne du réseau pour émettre le signal et analyse la relation des signaux reçus par les autres antennes du réseau.

Deux approches courantes dans l'analyse des signaux reçus sur les antennes, l'approche conventionnelle, venant de l'analyse de circuit, consiste à étudier la relation entre le courant à l'antenne excitée et les tensions en circuit ouvert aux autres antennes [41]. En effet, pour séparer l'effet de couplage sur le signal reçu à une antenne, les antennes à sa proximité sont mises en circuit ouvert, des conditions telles que les courants sur ces antennes (étant l'origine de couplage à l'antenne sous test) ne se développeraient pas. Il y a deux problèmes dans cette approche, premièrement les antennes sont avec les impédances adaptées en pratique. Deuxièmement, d'un point de vue électromagnétique, une antenne ne se comporte pas comme un circuit classique en circuit ouvert parce que le courant peut toujours se développer sur l'antenne quand elle est soumise à un champ incident, peu importe que son terminal soit en circuit ouvert ou avec l'impédance adaptée. Dès lors, l'antenne en circuit ouvert rayonne et cause le couplage quand elle est soumise à un champ incident. La calibration dans le mode transmission par l'analyse conventionnelle est présentée dans [38].

La deuxième approche de l'analyse étudie les antennes avec les impédances adaptées et consiste à établir la relation entre les tensions dans le cas idéal (sans couplage mutuel et dissemblance entre antennes) et dans le cas pratique (avec ces imperfections) [43]. Plusieurs recherches sont basées sur cette technique dans le mode réception avec des niveaux de complexité différente pour s'adapter au besoin d'application, par exemple sur la précision de la mesure d'AOA, et à la flexibilité de la calibration. Le paragraphe suivant résume ces travaux.

Dans [40], l'antenne de transmission externe est déplacée de -90° à $+90^\circ$ avec un pas de 30° . Une calibration plus précise dans le même article a été proposée avec un pas plus fin de 1° pour mieux corriger le couplage mutuel et la dissemblance sur le diagramme de rayonnement. Dans [44], les auteurs ont proposé de mesurer les signaux sur les antennes quand elles sont dans le réseau et quand elles se sont séparées pour déduire l'effet de couplage. Cette technique prend en compte seulement le couplage mais non la dissemblance

car cette dernière ne vient pas directement de la présence des antennes situées à proximité. Un point commun de ces méthodes est qu'elles demandent une antenne externe pour la génération d'un champ incident de référence et généralement en champ lointain dans une chambre anéchoïde. Elles ne sont donc pas tout à fait adaptée pour du test sur une ligne de fabrication dans un contexte de production de masse.

2.5 Mesure Radar de la respiration humaine

L'apnée du sommeil fait partie des événements respiratoires anormaux fréquents surtout chez les personnes âgées et les personnes en surpoids. Elle se manifeste par des arrêts involontaires de la respiration durant le sommeil. Ces pauses respiratoires durent plus de 10 secondes, parfois elles peuvent atteindre plus de 30 secondes. Elles sont considérées problématiques si elles arrivent plus de 5 fois par heure. Cela provient principalement de l'obstruction des voies respiratoires, ce qui bloque la respiration. C'est pourquoi les médecins parlent d'apnées obstructives. La fréquence de l'apnée du sommeil est très élevée, elle est comparable avec d'autres maladies chroniques et avec le diabète de type 2. Elle peut toucher les adultes et les enfants bien que sa fréquence est plus élevée chez les personnes âgées. Certaines études menées en Amérique du Nord ont évalué la fréquence d'apnée obstructive du sommeil (plus de 5 apnées par heure) à 24% chez les hommes et à 9% chez les femmes. Environ 9% des hommes et 4% des femmes ont des symptômes modérés ou graves de l'apnée du sommeil [45].

Le suivi du rythme respiratoire est donc important à la fois pour détecter l'apnée du sommeil et pour prévenir les symptômes de l'apnée. Dans un contexte d'application pour le bien-être, nous devons augmenter le confort de la mesure et l'adapter aux usages de la vie courante. Dans la plupart des cas, les mesures par la ceinture respiratoire ou spiromètre ne sont pas adaptées car elles sont envahissantes et inconfortables pour le sommeil. Une mesure non envahissante peut être réalisée avec un Radar, une caméra ou un capteur accessoire attaché au vêtement. Nous étudions dans cette thèse la mesure de rythme respiratoire avec un Radar.

En Radar, la mesure de respiration consiste essentiellement à extraire, du signal rétrodiffusé de la personne, la contribution temporellement variable qui représente la contraction du thorax et de l'abdomen dans le temps. Parmi les solutions techniques possibles, telles que IR-UWB, FMCW ou CW, le Radar IR-UWB est largement choisi par des chercheurs grâce à sa résolution temporelle. Une résolution fine en temps permet potentiellement de discriminer entre le signal rétrodiffusé du corps humain et les diffuseurs.

Un modèle simplifié d'une personne qui respire comprend un corps statique dont la cage thoracique et l'abdomen se déplacent pendant la respiration. Ce déplacement est de quelques millimètres à quelques centimètres [46]. Il y a cependant deux problèmes dans ce modèle. Premièrement, le corps produit des mouvements parasites ainsi que des mouvements intentionnels comme le déplacement du bras et le changement de position pendant le sommeil. Deuxièmement, la respiration se traduit par les mouvements complexes du corps provenant de la cage thoracique et de l'abdomen, ou même des côtes et du dos de façon sinusoïdale dans des axes orthogonaux à ceux-ci mais aussi de compression et décompression en volume, qui amènent à des signaux rétrodiffusés complexes.

Quand la personne est placée en face du Radar, le récepteur reçoit directement le signal rétrodiffusé de la cage thoracique et de l'abdomen qui reflète le mieux la respiration. Dans ce cas, on s'intéresse d'abord à séparer le signal rétrodiffusé du corps humain au clutter et ensuite à extraire la variation temporelle du signal rétrodiffusé de la personne et en fin à séparer la variation temporelle du signal due à la respiration à celles

dues aux mouvements parasites et non intentionnés du corps. Concernant la séparation entre le signal rétrodiffusé par le corps humain et le clutter, la technique de "range gating" (fenêtrage temporel) est utilisée. Elle consiste à effectuer l'observation du signal dans le domaine temporel sur une certaine durée de temps, normalement un multiple de la résolution empirique (1 ns). Dans un environnement complexe, le "range gating" ne résout pas entièrement le problème. C'est typiquement le cas dans la mesure de la respiration à l'intérieur d'un bâtiment, à cause des diffuseurs situés à côté de la personne (par exemple le lit, la chaise, le sol ...) ainsi qu'à cause des réflexions complexes sur le corps (principalement la réflexion, la diffusion, la diffraction). La combinaison avec une technique de suppression du signal statique peut être utilisée pour à la fois enlever les échos des diffuseurs et extraire la variation temporelle du signal rétrodiffusé du corps humain. Celle-ci consiste à enlever la moyenne statique entre des mesures consécutives pour garder seulement la contribution variable. Le calcul de la moyenne est effectué pendant un temps relativement supérieur au cycle respiratoire mais suffisamment court pour pouvoir supposer que les diffuseurs et le corps sont statiques (par exemple un moyennage sur 15 secondes contre le cycle respiratoire typique de 3-5 secondes). Avec l'hypothèse du modèle simplifié, cette technique permet de récupérer directement le signal dû à la respiration. Dans une mesure réelle, les mouvements parasites du corps ou les déplacements des membres pendant la respiration sont aussi représentés dans le signal reçu. L'extraction de ce qui est propre à la respiration, autrement dit ce qui a le comportement périodique, nécessite de trouver le filtrage le mieux adapté ou requiert des transformations du signal. Quelques techniques courantes sont la décomposition en valeurs singulières représentant des caractéristiques différentes et indépendantes des mouvements, et la soustraction de la tendance linéaire dans le signal [47, 48].

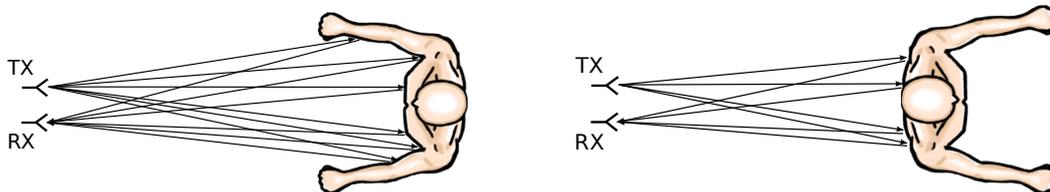


FIGURE 2.17 – Le scénario classique quand la personne est orientée face au Radar (à gauche) et un scénario difficile quand la personne est dos au Radar (à droite)

Quand la personne n'est pas orientée face au Radar (présenté à la figure 2.17), le déplacement de la cage thoracique ne contribue pas directement au signal reçu. Plusieurs mesures dans lesquelles la personne oriente son dos au Radar ou son côté au Radar ont été faites [49]. Le signal de la respiration extrait dans ces mesures montre la possibilité d'obtenir le rythme respiratoire ainsi que des détails du signal rétrodiffusé du corps. Cependant, il y a deux problèmes. D'une part la variation temporelle périodique dans le signal reçu est plus faible quand celle-ci n'est pas face au Radar, ce qui demande un gain de traitement plus important pour en extraire correctement le rythme respiratoire. D'autre part, la variation dans le signal rétrodiffusé du corps dans une orientation et une posture n'est pas tout à fait corrélés avec celui dans une autre orientation et une autre posture, pour une même personne. Cela pose des questions sur la stabilité de l'estimation du rythme respiratoire. Nous devons donc étudier en profondeur la signature du rythme respiratoire dans le signal rétrodiffusé du corps humain, dans des postures différentes, pour pouvoir proposer une estimation stable sans imposer une forte contrainte sur la sensibilité du Radar.

Le signal rétrodiffusé par une personne reflète la signature de sa respiration mais ceci

dépend de sa distance au Radar ainsi que des paramètres du Radar. Comme notre analyse a pour objectif d'étudier seulement la signature de la respiration pour plus tard caractériser la portée du Radar, il est souhaitable d'enlever ces dépendances. Cela amène à s'intéresser à la surface équivalente Radar de la personne, comme proposé dans [50]. Le changement du signal rétrodiffusé pendant la respiration induit naturellement le changement de la SER. Dans [50], l'observation de la SER est faite toutes les secondes. Cependant, comme un cycle respiratoire varie entre 1 et 2 secondes chez les bébés, cette observation ne reflète pas toutes les harmoniques du rythme respiratoire chez l'humain. En outre, la SER déduit seulement la puissance du signal reçu mais pas la phase du signal. Pour bénéficier pleinement des techniques de traitement du signal, principalement la transformation de Fourier, l'extension à la SER complexe (l'amplitude et la phase) [51] peut être utilisée. Les autres études expérimentales ou par simulation n'ont pas pris en compte ces deux aspects [52, 53, 54].

2.6 Détection d'obstacles pour les malvoyants

En 2015, il y avait environ 38 millions de personnes qui étaient aveugles avec une acuité visuelle inférieure à 3/60 et 261.6 millions de personnes malvoyantes de façon grave ou sévère dont l'acuité visuelle était entre 3/60 et 20/60, parmi 7.33 milliards de personnes dans le monde. Malheureusement le nombre d'aveugles et malvoyants augmente depuis 1980 (selon les statistiques) et le nombre d'aveugles va atteindre 115 millions en 2050 [55]. Cette augmentation dramatique demande de développer à la fois la prévention et des solutions pour faciliter la vie des personnes aveugles et malvoyantes. Parmi les activités de la vie courante, la mobilité en est une pour laquelle le manque de vision entraîne des difficultés, surtout dans un environnement inconnu. L'aide à la mobilité et à la navigation des personnes aveugles ou malvoyantes consiste principalement à détecter les obstacles se situant devant eux. Aujourd'hui, les lignes directrices pour des dispositifs électroniques conçus pour aider la navigation des malvoyants sont définis dans [9]. Brièvement, ces dispositifs doivent non seulement couvrir l'usage de base de la canne d'aveugle ordinaire mais aussi fournir la détection dans une zone plus large, essentiellement au dessus de la ceinture, et pouvoir fournir à l'utilisateur des informations de base sur les obstacles comme leur présence, leur taille, leur vitesse et leur direction. Ces règles ont pour but de faciliter le déplacement et éviter les accidents chez les malvoyants.

Plusieurs moyens techniques sont activement étudiés et développés dans les laboratoires et l'industrie pour détecter des obstacles dans ce contexte, depuis les années 60 [9]. Il s'agit de dispositifs à base de laser, d'ultrasons et de caméras. Malheureusement les prototypes proposés n'atteignent pas encore un compromis adéquat entre le coût, l'encombrement et la capacité de détection pour pouvoir réellement accompagner les malvoyants dans leur vie quotidienne. Une solution alternative est donc souhaitable. La détection d'obstacles devant le malvoyant par un Radar est étudiée depuis 2010. Certains travaux ayant montré qu'un Radar atteint le même niveau de performance qu'un capteur à ultrason sur le rapport du signal sur bruit en réception et même plus de détails notamment sur la profondeur des obstacles. En effet, pour le capteur à ultrason, les coefficients de réflexion des matériaux différents sont presque pareils et l'énergie est réfléchiée sur la première couche de l'obstacle [56]. Cependant un Radar peut obtenir une évaluation plus détaillée de l'obstacle surtout si la longueur d'onde utilisée est comparable avec la taille de celui-ci. Dans la mesure Radar à la détection d'obstacles devant le malvoyant, le Radar doit détecter leur présence et extraire des informations de distance, de direction, de vitesse ou de forme grâce au signal rétrodiffusé. Nous nous focalisons dans cette thèse sur

deux informations principales de l'obstacle : sa distance et sa direction.

La distance et la direction constituent les deux informations de base fournies par un Radar. Nous avons expliqué plus haut comment ces deux mesures pouvaient être effectuées. Pour l'application à l'aide à la navigation des malvoyants, l'étude dans [57] a utilisé un réseau d'antennes de huit éléments dont le diagramme de rayonnement se focalisait sur l'ouverture de 10° dans le plan azimut pour la détection d'obstacle. Dans cette étude, la mesure de la distance est effectuée en utilisant une forme d'onde FMCW. Comme il n'y a pas de fonction de formation de faisceau, ni d'estimation de l'angle d'arrivée dans ce réseau, l'utilisateur doit tourner mécaniquement le réseau pour balayer l'espace devant lui. Cette technique est d'une part moins flexible que la formation de faisceau et d'autre part moins précise que l'estimation de l'angle d'arrivée étudié dans la section 2.3, pour le même nombre d'antennes.

2.7 Frontal RF du récepteur IR-UWB multi-antennes et techniques de multiplexage des signaux reçus

En général, dans un récepteur multi-antennes, le fait de traiter indépendamment les signaux reçus des antennes jusqu'à la numérisation offre une flexibilité maximale et permet d'effectuer en numérique tous les traitements tels que la recherche rapide de l'angle d'arrivée et la diversité spatio-temporelle pour maximiser le rapport signal sur bruit et augmenter le taux de détection du signal utile [58]. L'architecture du récepteur multi-antennes en Radar ressemble à celle dans les systèmes MIMO en communication qui ont pour objectif principal d'augmenter le rapport signal sur bruit, présentée dans la figure 2.18. Elle consiste à utiliser une chaîne de réception pour convertir le signal RF reçu de chaque antenne en bande de base puis à le numériser. Cette chaîne de réception se compose d'un bloc RF, d'un bloc analogique opérant en bande de base et un bloc effectuant la conversion analogique-numérique. Il s'agit dans cette architecture de la meilleure approche permettant les traitements rapides mais pas forcément la meilleure solution pour ce qui est de la consommation énergétique, et du coût des chaînes de traitements analogiques et des ADCs.

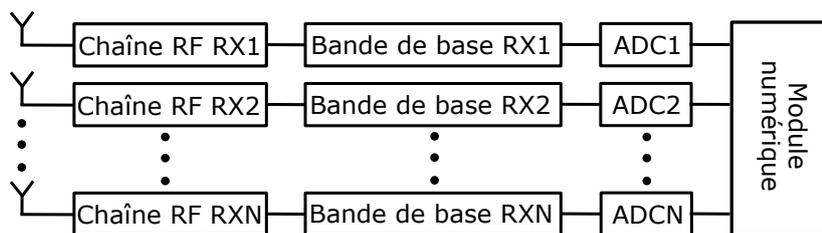


FIGURE 2.18 – Architecture conventionnelle du récepteur multi-antennes dans laquelle la complexité et la consommation augmentent avec le nombre d'antennes

2.7.1 Techniques de multiplexage

La réponse à ce problème consiste à mutualiser toute ou une partie de la chaîne de réception décrite dans la figure 2.19. Cette technique est bien connue dans la littérature. Elle consiste à combiner les signaux reçus des diverses antennes en un signal unique, celui-ci passant dans une chaîne de réception unique. Ce concept ressemble à celui de multiplexage dans un système de communication où des signaux multiples partagent le

même canal de propagation. Il peut être l'Accès multiple par répartition en fréquence ou *Frequency-Division Multiple Access* (FDMA), l'Accès multiple par répartition en temps ou *Time-Division Multiple Access* (TDMA), et l'Accès multiple par répartition en Code ou *Code-Division Multiple Access* (CDMA). Ces techniques consomment de la ressource temps-fréquence du système (i.e. une bande de fréquence est réservée à chaque signal) [59].

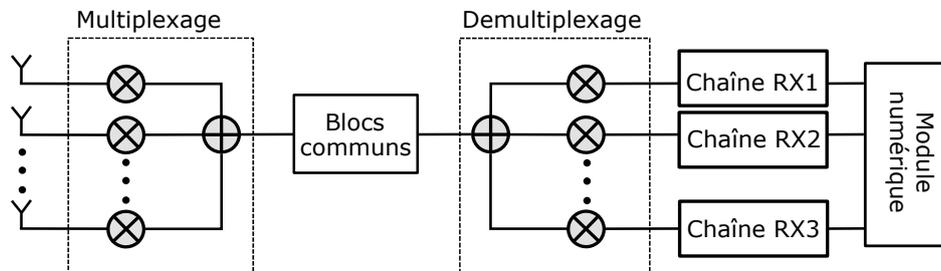


FIGURE 2.19 – Application du multiplexage pour mutualiser certains blocs dans la chaîne de réception.

Les trois solutions équivalentes applicables dans le récepteur multi-antennes sont le Multiplexage par répartition de fréquence ou *Frequency-Division Multiplexing* (FDM), le Multiplexage par répartition de temps ou *Time-Division Multiplexing* (TDM) et le Multiplexage par répartition de code ou *Code-Division Multiplexing* (CDM) présentées dans les figures 2.20 et 2.21. Le multiplexage par répartition de fréquence se repose sur les oscillateurs locaux pour transposer les signaux reçus à des bandes de fréquences non chevauchantes. Le multiplexage par répartition de temps utilise des interrupteurs avec un temps de commutation plus rapide que la durée d'une réplique du signal reçu pour pouvoir commuter avec toutes les antennes pendant cette durée. Le multiplexage par répartition de code attribue à chaque signal reçu de l'antenne un code d'étalement pour pouvoir combiner les signaux reçus et les séparer après, sans perdre du signal. L'analyse de multiplexage sur les signaux reçus est couramment faite seulement en bande étroite [3]. De manière générale, ces trois solutions causent l'élargissement de la bande passante du signal après le multiplexage. Ce n'est pas le problème critique en bande étroite mais un problème qu'on doit résoudre en IR-UWB.

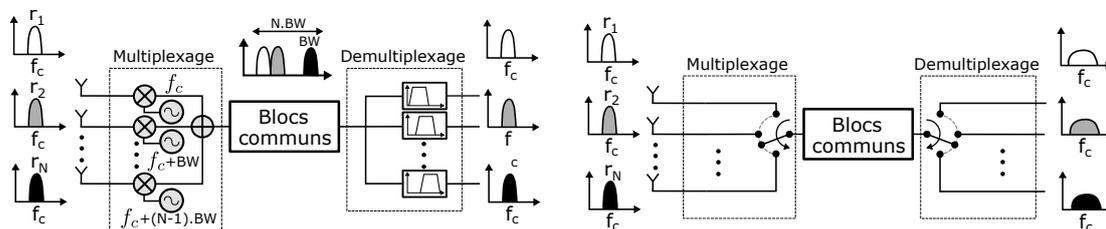


FIGURE 2.20 – Techniques de multiplexage par répartition de fréquence (à gauche), multiplexage par répartition de temps (à droite).

2.7.2 Implémentations de multiplexage en bande étroite

Comme il n'existe pas dans la littérature d'implémentation de multiplexage en UWB, nous introduisons ici des travaux en bande étroite. Le choix de technique de multiplexage en bande étroite repose sur la capacité de supprimer les interférences présentes dans le

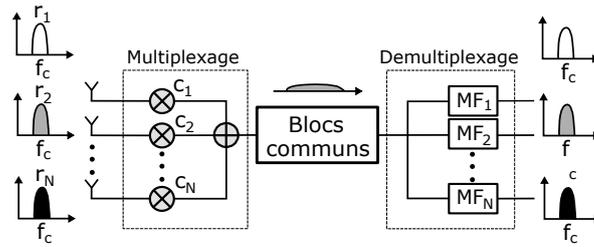


FIGURE 2.21 – Techniques de multiplexage par répartition de code.

domaine fréquentiel (le bruit externe) et temporel (l'ISI), ce qui donne le choix de multiplexage par répartition de code. Il faut noter que l'ISI (expliqué dans la partie 2.2.2) et le bruit externe (parce que la bande passante est relativement large) sont aussi un problème en IR-UWB mais elles sont supprimées grâce à la technique de transmission (paragraphe 2.2.2.2). Les analyses suivantes ont pour objectif d'évaluer des implémentations alternatives de multiplexage par répartition de code en bande étroite.

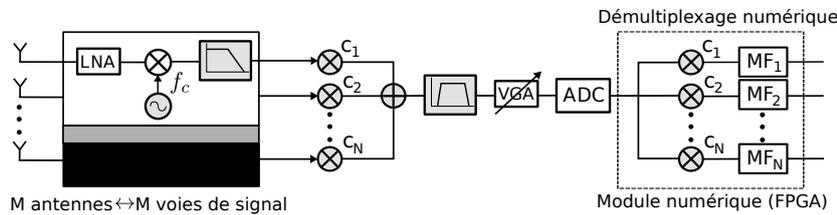


FIGURE 2.22 – Implémentation de CDM en bande de base [2].

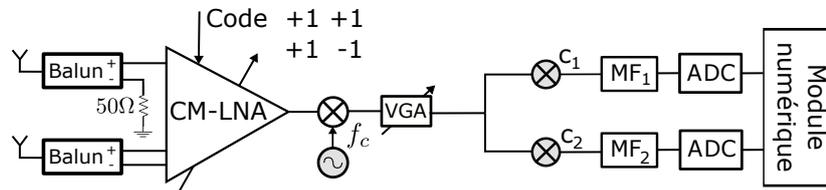


FIGURE 2.23 – Implémentation de CDM en RF [3].

Les figures 2.22 et 2.23 présentent deux implémentations typiques de l'architecture de multiplexage par répartition de code dans le récepteur multi-antennes. La différence essentielle de ces implémentations réside à la position de bloc de multiplexage qui se trouve en bande de base dans la figure 2.22 et en RF sur 2.23. Plus le bloc de multiplexage est proche aux antennes réceptrices, meilleure la capacité de mutualisation. Or la réalisation de code en RF est plus délicate que celle en bande de base parce qu'elle est plus sensible aux imperfections d'adaptation de l'impédance et à la fréquence. Concernant le bloc de démultiplexage, dans la figure 2.22 il est réalisé en numérique pour éviter l'encombrement venant de l'utilisation du module analogique et pour profiter du traitement rapide en numérique. Or dans la figure 2.23, le bloc de démultiplexage est réalisé en bande de base avant l'ADC pour réduire la bande passante du signal après le multiplexage (dans ce cas de deux antennes réceptrices, 2.B) à la bande passante du signal initial (B) afin de soulager la contrainte de la bande passante - la consommation sur l'ADC.

2.7.3 Besoin de CDM dans le récepteur IR-UWB multi-antennes

Une brève analyse d'une chaîne de réception en IR-UWB a identifié les composants principalement responsables de la consommation : l'Amplificateur faible bruit ou *Low*

Noise Amplifier (LNA) et l'ADC. Dans une réalisation sous forme de circuit intégré, la surface occupée est principalement attribuée aux inducteurs (au sein du filtre RF par exemple). L'architecture conventionnelle a pour inconvénient de nécessiter autant de chaînes de réception que d'antennes. Elle est par conséquent encombrante en matière de surface occupée sur un circuit intégré, et consommatrice d'énergie. Le tableau ci-dessous simule la consommation énergétique dans une telle architecture pour un récepteur associé à 3 antennes. La multiplicité de chaînes de réception est à éviter.

	Récepteur mono-antenne	Récepteur 3-antennes
LNA [5]	34.8 mW	104.4 mW
ADC [60]	52.5 mW	157.5 mW
Autres composants [5]	38.4 mW	115.2 mW
Total	125.7 mW	377.1 mW

TABLEAU 2.3 – Consommation énergétique des composants dans un récepteur mono-antenne en circuit intégré et prédiction sur la consommation dans un récepteur de 3 antennes.

Quand on s'éloigne d'un système conventionnel de communication en bande étroite, la notion de la bande passante physique du système et la bande passante de l'information divergent. En effet, la bande passante du système repose sur la bande de fréquence physiquement occupée par le système, qui est typiquement 1 GHz dans notre cas. La bande passante de l'information en communication ou celle liée au rythme d'acquisition en Radar représente le besoin applicatif, qui est environ de 100 Hz dans la mesure de rythme respiratoire (pour l'acquisition tous les 10 ms). Dans le FDM, des signaux reçus, occupant une bande de fréquence commune, sont transposés vers des bandes de fréquences non chevauchantes, ce qui augmente la bande passante totale du système à un multiple de la bande passante d'un signal reçu. Cependant, dans le CDM, une séquence de codes est multiplié avec le signal dans le domaine temporel, dans chaque période d'acquisition. La période de code est plus courte que celle de l'acquisition pour que chaque signal reçu porte son propre code. Cela permet de combiner les signaux, puis de les séparer plus loin dans la chaîne. Comme la bande passante du code est inversement proportionnelle à la période de code, on peut admettre que la bande passante du code est de l'ordre de 100 Hz. Cette bande passante s'ajoute à la bande passante physique du système. Dans le cas où la bande passante de l'acquisition est considérablement moindre que celle du signal, par rapport au FDM, le CDM réduit le besoin en bande passante supplémentaire. Dans le TDM, un seul signal est choisi par la chaîne de réception pour le traitement à un instant donné, ce qui ne permet pas de récupérer les signaux reçus simultanément. Pour ces raisons, le CDM est choisi ici dans l'étude d'un Radar IR-UWB et sera étudié dans le chapitre 4.

Chapitre 3

Radar Ultra Large Bande Impulsionnel (IR-UWB) pour les applications grand public

Sommaire

3.1	Spécification générale et architecture de base	38
3.1.1	Spécification générale	38
3.1.2	Architecture de base	40
3.2	Mesure et modélisation de la respiration humaine par Radar IR-UWB	41
3.2.1	Surface équivalente Radar complexe	41
3.2.2	Spécification des mesures à effectuer pour modéliser la SER	42
3.2.3	Résultats de mesure de la SER du corps humain	46
3.2.4	Modèle de SER de la respiration humaine	51
3.3	Estimation de l'angle d'arrivée avec un réseau d'antennes non-uniforme	53
3.3.1	Principe de l'estimation d'AOA en Radar IR-UWB	54
3.3.2	Modèle du signal reçu pour un réseau de trois éléments antennaires	54
3.3.3	Estimation de Phase/AOA	55
3.3.4	Estimation conjointe Phase/AOA	58
3.3.5	Conclusion	63
3.4	Caractérisation du réseau d'antennes et calibration des imperfections	64
3.4.1	Modèle de couplage mutuel et de dissemblance entre antennes	64
3.4.2	Calibration du couplage et de la dissemblance	65
3.4.3	Caractérisation du réseau d'antennes	68
3.4.4	Validation de la calibration	76

Introduction

Le chapitre commence par une description de la spécification générale et de l'architecture de base du Radar IR-UWB dans le contexte de la mesure du rythme respiratoire à courte portée et de la détection d'obstacles pour les malvoyants dans la section 3.1.

Concernant la contribution de cette thèse, nous proposons dans la section 3.2 des améliorations relatives d'une part au traitement du signal et d'autre part au système permettant de mesurer le rythme respiratoire pour différentes orientations de la personne. Dans les sections 3.3 et 3.4, nous focalisons le développement sur la localisation d'obstacles se situant en face d'une personne malvoyante. Dans ce travail, nous ajoutons une fonction de mesure de direction. Afin de garantir une performance adéquate dans la pratique, un ensemble d'études sur le réseau d'antennes comprenant à la fois l'estimation de l'angle d'arrivée théorique et l'expérimentation (section 3.3), ainsi que l'évaluation de réseaux d'antennes fabriqués et la calibration de couplage mutuel et de dissemblance (section 3.4) sont présentées.

3.1 Spécification générale et architecture de base

3.1.1 Spécification générale

L'étude de l'état de l'art dans la section 2.1 a porté sur les principes du Radar. Un Radar en règle générale reçoit un signal très faible, en raison notamment des pertes par dispersion (équation 2.3). Pour cette raison les Radars sont des objets pour lesquels il faut en général particulièrement travailler le traitement du signal et l'architecture du récepteur (forte sensibilité et élimination des signaux impropres), plus encore que les systèmes de communications.

En outre, l'étude de l'état de l'art dans la section 2.2 a porté sur les caractéristiques d'un Radar IR-UWB pour applications courte portée. Un Radar de ce type a comme particularité par rapport à d'autres types de Radar d'avoir une très faible puissance émise pour satisfaire les masques spectraux internationaux (PIRE = -41.3 dBm/MHz). D'ailleurs, d'après ceux-ci, un Radar pour le public international doit avoir une bande de fréquence permettant l'utilisation de la bande universelle comprise entre 7.5 et 8.5 GHz. En somme, la puissance maximale du signal émis dans la bande spectrale définie par le masque doit être de $P_t = -13.64$ dBm pour respecter les réglementations en vigueur.

Certains objectifs de détection sont définis en rapport avec le cas considéré, c'est-à-dire des obstacles en face d'une personne malvoyante sur une portée de 1 m à 5 m, un SER pour l'obstacle de 1 m² (en moyenne pour une personne) à 0.001 m² (pour un petit objet par rapport à une personne) et enfin un temps limite de détection dit temps d'acquisition $t_{acq} = 1/f_{acq}$, en sachant que la fréquence d'acquisition f_{acq} doit être supérieure à 96 Hz pour éviter l'ambiguïté dans la mesure de vitesse de l'objet inférieure à 3.6 m/s. Pour l'application de la mesure du rythme respiratoire, malgré le fait que le signal rétrodiffusé par la personne pendant la respiration est à caractériser ultérieurement dans la section 3.2, le temps d'acquisition est limité à quelques millisecondes pour pouvoir supposer que le corps humain est statique pendant ce temps. En somme, le temps d'acquisition et la fréquence d'acquisition doivent être de l'ordre de 10 ms et 100 Hz, respectivement, pour les deux applications.

On retrouve finalement dans le récepteur le signal utile beaucoup plus faible que le bruit avec un SNR allant de -17.6 dB à -47.6 dB, en réalisant l'application numérique de l'équation 2.16. Comme nous l'avons expliqué dans la section 2.2, un SNR correct pour

la détection du signal suivi par l'estimation du retard se situe autour de 15-20 dB; des techniques de traitement du signal en réception sont donc nécessaires pour obtenir un gain de traitement entre 32.6 et 67.6 dB.

Paramètre	Min.	Typ.	Max.	Unité
Émetteur				
Γ_p	-41.3			dBm/MHz
f	7.5		8.5	GHz
f_c	8			GHz
T_p	1			ns
PRP	64			ns
PRF	15.6			MHz
G_t	6.5			dBi
P_t	-13.64			dBm
Objectifs de détection				
R	1	5	5	m
SER	0.001		1	m ²
	-30		0	dBm ²
t_{acq}	0.1		10	ms
f_{acq}	100		10000	Hz
Récepteur				
G_r	6.5			dB
P_r	-96.64		-126.64	dBm
P_N	-84			dBm
NF	3	5	7	dB
SNR	-17.6		-47.6	dB
Récepteur : Objectif de traitement du signal				
SNR _{PG}	15	20	20	dB
PG	37.6		67.6	dB
Récepteur : Gain délivrable de traitement du signal				
PG _{dc}	15			dB
N_{int}	1562		156250	
PG _{int}	32		52	dB
PG	47		67	dB

TABLEAU 3.1 – Spécification générale d'un Radar IR-UWB à courte portée.

Le tableau 3.1 résume les caractéristiques d'un Radar IR-UWB en ce qui concerne nos applications. Il est conçu de la façon suivante, d'abord les spécifications du signal émis par l'émetteur IR-UWB doivent respecter les réglementations internationales, ensuite les objectifs de détection dans nos applications, et enfin les spécifications du récepteur IR-UWB qui définissent le niveau du signal utile et le niveau du bruit. Il permet également d'établir le rapport du signal sur bruit et d'anticiper le gain de traitement nécessaire au récepteur. En ce qui concerne l'antenne réceptrice, le gain d'antenne est lié à la zone d'observation du Radar et à la qualité de l'antenne, elle-même fortement liée aux contraintes d'intégration dans un dispositif. On partira de l'hypothèse de 6.5 dBi, sachant qu'une ouverture sur un secteur sphérique de 120° d'azimut et 120° d'élévation donnerait au moins 9.5 dBi et qu'une antenne de très petite dimension pourrait conduire à une perte de 3 dB. Enfin, la colonne Typ. traduit la valeur typique tandis que les valeurs Min./Max.

permettent d'anticiper les pires cas.

Il reste finalement à comparer le gain de traitement nécessaire avec le gain de traitement délivrable pour une architecture à bas coût et à faible consommation énergétique présentée dans la section 2.2 de l'état de l'art. La comparaison est présentée dans le tableau 3.1, ce qui confirme que les spécifications sont atteintes.

Comme indiqué dans le tableau 3.1, à cause du faible SNR à la sortie du récepteur, ce dernier doit fournir un gain pour garantir une détection et une estimation correcte. Ce gain de traitement peut être obtenu en analogique ou en numérique. Sachant que d'un côté le nombre d'impulsions intégrées permet d'obtenir un SNR suffisant, et de l'autre côté une fréquence d'acquisition minimale est définie en fonction de ce que l'on souhaite observer. Ce faible SNR nécessite donc d'utiliser pleinement des techniques d'intégration cohérente pour des impulsions et des techniques de réjection de bruit dans le PRP, ce qui constitue une difficulté pour la réalisation analogique dans l'application Radar (expliqué dans la section 2.2). Nous optons donc pour une réalisation du gain de traitement tout en numérique.

3.1.2 Architecture de base

La figure 3.1 représente le synoptique du système Radar de base sur laquelle les applications Radar IR-UWB seront développées.

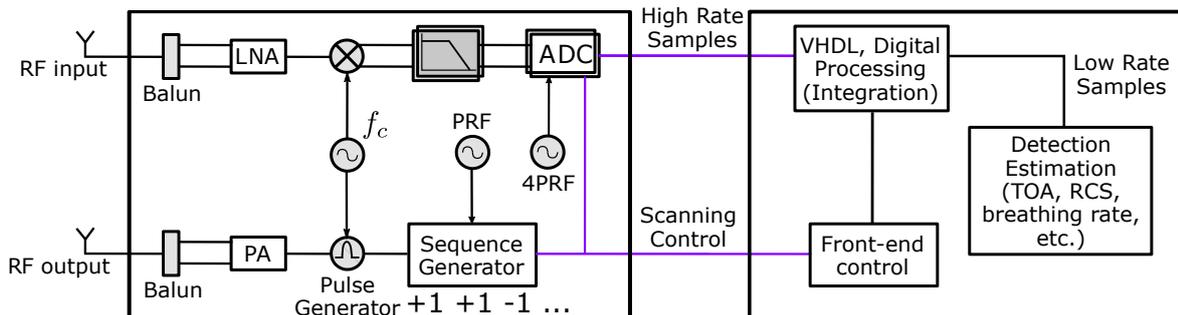


FIGURE 3.1 – Synoptique du démonstrateur Radar IR-UWB

Cette architecture repose sur une approche classique pour traiter un signal IR-UWB modulé à la fréquence porteuse f_c . Elle transpose le signal IR-UWB RF vers la bande de base à l'aide d'un mélangeur en quadrature et de filtres passe-bas puis numérise le signal en bande de base à l'aide d'un ADC. La fréquence d'échantillonnage de l'ADC doit satisfaire le critère de Nyquist, c'est-à-dire être au moins égale à deux fois la bande passante du signal (i.e. $B = 1$ GHz et $f_s = 2$ GHz) correspondant à une durée maximale entre 2 échantillons de $T_s = 0.5$ ns.

Pour soulager la contrainte de la fréquence d'échantillonnage - la consommation énergétique de l'ADC, la fréquence d'échantillonnage de l'ADC est fixée à 4 PRF (62.4 MHz) mais l'instant d'échantillonnage peut être reprogrammé après chaque PRP. Par conséquent, on récupère 4 échantillons à 0 ns, 16 ns, 32 ns et 48 ns pour le premier PRP. Pour le PRP suivant, on peut récupérer 4 nouveaux échantillons à 0.5 ns, 16.5 ns, 32.5 ns et 48.5 ns. Il faut donc 32 PRP pour avoir des échantillons de 0 à 64 ns avec un pas de $T_s = 0.5$ ns.

Cette architecture ressemble à l'architecture purement numérique [61]. Par conséquent, tous les traitements peuvent être effectués dans le domaine numérique (intégration, réjection de bruit, estimation de temps d'arrivée, etc).

3.2 Mesure et modélisation de la respiration humaine par Radar IR-UWB

Puisqu'une de nos applications est l'estimation du rythme respiratoire humain, nous devons étudier la signature Radar de celle-ci. Le modèle le plus utilisé dans l'état de l'art est adapté au Radar bande étroite et consiste en un modèle ponctuel au SER fixe de la cage thoracique et de l'abdomen qui se déplace de façon sinusoïdale dans l'axe orthogonal à ceux-ci. Un tel modèle considère donc le corps en mouvement pendant la respiration comme un point brillant. Or la technologie IR-UWB permet d'obtenir une résolution en distance inférieure à la taille du corps avec un modèle plus fin ayant des valeurs complexes et une gestion des multi-trajets. Cela permet de mieux exploiter le Radar notamment pour la mesure de rythme respiratoire à des orientations différentes de la personne comme avoir abordé dans la section 2.5). Pour obtenir un tel modèle, nous en donnons d'abord le fondement mathématique puis nous verrons les résultats d'une campagne de mesure et enfin nous proposerons une estimation des paramètres du modèle.

3.2.1 Surface équivalente Radar complexe

La surface équivalente Radar (SER) de l'objet est la signature classique de celui-ci en ce qui concerne la mesure Radar. En effet, la SER apparaît directement dans la puissance du signal rétrodiffusé par l'objet et reçu par le Radar. Malheureusement, la SER déduit seulement un gain en puissance correspondant à une somme sur les échos non résolus dans la bande du récepteur. Cela ne permet pas de rendre compte de l'oscillation de la phase du signal rétrodiffusé due au déplacement de la cage thoracique pendant la respiration. En effet, un déplacement de 1 millimètre seulement implique un changement de phase de 19° à 8 GHz. Pour cette raison, un meilleur concept est celui de SER_c (Surface équivalente radar complexe ou Complex Radar Cross Section), exprimant à la fois la puissance et la phase :

$$SER_c(f) = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \exp(j2\beta R) \left(\frac{\mathbf{E}_r(f)}{\mathbf{E}_i(f)} \right)^2 \quad (3.1)$$

où β est le nombre d'onde défini comme $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, λ étant la longueur d'onde à la fréquence f , R la distance de l'objet au Radar. $\mathbf{E}_r(f)$ et $\mathbf{E}_i(f)$ sont les champs électriques incidents sur l'antenne réceptrice et sur l'objet, à la fréquence f , respectivement. Ces champs sont illustrés dans la figure 3.2.

Dans la mesure Radar, on dispose seulement de tensions ou de courants aux terminaux des antennes. Pour calculer la SER_c , il faut établir la relation entre tensions/courants et les champs. Nous faisons pour cela appel à la notion de fonction de transfert pour établir la relation entre signaux reçus/émis et champs incidents à l'objet et à l'antenne réceptrice. L'équation 3.2 [62, 63] rappelle la définition de la fonction de transfert d'une liaison d'antenne émettrice - réceptrice, calculée à partir du signal excité à l'antenne émettrice, V_s , et du signal reçu sur l'antenne réceptrice, V_{out} :

$$H = \frac{V_{out}}{V_s} = \frac{V_{out}}{2V_{in}} \text{ (adaptation)} \quad (3.2)$$

On suppose ici la condition de l'adaptation parfaite $Z_s = Z_a = Z_l = Z_0$ (50 Ω) pour simplifier le calcul de la fonction de transfert du système par le rapport des tensions sur les terminaux des antennes.

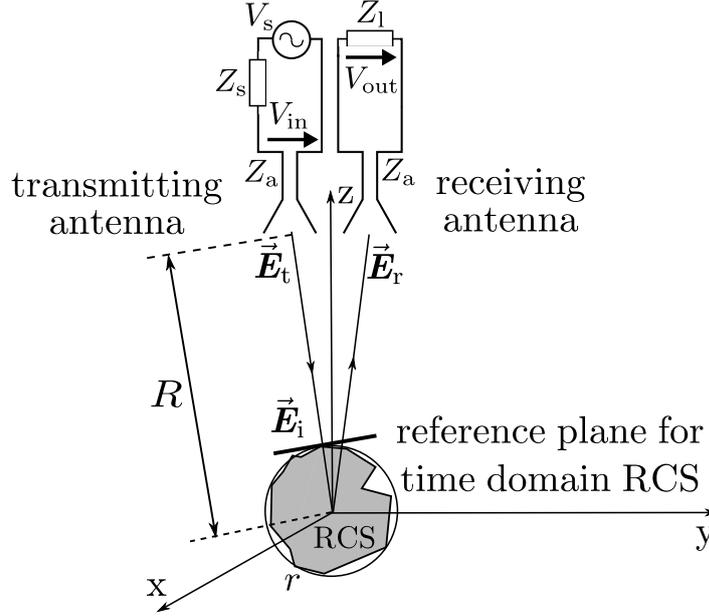


FIGURE 3.2 – Radar quasi-monostatique.

Ainsi, la fonction de transfert de l'antenne émettrice relie V_{in} et \mathbf{E}_i tandis que celle de l'antenne réceptrice relie V_{out} et \mathbf{E}_r [62, 63] :

$$\mathbf{H}_{TX} = \frac{\mathbf{E}_i}{V_{in}} R \exp(j\beta R) \quad (3.3)$$

$$\mathbf{H}_{RX} = \frac{V_{out}}{\mathbf{E}_r} \quad (3.4)$$

où les fonctions \mathbf{H}_{TX} et \mathbf{H}_{RX} ainsi que \mathbf{E}_i et \mathbf{E}_r avec des caractères gras indiquent la dépendance de la direction.

Cela permet d'écrire la SER_c à partir de la fonction de transfert du système et des antennes.

$$SER_c(f) = \lim_{R \rightarrow \infty} \left(4\sqrt{\pi} R^2 \frac{H}{\mathbf{H}_{TX} \mathbf{H}_{RX}} \exp(j2\beta R) \right)^2 \quad (3.5)$$

L'équation 3.5 montre le calcul de la SER complexe à partir de la fonction de transfert du système H , accessible à la mesure. Or exprimer la SER complexe dans le domaine fréquentiel n'est pas le plus adapté au contexte du Radar IR-UWB car on traite des impulsions dans le domaine temporel. On s'appuie donc sur la transformation de Fourier inverse pour convertir la SER complexe au domaine temporel via la relation entre la fonction de transfert $H(f)$ et la réponse impulsionnelle $h(\tau)$, $h(\tau) = \text{IF}\{W(f) \times H(f)\}$, où $W(f)$ est la fonction de fenêtrage spectral correspondant à l'impulsion utilisée :

$$SER_c(\tau) = \lim_{R \rightarrow \infty} \left(\text{IF} \left(4\sqrt{\pi} R^2 \frac{W \times H}{\mathbf{H}_{TX} \mathbf{H}_{RX}} \exp(j2\beta R) \right) \right)^2 \quad (3.6)$$

3.2.2 Spécification des mesures à effectuer pour modéliser la SER

Dans cette partie, on décrit la campagne de mesure de la SER complexe pour divers objets tels qu'une sphère, un mannequin et un humain. Cela a pour objectif, premièrement, de calibrer la mesure de SER complexe pour le Radar IR-UWB, et deuxièmement, de caractériser la signature du rythme respiratoire au travers de la SER complexe.

Les mesures sont effectuées dans le domaine fréquentiel à l'aide d'un [Analyseur de réseau vectoriel](#) ou *Vector Network Analyser* (VNA) afin de disposer d'une dynamique élevée. Pour correctement détecter et estimer le temps d'arrivée des échos provenant d'objets dont la SER est comprise entre 0.001 m^2 (-30 dBm^2) et 1 m^2 (0 dBm^2) le SNR nécessaire est de 20 dB. Par conséquent une dynamique minimale de 50 dB est nécessaire. Dans un environnement non contrôlé, les échos des diffuseurs peuvent être plus importants que l'écho de l'objet en question, disons 10 dB plus important, pour garder de telle dynamique après la soustraction de clutter (échos des diffuseurs), on prévoit une dynamique de 60 dB pour le VNA. Enfin, la dynamique du VNA est liée à la bande passante du filtre numérique de mesure autrement dit à la bande passante de la [Fréquence intermédiaire](#) ou *Intermediate Frequency* (IF), elle-même liée au temps d'acquisition. Une bande passante IF de l'ordre de 1 kHz est suffisante pour assurer une telle dynamique dans la plupart des appareils VNAs. Dans l'objectif de réaliser une caractérisation, les mesures sont opérées dans la plage de fréquence 6-10 GHz pour avoir une résolution temporelle légèrement supérieure à celle de la mesure du rythme respiratoire dans nos applications (0.25 ns contre 1 ns).

Il reste donc le nombre de points du balayage fréquentiel et la bande passante IF à déterminer. Ces deux paramètres affectent le temps d'acquisition. Si on fixe la bande passante IF par exemple à 1 kHz pour assurer une dynamique adéquate, le nombre de points de balayage fréquentiel est proportionnel au temps d'acquisition. D'un côté, le nombre de points définit la profondeur du canal. Par exemple, avec 801 points de balayage, la profondeur du canal est de 200 ns ou 30 m, tandis qu'avec 101 points de balayage, la profondeur du canal est de 40 ns ou 6 m. On peut correctement mesurer la distance de Radar à l'objet pour des objets se situant avant la limite de la profondeur du canal. Pour des objets se situant plus loin, ses échos viennent après la limite de la profondeur du canal (dans le temps) et se replient dans cette zone-même, ce qui comporte comme une ambiguïté pour la mesure de temps d'arrivée. Dans un environnement non contrôlé, tel que notre site de mesure (figure 3.3), une profondeur de 200 ns ou 30 m est largement suffisante mais 40 ns ou 6 m constitue la limite minimale d'acceptation. D'un autre côté, le nombre de points détermine le temps d'une acquisition. Par exemple, avec 801 points de balayage, une acquisition dure 1.6 seconde, tandis qu'avec 101 points de balayage, une acquisition dure 0.2 seconde. Dans la mesure avec des objets statiques, le temps d'acquisition n'est pas une contrainte importante mais dans la mesure du rythme respiratoire, qui est typiquement de quelques secondes par cycle, une durée d'acquisition d'environ 0.1 seconde est souhaitable pour récupérer toutes les harmoniques du rythme respiratoire chez l'humain. Pour ces raisons, on paramètre le VNA selon deux configurations de mesure : la première pour des objets statiques avec un balayage sur 801 points et une bande passante IF de 1 kHz, où une acquisition prend 1.6 seconde ; la deuxième pour le corps humain avec un balayage sur 101 points et une bande passante IF de 2 kHz, l'acquisition étant nettement plus rapide (balayage complet en 0.11 seconde et transmission de données à l'ordinateur après chaque balayage 0.04 seconde, en total 0.15 seconde). Comme le rythme respiratoire humain est typiquement de 12-18 cycles respiratoires par minute, autrement dit de 3-5 secondes par cycle respiratoire (0.2-0.3 Hz pour la fréquence fondamentale), l'acquisition rapide configurée au VNA (0.15 seconde pour une acquisition) est suffisante pour récupérer les détails de la signature respiratoire.

La chaîne d'émission et de réception comprend un VNA Rohde&Schwarz ZVB 20, deux antennes cornets de ETS Lindgren EMCO 3115 fonctionnant dans la plage de fréquence 1-18 GHz et un LNA de référence MITEQ 4AFS42 fonctionnant dans la plage 0.1-10 GHz délivrant un gain de 42 dB avec un facteur de bruit de 2 dB. Les deux antennes sont placées

côte-à-côte pour former un Radar quasi-monostatique. Pour que l'objet mesuré se situe dans le champ lointain des antennes, la distance entre l'objet et le Radar est fixée à 2 m. Le LNA est utilisé dans la chaîne de réception pour amplifier le signal reçu à la sortie de l'antenne réceptrice, compte tenu de sa performance supérieure à son équivalent interne au VNA. Le gain du LNA est en effet important pour amplifier le faible signal reçu dans la zone de détection fiable du VNA et permettant une dynamique convenable. La directivité des antennes et le gain élevé du LNA amènent à une sensibilité dans la mesure de la SER, correspondant à une SER de -57 dBm^2 (à 2 m) avec la configuration d'acquisition rapide. Cette sensibilité est 27 dB meilleure que la SER typique visée dans les spécifications qui est dans le pire cas de -30 dBm^2 (pour un objet dont la SER est de 0.001 m^2).

Cette mesure a aussi pour objectif d'extraire les informations sur le signal respiratoire par traitement du signal pour ensuite le modéliser. Les techniques de traitement du signal ont deux objectifs : premièrement la calibration du système (la calibration de l'instrument de mesure et des composants de la chaîne de mesure, la suppression du clutter et la calibration de mesure Radar), et deuxièmement l'extraction du rythme respiratoire humain. La mesure est faite dans une pièce non-anéchoïque de taille $7.6 \times 12 \text{ m}^2$, présentée dans les figures 3.3 et 3.4. Elle comprend des obstacles tels qu'une porte métallique, une armoire métallique, le sol en béton, des murs et le plafond en béton. Ainsi que les supports des cibles tels que la chaise, le positionneur pivotant métallique et le tube absorbant (pour tenir la sphère).



FIGURE 3.3 – Photo du site de test avec le fantôme et une personne.

En ce qui concerne la calibration du système, on décrit ici d'abord la calibration individuelle de l'instrument de mesure, le VNA, et les composants de la chaîne de mesure, le LNA et les antennes. L'objectif est donc de compenser la contribution des composants internes du VNA, des câbles, du LNA et des antennes. Le VNA avec les câbles de mesure sont préalablement calibrés selon la méthode dite "court circuit - circuit ouvert - circuit adapté". Concrètement, on récupère les paramètres S mesurés par le VNA. La sortie est connectée à l'antenne TX par un câble. De la même manière, l'entrée est connectée au LNA, lui-même directement connecté à l'antenne RX. Le paramètre $S_{21}(f)$ (fonction de transfert mesurée par le VNA) lie à la fonction de transfert du système $H(f)$ sous la condition d'une adaptation parfaite (équations 3.2 et 3.6). Dans le post-traitement, les fonctions de transfert du LNA et des antennes, données dans le cahier des charges des fabricants sont prises en compte. La fonction de transfert corrigée du système sous test est :

$$H(f) = \frac{S_{21}(f)}{2H_a(f)} \quad (3.7)$$

où $H_a(f)$ est le produit des fonctions de transfert de l'antenne TX, de l'antenne RX et du LNA.

Ensuite, pour réaliser la suppression du clutter, une mesure initiale du signal rétro-diffusé est effectuée sans la présence de la cible. La soustraction des signaux avec/sans cible permet donc, en principe, d'enlever la contribution de l'environnement autre que la cible. Cela ne supprime malheureusement pas les échos venant des trajets multiples passant par la cible et un objet/des objets dans l'environnement, et les échos de l'environnement bloqués par la cible. Ces échos sont cependant retardés par rapport à l'écho de la cible. Comme il n'y a aucun objet dans un rayon de 1.5 m autour de la cible sauf le support principalement en bois et en matière absorbante - qui a été volontairement choisi pour la mise en place du banc - ses retards sont supérieurs à 5 ns. Pour les supprimer, un fenêtrage temporel ("range gating") de -2 ns à +4 ns référencé à la position de la cible (à 0 ns) est utilisé.

Toujours en ce qui concerne la calibration du système, une calibration de mesure Radar est finalement effectuée pour d'une part corriger la déviation sur les fonctions de transfert des composants (le LNA et les antennes) récupérées dans le cahier des charges par rapport aux fonctions de transfert actuelles, et d'autre part pour tenir compte de la perte et du déphasage introduits par les connecteurs et les adaptateurs utilisés. Dans cette mesure, la cible est une sphère solide en métal de diamètre $D = 10$ cm, montée sur un support absorbant, présentée à la figure 3.4. La connaissance de la SER de la sphère permet donc de calibrer la puissance du signal reçu. En somme, la calibration du système révèle les défauts de l'instrument de mesure et de tous les composants de la chaîne de mesure, ainsi que le clutter du site de mesure. On récupère après cette calibration le signal utile de la cible.



FIGURE 3.4 – Photo du site de test avec la sphère.

Une mesure de caractérisation de la SER statique avec un fantôme est effectuée après l'étape de calibration. Cette mesure a pour objectif d'identifier les contributions principales dans la SER du fantôme, qui seront vraisemblablement aussi présentes dans la SER d'un humain et potentiellement utiles pour la mesure de rythme respiratoire humain. Pour cette raison, on utilise le fantôme du modèle simplifié d'un humain fait d'un diélectrique homogène dont la constante diélectrique et la conductivité valent respectivement $\epsilon_r = 41$ et $\sigma = 0.7$ S/m dans la plage de fréquence de test. Afin de fournir des arguments consistants à propos de la contribution des signaux rétrodiffusés du fantôme, vingt-cinq mesures ont été réalisées à des orientations différentes du fantôme sur la même position (à 2 m devant le Radar) avec un azimut allant de 0° à 360° et un pas de 15° .

Finalement, la manipulation avec un corps humain est effectuée. Treize mesures sont faites à des orientations différentes du sujet sur la même position (à 2 m devant le Radar) avec un azimut allant de 0° à 180° et avec un pas de 15° . Les données ont par ailleurs été enregistrées pour étudier l'extraction du rythme respiratoire et déterminer une ébauche de propriétés statistiques.

3.2.3 Résultats de mesure de la SER du corps humain

3.2.3.1 SER complexe de la sphère pour la calibration du système

La SER d'une sphère métallique en fonction de la fréquence est bien connue dans la littérature [64]. Présentée à la figure 3.5, elle manifeste un comportement oscillatoire à cause de l'interférence entre la composante de réflexion spéculaire et l'onde rampante. Cette dernière diminuant en amplitude lorsque la fréquence augmente, par conséquent l'effet d'interférence diminue quand la fréquence augmente. En effet, l'onde rampante vient de la propagation du courant sur la surface de la sphère, celle-ci re-rayonne vers le Radar après avoir parcouru la circonférence de la sphère [65]. Elle est donc déphasée et atténuée en fonction de la longueur électrique. Plus la fréquence est élevée, plus la longueur électrique est petite et plus l'atténuation est importante. De manière générale, on prend donc en compte l'onde rampante de premier ordre, c'est-à-dire celle dont la contribution provient d'un seul tour sur la circonférence de la sphère. On ignore les ondes rampantes d'ordre supérieur qui parcourent deux fois la circonférence ou plus parce qu'elles sont considérablement affaiblies par rapport à la première. Quand le rayon de la sphère (5 cm) est comparable avec la longueur d'onde dans le vide (3.75 cm à 8 GHz), l'atténuation de la composante de l'onde rampante est suffisamment petite pour que cette composante reste comparable à la composante due à la réflexion spéculaire. Pour cette raison on peut observer clairement la résonance de SER dans le domaine fréquentiel. La moyenne représente en conséquence la composante de réflexion spéculaire, qui se trouve valoir -21 dBm^2 . On peut aussi vérifier cette valeur par le calcul analytique, amenant au résultat suivant : $D^2/4 = 7.9 \times 10^{-3} \text{ m}^2$ (-21 dBm^2) (figure 3.6). La puissance de la composante de réflexion spéculaire sera une référence pour la calibration de la mesure de la SER complexe dans le domaine temporel.

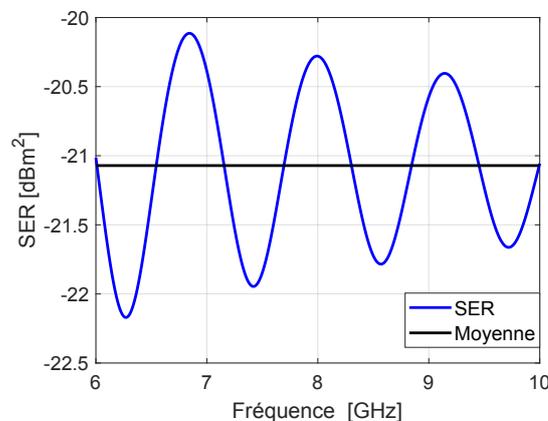


FIGURE 3.5 – SER de la sphère dans le domaine fréquentiel

La SER de la sphère est un exemple typique pour illustrer l'avantage de la SER complexe en comparaison de la SER classique. En effet, on peut considérer le cas d'un objet quelconque d'une taille comparable aux longueurs d'ondes. On suppose ensuite l'effet

multi-trajets dans la rétrodiffusion de cet objet en se limitant aux deux trajets principaux. Dans ce cas, on retrouve le modèle de la SER dans la zone de résonance. La moyenne de la SER, résultant de l'intégration de la SER dans le domaine fréquentiel, est fournie aux utilisateurs. Elle représente seulement le premier écho et cache une partie intéressante du mécanisme de propagation.

Une vérification de la SER complexe de la sphère extraite de la mesure avec celle issue du calcul analytique (impulsion modulée par la porte gaussienne) dans le domaine temporel est présentée dans la figure 3.6. Sur l'amplitude de la SER complexe, le pic le plus important de la mesure est calibré avec celui du calcul analytique pour être au même niveau. Effectivement un gain constant de 3 dB est soustrait dans la mesure. Cette différence de gain est attribuée à la différence entre le gain réel du LNA et des antennes avec la valeur calculée à partir des caractéristiques constructeur de ces éléments. Ceci-dit, la première étape de calibration est à elle seule insuffisante, la calibration de mesure Radar avec une cible de SER connue est nécessaire.

A partir des données de mesure, $S_{21}(f)$ (récupérées du VNA), la SER complexe, $SER_c(f)$ de la sphère est calculée par les équations 3.5 et 3.7. La transformation de Fourier inverse est ensuite effectuée sur la $SER_c(f)$ en appliquant une fenêtre spectrale gaussienne pour obtenir la SER complexe dans le domaine temporel, $SER_c(\tau)$, montrée dans l'équation 3.6. Pour simuler le fait qu'une impulsion gaussienne monocycle avec le paramètre de durée $T_p = 0.25$ ns (ou la durée 0.3 ns à -3 dB) est envoyée, la bande passante à -10 dB de la fenêtre spectrale gaussienne est choisie à 2.8 GHz centrée à f_c (figure 2.4). Cette impulsion est quatre fois plus courte dans le temps que l'impulsion modélisée dans la partie 2.2.2. D'ailleurs, en référençant la $SER_c(\tau)$ à la position de la cible $R = 2$ m (au centre de la cible), les signaux avec des retards négatifs représentent seulement le bruit de mesure, et ceux avec des retards positifs représentent l'écho du sujet. Finalement, le fenêtrage temporel ("range gating") de -2 ns à 4 ns est appliqué.

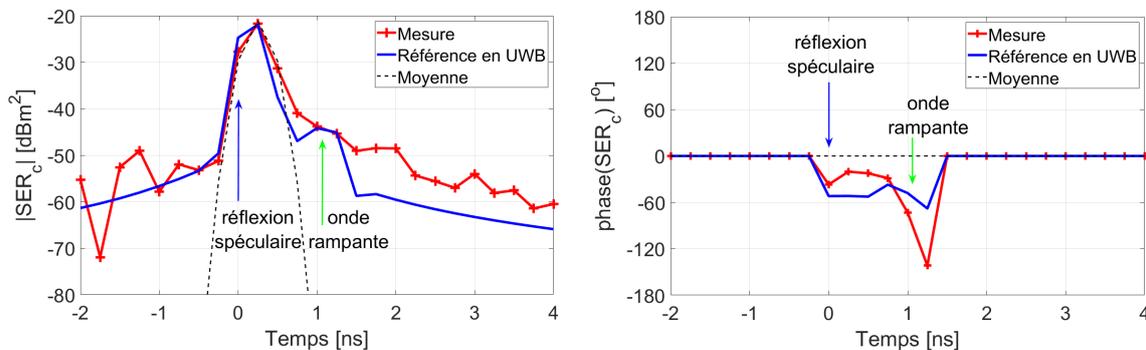


FIGURE 3.6 – SER complexe de la sphère dans le domaine temporel

La présentation de la SER complexe de la sphère dans le domaine temporel, présentée à la figure 3.6, met en évidence la présence de deux composantes issues de la propagation des ondes sur la sphère. La première composante représente la réflexion spéculaire. Comme discuté plus haut, la composante de la réflexion spéculaire correspond à la valeur analytique SER. Dans la mesure, la représentation de la SER analytique (-21 dBm²) dans le domaine temporel, portant la forme d'onde utilisée, se superposerait avec la composante de la réflexion spéculaire. L'observation sur la figure 3.6 confirme ce fait. La deuxième composante représente l'onde rampante car son retard par rapport à la première composante est de 1 ns, ce qui correspond au temps de propagation de l'onde autour du périmètre de la sphère $\delta\tau = \pi D/c = 1.05$ ns. La SER complexe de la mesure montre aussi la présence de bruits de mesure, étant ramené à environ -50 dB sur la SER. Ces bruits sont

dus au bruit blanc en entrée du VNA, à son propre bruit de mesure ainsi qu'au résidu du clutter (l'interaction entre la sphère et le support).

La phase de la SER complexe obtenue par la mesure ou par le calcul analytique sont semblables entre +0 ns et +1.25 ns. Hors de ce support temporel, le signal est faible devant le résidu du clutter et les bruits et n'est donc pas significatif. La phase est un paramètre important pour, d'une part mener à bien la modélisation de la SER d'un objet dans le domaine temporel par la transformation de Fourier inverse, et d'autre part fournir une signature supplémentaire en plus de l'amplitude à l'analyse du signal rétrodiffusé de l'objet.

3.2.3.2 SER complexe du fantôme de corps humain

La possibilité d'observer plusieurs composantes contribuant au signal rétrodiffusé d'un objet à l'aide de la SER complexe dans le domaine temporel est intéressante pour analyser les mécanismes de propagation sur le corps humain, qui seront potentiellement utiles pour la mesure du rythme respiratoire. Avant de réaliser la mesure de la SER complexe sur une personne, nous analysons le signal rétrodiffusé par un fantôme de corps humain. La mesure est faite pour des orientations différentes du fantôme, en programmant le positionneur pivotant en dessous de fantôme pour tourner de 0° - 360° avec un pas de 15° (figure 3.3).

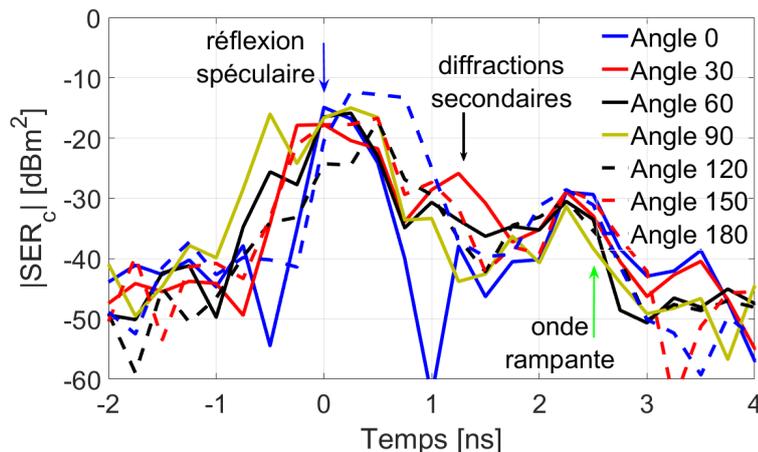


FIGURE 3.7 – SER du fantôme dans le domaine temporel

La SER du fantôme est présentée à la figure 3.7. On observe, sur l'ensemble des orientations, la présence de trois composantes principales. La première se trouve autour de 0 ns et est attribuée à la réflexion spéculaire sur le fantôme. Cette composante atteint la valeur minimale à l'orientation 90° . Sa puissance varie d'environ 10 dB en fonction de l'orientation. La deuxième composante se situe à environ 1.25 ns avec une puissance environ 15 dB inférieure à celle de la première composante. Elle est attribuée aux diffractions secondaires. Imaginons le fantôme comme un parallélépipède, la réflexion spéculaire vient de la face frontale du parallélépipède et les diffractions secondaires viennent des quatre bords frontaux, alors que si le fantôme est comme une sphère, les diffractions secondaires ne se produisent pas. Notre fantôme porte une forme entre un parallélépipède et une sphère, présentant des contours irréguliers principalement sur les côtés, ce qui est la raison des diffractions secondaires. La troisième composante se manifeste de manière stable et se trouve à 2.5 ns. Comme le temps de propagation autour de la taille du fantôme est 2.53 ns (pour parcourir 76 cm), cette composante est attribuée à l'onde

rampante sur la taille de fantôme. Elle subit une atténuation de 15 dB en puissance par rapport à la première composante et reste au même niveau de puissance que la deuxième composante. Les autres composantes, arrivant avant la réflexion spéculaire du fantôme (à 0 ns), ont des retards négatifs et sont attribuées aux diffractions sur les épaules. Le résultat de la SER du fantôme dans le domaine temporel est cohérent avec celui de la sphère et est une base solide pour modéliser la SER d'une personne réelle. On retrouvera ce type de modèle dans le signal rétrodiffusé par le corps humain réel.

3.2.3.3 SER complexe de corps humain réel

Dans cette partie on s'intéresse à la SER complexe d'un corps humain réel, avec pour objectif de vérifier la présence des trois composantes vues dans le cas du fantôme et aboutir à un modèle du signal rétrodiffusé par le corps humain.

La mesure de la SER complexe du corps humain est faite quand la personne est assise sur une chaise placée devant le Radar, son orientation variant de 0° à 180° avec un pas de 15° , où 0° signifiant que la personne est face au Radar et 180° signifiant que la personne est dos au Radar. Ces orientations sont assurées par le marqueur angulaire en bas de la chaise (figure 3.3). De ce fait, pour chaque orientation, il est demandé à la personne d'orienter son corps dans une direction en restant toujours sur la chaise. Cette manipulation est donc moins précise que la mesure avec le fantôme. Par conséquent, la mauvaise orientation et notamment le déplacement involontaire sur la chaise (modifiant la distance de la personne par rapport au Radar) doivent être pris en compte dans le post-traitement. Ce déplacement est en effet compensé grâce à la SER du fantôme à orientation équivalente.

Pour faciliter la visualisation des résultats, la figure 3.8 ne montre la SER complexe que pour 7 orientations. Les signaux antérieurs à 0 ns correspondent généralement à la rétrodiffusion par les bras, les épaules et les jambes et ne sont pas directement intéressantes en ce qui concerne la mesure du rythme respiratoire. Nous remarquons la présence des trois composantes principales sur la SER complexe du corps humain. La première se situe à 0 ns et correspond à la réflexion spéculaire sur le torse, la deuxième à 1-2 ns provient des diffractions secondaires sur les côtés du corps et la troisième à environ 2-3 ns correspond à l'onde rampante.

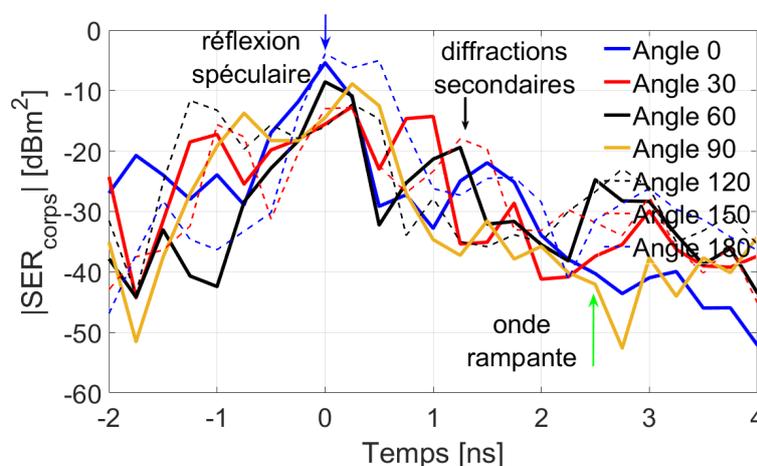


FIGURE 3.8 – SER d'une personne dans le domaine temporel

A partir de l'analyse de la SER complexe d'un corps humain dans le domaine temporel, le mécanisme de rétrodiffusion sur le corps humain est décrit dans la figure 3.9. Cette

description met en évidence le lien entre les trois composantes observées et la respiration vu que la propagation de ces composantes est liée aux zones de déplacement pendant la respiration (principalement la cage thoracique, l'abdomen et les côtes). Il est donc important de suivre leur évolution pour extraire la signature du rythme respiratoire. Cela conduit à l'étude de l'extraction du signal temporellement variable sur ces trois composantes.

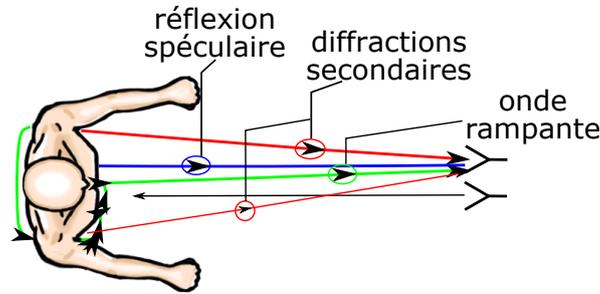


FIGURE 3.9 – Rétrodiffusion par corps humain

3.2.3.4 Extraction des composantes variant avec le rythme respiratoire

La SER de la respiration à l'acquisition k ($SER_{res,k}$) est ici définie par la variation de SER complexe du corps humain ($SER_{corps,k}$) par rapport à sa valeur moyenne calculée sur une durée d'observation T de 16 s. Comme chaque acquisition dure $t_{acq} = 0.15$ s, on dispose ainsi de 107 acquisitions pendant la durée d'observation T .

$$SER_{res,k}(\tau) = SER_{corps,k}(\tau) - \frac{t_{acq}}{T} \sum_{i=1}^{T/t_{acq}} SER_{corps,i}(\tau) \quad (3.8)$$

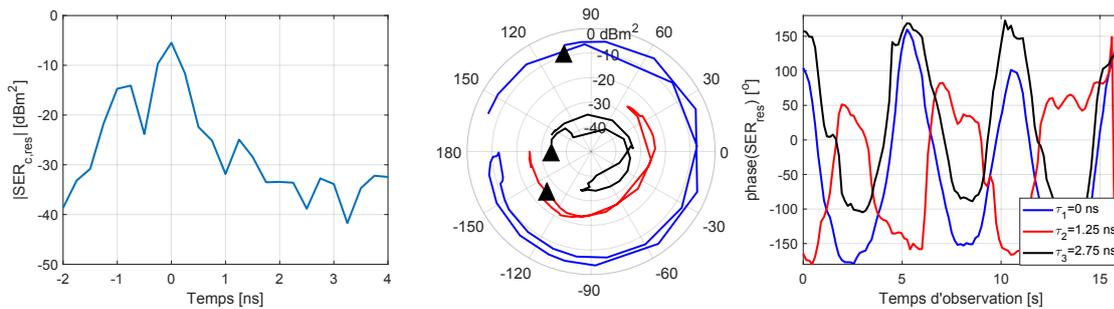


FIGURE 3.10 – SER de la respiration à l'orientation 0° : l'amplitude de $SER_{res,k}$ à une mesure k (à gauche), l'évolution de l'amplitude et de la phase sur les trois composantes principales de 0-5.4 secondes commençant par le marqueur triangle (au centre), et l'évolution de la phase de 0-16 secondes (à droite).

On observe sur les figures 3.10, 3.11 et 3.12 l'extrait des trois composantes autour de 0 ns, 1 ns et 2 ns quand la personne est à l'orientation 0° , 90° et 180° . Les retards spécifiques à chaque orientation sont choisis pour donner la meilleure représentation du rythme respiratoire sous trois critiques. La première repose sur le modèle du signal rétrodiffusé de la personne qui se compose de trois composantes principales arrivant à environ 0 ns, 1-2 ns et 2-3 ns. La deuxième repose sur la stabilité, sur l'amplitude de SER de la respiration et l'oscillation de la phase au cours du temps qui correspondent au mouvement

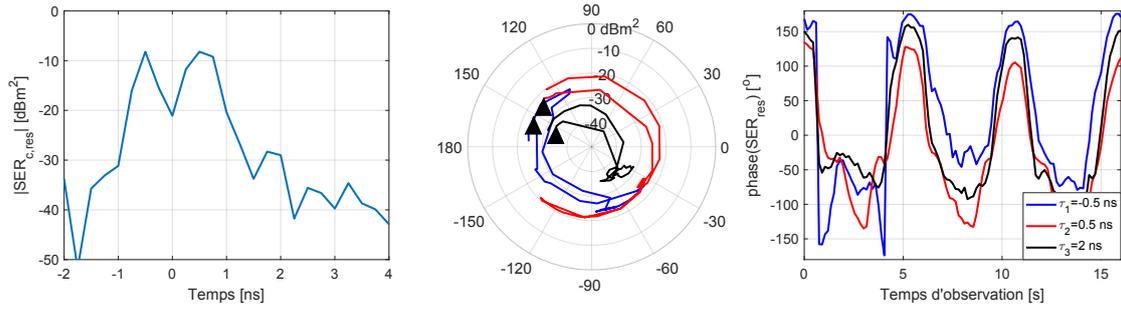


FIGURE 3.11 – SER de la respiration à l'orientation 90° , de même description de la figure 3.10.

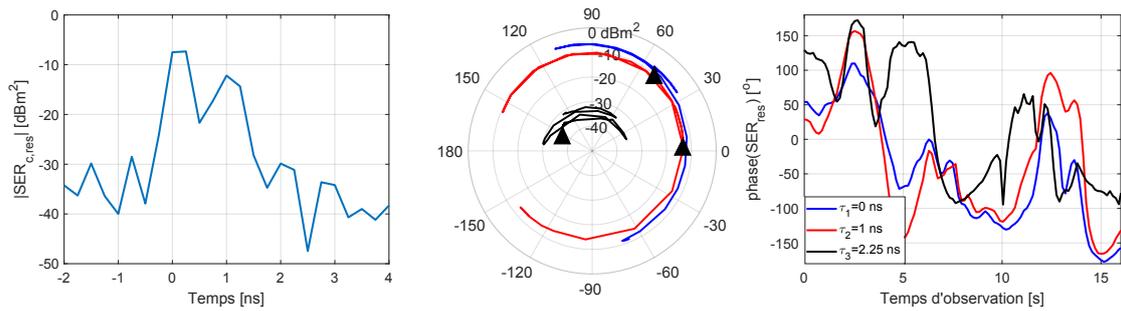


FIGURE 3.12 – SER de la respiration à l'orientation 180° , de même description de la figure 3.10.

évolutif de la cage thoracique. La troisième repose sur la durée de l'impulsion émise T_p définit par le fenêtrage spectral appliqué dans le post-traitement, qui est en l'occurrence 0.25 ns dans le test, mais 1 ns dans nos applications. Par conséquent, il est plus pertinent d'observer les variations temporelles à deux instants espacés de plus de T_p pour enlever la corrélation due à la forme d'onde. Pour que les résultats soient exploitables aussi dans nos applications, on choisit des retards espacés d'au moins 1 ns.

Le rythme respiratoire est interprété ensuite directement sur la phase de la SER. A ces trois orientations typiques, les phases retrouvent approximativement les positions initiales après 5.4 secondes (sur l'évolution polaire de phase). On observe environ 3 cycles en 16 secondes (sur l'évolution linéaire de phase). Le rythme respiratoire approximatif est par conséquent 5.4 secondes par cycle ou encore 11 cycles respiratoires par minute. Comme le déphasage est d'environ 270° , le déplacement de la cage thoracique est d'environ 14 millimètres (parce qu'un déplacement de 1 millimètre implique un changement de phase de 19° à 8 GHz).

Au niveau du système, ce sont les amplitudes des différentes composantes qui importent. Elles se trouvent à environ -10 dBm^2 , -25 dBm^2 et -35 dBm^2 sur l'orientation 0° (figure 3.10). Ces niveaux d'amplitude changent en fonction de l'orientation de la personne, comme présenté dans les figures 3.11 et 3.12. Il est intéressant maintenant de construire un modèle de SER de la respiration à toutes les orientations, ce qui fera l'objet de la partie suivante.

3.2.4 Modèle de SER de la respiration humaine

A partir des observations sur la SER de la respiration à des orientations différentes, nous proposons un modèle de SER de la respiration à diverses orientations. Pour être utilisable pour le Radar IR-UWB, le modèle est construit dans le domaine temporel. Il consiste à dire qu'il y a trois composantes principales dans le signal rétrodiffusé du corps

humain portant le rythme respiratoire. Ces trois composantes portent une stabilité sur l'amplitude du signal et l'oscillation de la phase du signal, ceux-ci viennent du déplacement de la cage thoracique et l'abdomen pendant la respiration. Par conséquent, en ce qui concerne le système, seulement les amplitudes et les retards de ces composantes importent, en sachant que l'oscillation des phases est périodique. Ce modèle est présenté à la figure 3.13.

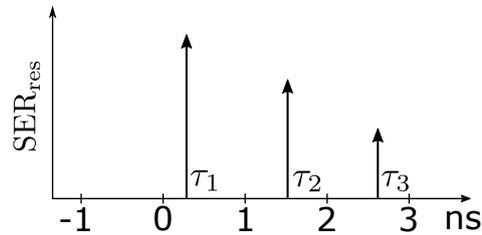


FIGURE 3.13 – Modèle de SER de la respiration pour le Radar IR-UWB.

Les retards de ces trois composantes en fonction de l'orientation de la personne sont notés dans le tableau 3.2. Globalement, les retards se trouvent autour de 0 ns, 1 ns et 2 ns avec une variation de 0.6-0.8 ns en fonction de l'orientation.

Orientation	τ_1 ns	τ_2 ns	τ_3 ns
0°	0	1.25	2.75
15°	-0.25	1.5	2.75
30°	0	1.75	2.5
45°	-0.25	1.75	2.5
60°	-0.25	1.25	2
75°	-0.75	0.5	1.5
90°	-0.5	0.5	2
105°	0.5	1	2.25
120°	-0.25	1	2.25
135°	0	1	2.25
150°	0	1	2.25
165°	0	1	2.5
180°	0	1	2.25
Globale	0.13 ± 0.68	1.12 ± 0.63	2.28 ± 0.78

TABEAU 3.2 – Retards relatifs des composantes principales dans la SER de la respiration humaine par rapport à la position du sujet.

Les amplitudes de ces trois composantes de la SER de la respiration en fonction de l'orientation du sujet sont montrées à la figure 3.14. L'amplitude de ces trois composantes varie de -19 dBm^2 à -7 dBm^2 sur la première composante, -31 dBm^2 à -10 dBm^2 sur la deuxième composante, se stabilise à environ -35 dBm^2 sur la troisième composante. On constate que la SER de la respiration sur la première composante n'est pas toujours la plus forte pour toutes les orientations.

Au niveau du système, après la réception du signal rétrodiffusé du corps humain, le Radar peut choisir la composante la plus forte entre la première composante et la deuxième composante pour avoir un meilleur rapport SNR permettant une meilleure détection de la respiration et estimation de rythme respiratoire. Une sélection de la deuxième composante au lieu de la première composante à l'orientation 75° et à 135° augmente la

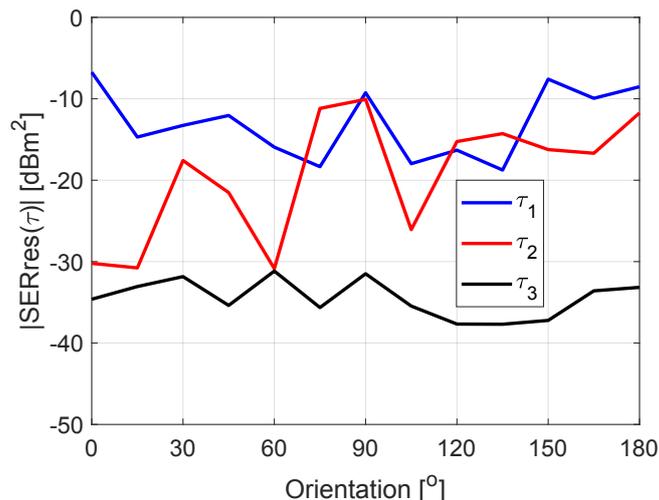


FIGURE 3.14 – Amplitudes des composantes principales dans la SER de la respiration humaine en fonction de l’orientation du sujet

SER de -18 dBm^2 à -11 dBm^2 , et -19 dBm^2 à -14 dBm^2 offrant 7 dB et 5 dB de rendement sur le rapport SNR, respectivement, ce qui est considérable. Pour le faire, le Radar doit disposer d’un réglage temporel de 1 ns, étant l’espacement approximatif entre la première composante et la deuxième composante. Des techniques de traitement plus élaborées peuvent être aussi appliquées pour exploiter simultanément toutes les composantes principales mais ce n’est pas le sujet de l’étape de modélisation. A ce stade, on conclut que grâce à une sélection sur la composante la plus significative parmi ces trois composantes, la SER de la respiration varie de -18 dBm^2 à -7 dBm^2 sur toutes les orientations du sujet, au lieu de -19 dBm^2 à -7 dBm^2 si la sélection est sur la composante qui arrive la première. Cela rapporte 1 dB de rendement global du SNR au niveau du système.

3.3 Estimation de l’angle d’arrivée avec un réseau d’antennes non-uniforme

Une bonne estimation de l’angle d’arrivée (AOA) des obstacles pour les malvoyants dans le contexte de Radar IR-UWB doit avoir une précision de l’ordre du degré. Comme montré à la figure 3.15, une précision de $1\text{-}6^\circ$ se traduit par la précision de « cross-range » de 9-53 cm à la portée de 5 m de Radar, ce qui est considéré, en combinant avec la résolution de distance de marche de 15 cm par la technologie IR-UWB, suffisamment acceptable pour les malvoyants. En plus, cette précision est comparable avec celles des technologies LiDAR, caméra, ultrason [66].

L’étude sur le réseau d’antennes dans la partie 2.3 a conclu qu’un réseau d’antennes linéaire non-uniforme de 3 éléments permet d’atteindre la précision suffisante à un SNR de 15-20 dB. De plus, parmi les réseaux d’antennes linéaires, un tel réseau offre de surcroît l’avantage d’être compact, flexible et demande le moins d’antennes pour arriver à la précision demandée. Cependant, les traitements sophistiqués sont nécessaires pour atteindre la précision demandée en combinant les signaux reçus des antennes réceptrices et en résolvant le problème d’ambiguïté parce que dans les réseaux d’antennes linéaires non-uniformes les espacements entre des antennes sont supérieurs à $\lambda/2$. Pour résoudre ces deux problèmes à la fois, nous optons pour une approche directe basée sur la relation

des phases des signaux reçus comme dans le réseau d'antennes de 2 éléments (équation 2.21). Cette étude de l'extension algorithmique est cohérente avec l'approche système comme l'idée initiale est d'exploiter l'estimation de l'AOA avec un réseau à minimum d'antennes (i.e. 2 antennes) mais la précision nécessaire demande au moins 3 antennes. C'est pourquoi nous nous proposons dans cette étude d'examiner le problème de résolution d'ambiguïté sous différentes configurations du réseau d'antennes, afin d'offrir du choix lors de la conception du Radar.

3.3.1 Principe de l'estimation d'AOA en Radar IR-UWB

Dans un premier temps, la méthode proposée pour l'estimation d'AOA en IR-UWB est de discriminer les signaux rétrodiffusés par les obstacles différents avec une résolution temporelle d'environ $\Delta\tau = 1$ ns (pour une bande passante 1 GHz). Cela permet de séparer les échos issus des trajets dont la différence de marche dépasse 30 cm. Dans un second temps, une estimation de l'AOA prenant en compte l'ambiguïté de phase sera appliquée sur le signal rétrodiffusé d'un seul obstacle.

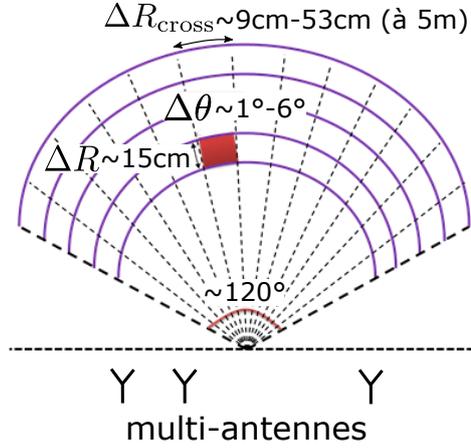


FIGURE 3.15 – Vue en face de Radar.

La figure 3.15 représente une vue en deux dimensions devant le Radar schématisant l'usage de la résolution temporelle ou de distance en IR-UWB et la résolution angulaire de l'estimation d'AOA. Avec la méthode proposée, on remarque qu'il est possible de mesurer l'AOA de plusieurs obstacles, mais seulement quand leurs échos sont séparables en temps. Autrement dit, cela est faisable si ces obstacles sont sur des « cases distances » différentes. Pour la suite, nous travaillons uniquement sur l'estimation d'AOA d'un seul signal reçu et sur l'ambiguïté de phase.

3.3.2 Modèle du signal reçu pour un réseau de trois éléments antennaires

Le signal rétrodiffusé arrivant sur l'antenne RX $_i$ ($i=0,1$ ou 2) à l'instant t_o peut s'écrire :

$$r_i(t_o) = A_i p(t_o - \tau_i) \exp[-j2\pi f_c(t_o - \tau_i)] + n_{1i} + j n_{Q_i} \quad (3.9)$$

où τ_i est le retard par rapport au signal émis $s(t) = p(t) \exp(-2\pi f_c t)$, A_i est l'amplitude, $n_{1i} + j n_{Q_i}$ est le bruit sous forme complexe en entrée. Nous supposons que le bruit suit le modèle du bruit blanc gaussien $n_{1i}, n_{Q_i} \equiv N\left(0, \sqrt{\frac{P_N}{2}}\right)$.

Ce modèle met en évidence trois aspects importants du signal reçu. Le premier réside dans l'amplitude et le retard du signal $A_i p(t_o - \tau_i)$, qui diffère peu pour les trois antennes car la différence des longueurs du trajet de l'obstacle à chaque antenne est petite devant les longueurs du trajet elles-mêmes et la différence des temps de trajet est petite devant la durée de l'impulsion. Le deuxième point porte sur le bruit, qui cause une erreur aléatoire dans l'estimation d'AOA. Enfin le troisième aspect représente la phase du signal utile $\Phi_i = 2\pi f_c(t_o - \tau_i)$, étant l'objet de l'estimation de l'AOA. On peut exprimer les phases relatives en fonction de l'angle d'arrivée :

$$\begin{aligned}\Phi_1 &= \Phi_0 + 2\pi \frac{d_{A10}}{\lambda} \sin \theta \\ \Phi_2 &= \Phi_0 + 2\pi \frac{d_{A20}}{\lambda} \sin \theta\end{aligned}\quad (3.10)$$

où d_{A10} et d_{A20} sont les espacements entre les antennes RX0-RX1, et les antennes RX0-RX2, respectivement.

D'après l'étude de l'état de l'art dans la section 2.3, l'estimation d'AOA se basant sur l'amplitude et le retard du signal reçu, $A_i p(t_o - \tau_i)$, est significativement moins précise que celle effectuée en exploitant la phase, Φ_i . Pour cette raison, nous ignorons provisoirement la variabilité sur l'amplitude du signal, et nous supposons donc $A_i p(t_o - \tau_i) = \sqrt{P_r}$ (une constante) sur toutes les antennes réceptrices.

On arrive à écrire le modèle simplifié des signaux reçus pour l'estimation d'AOA :

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp(-j\Phi_0) \\ \exp(-j\Phi_1) \\ \exp(-j\Phi_2) \end{bmatrix} \sqrt{P_r} + \begin{bmatrix} n_{10} + j n_{Q0} \\ n_{11} + j n_{Q1} \\ n_{12} + j n_{Q2} \end{bmatrix}\quad (3.11)$$

A partir des équations 3.10 et 3.11, l'AOA peut être calculé directement à partir de la différence de phase des signaux utiles $\Phi_1 - \Phi_0$ ou $\Phi_2 - \Phi_0$, après la correction d'ambiguïté (ce problème sera étudié dans la partie 3.3.4). Nous écrivons le calcul dans le cas où $d_{A10} = \lambda/2$ et $d_{A20} = 2\lambda$ donc il n'y a pas d'ambiguïté sur la différence de phase $\Phi_{10} = \Phi_1 - \Phi_0$:

$$\sin \theta = \frac{\lambda \Phi_{10}}{2\pi d_{A10}} = \frac{\Phi_{10}}{\pi}\quad (3.12)$$

On peut aisément séparer le problème d'estimation d'AOA sur le réseau d'antennes non-uniforme en deux sous-problèmes séparément traitables. Le premier concerne l'estimation de différence de phase du signal reçu pour effectuer le calcul de l'angle d'arrivée dans l'équation 3.12. Le deuxième concerne la correction d'ambiguïté sur la différence de phase par exemple la Φ_{20} qui offre une meilleure précision de l'estimation d'AOA. Nous traiterons ces deux sous-problèmes indépendamment dans les deux parties suivantes.

3.3.3 Estimation de Phase/AOA

Dans cette partie, on traite la paire d'antennes RX0-RX1 avec l'hypothèse que l'espacement entre elles est $d_{A10} = \lambda/2$, en laissant de côté le problème d'ambiguïté.

A partir de la relation entre la différence de phase et l'AOA dans l'équation 3.12, nous proposons l'estimation Phase/AOA qui consiste à estimer la phase des signaux reçus et ensuite calculer l'AOA à partir de la différence de phases estimées.

Comme le bruit dans le signal reçu résulte d'un processus aléatoire et affecte directement la phase estimée, cette dernière est de toute façon en partie aléatoire. Par conséquent la différence de phases estimée et l'AOA estimé sont ainsi des quantités aléatoires.

On peut donc établir une statistique de l'AOA estimé, $\hat{\theta}$, et la différence de phases estimée, $\widehat{\Phi}_{10}$, à partir de la statistique sur les estimations de phase, $\widehat{\Phi}_1$ et $\widehat{\Phi}_0$.

$$\begin{aligned} E[\hat{\theta}] &= \arcsin\left(\frac{E[\widehat{\Phi}_1] - E[\widehat{\Phi}_0]}{\pi}\right) \\ \sigma_{\hat{\theta}} &= \frac{\sigma_{\widehat{\Phi}_1 - \widehat{\Phi}_0}}{\pi \cos\theta} \end{aligned} \quad (3.13)$$

où $E[\]$ et σ représentent l'espérance et l'écart type de l'estimation, respectivement.

L'équation 3.13 ramène donc le problème d'estimation de l'AOA dans le cas sans ambiguïté à un problème classique de l'estimation de phase du signal, d'où l'expression "estimation Phase/AOA". Sans perte de généralité, on étudie par la suite l'estimation de phase $\widehat{\Phi}_0$ concernant le signal $r_0(t_o) = \exp(-j2\pi\Phi_0)\sqrt{P_r} + n_{I0} + j n_{Q0}$:

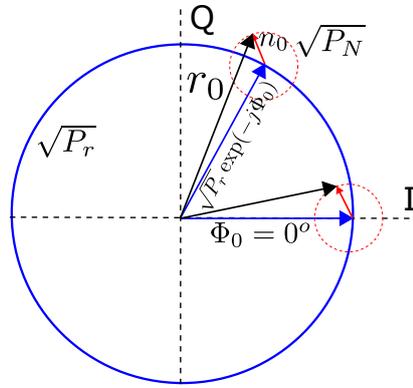


FIGURE 3.16 – Décomposition du signal reçu en signal utile et bruit.

Pour analyser l'impact de bruit sur la phase du signal reçu, nous présentons dans la figure 3.16 (le repère IQ), le signal reçu décomposé en signal utile et bruit. Sur ce repère, le signal utile est représenté par un vecteur bleu faisant l'angle Φ_0 avec l'axe horizontal, le bruit étant représenté par un vecteur aléatoire rouge (le cercle en pointillé a comme rayon l'écart type du bruit). La phase du signal reçu est représentée par le vecteur noir. On constate que quelle que soit la phase du signal utile, l'impact du bruit sur celle-ci ne change pas. Cela permet de ramener le problème d'estimation de phase à un cas simple où la phase du signal utile est $\Phi_0 = 0$, ce qui simplifie l'expression du signal reçu $r_0(t_o) = \sqrt{P_r} + n_{I0} + j n_{Q0}$. Dans ce cas, sa phase peut s'écrire :

$$\text{phase}(r_0) = \arctan\left(\frac{n_{Q0}}{\sqrt{P_r} + n_{I0}}\right) \quad (3.14)$$

On peut déduire sans difficulté l'estimation de phase du signal utile qui est alors la phase du signal reçu. L'analyse sur la statistique de l'estimation de phase est proposée ci-dessous. En se plaçant dans un cas simplifié, on peut approcher $\arctan\left(\frac{n_{Q0}}{\sqrt{P_r} + n_{I0}}\right)$ par $\frac{n_{Q0}}{\sqrt{P_r} + n_{I0}}$ parce qu'on est dans un contexte où le bruit est petit devant le signal utile.

$$\widehat{\Phi}_0|_{\Phi_0=0} = \arctan\frac{n_{Q0}}{\sqrt{P_r} + n_{I0}} \approx \frac{n_{Q0}}{\sqrt{P_r} + n_{I0}} \quad (3.15)$$

Les calculs de l'espérance et de la variance de la phase estimée $\widehat{\Phi}_0$ sont faits à l'aide du développement en série de Taylor d'un rapport de deux variables aléatoires :

$$E[\widehat{\Phi}_0]_{\Phi_0=0} = E\left[\frac{n_{Q0}}{\sqrt{P_r} + n_{I0}}\right] \approx \frac{E[n_{Q0}]}{E[\sqrt{P_r} + n_{I0}]} = 0 \quad (3.16)$$

$$\sigma_{\widehat{\Phi}_0}^2|_{\Phi_0=0} = \sigma^2\left[\frac{n_{Q0}}{\sqrt{P_r} + n_{I0}}\right] \approx \frac{\sigma^2[n_{Q0}]}{E^2[\sqrt{P_r} + n_{I0}]} + \frac{4\sigma^4[\sqrt{P_r} + n_{I0}]}{E^6[\sqrt{P_r} + n_{I0}]} \approx \frac{P_N}{2P_r} + \left(\frac{P_N}{P_r}\right)^2 \quad (3.17)$$

Pour conclure sur l'estimation de phase quelle que soit la phase du signal utile, on peut généraliser les équations 3.16 et 3.17 par :

$$E[\widehat{\Phi}_0] = \Phi_0 \quad (3.18)$$

$$\sigma_{\widehat{\Phi}_0}^2 \approx \frac{P_N}{2P_r} + \left(\frac{P_N}{P_r}\right)^2 = \frac{1}{2\text{SNR}} + \frac{1}{\text{SNR}^2} \quad (3.19)$$

On peut conclure à ce stade que l'estimateur de phase du signal reçu est non biaisé. Cela permet d'établir une comparaison cohérente avec la précision théorique calculée de la borne CRB (section 2.3).

L'estimation de phase du signal r_1 et r_2 est tout à fait identique à celle du signal r_0 . Par conséquent, la différence des phases estimées sur la paire r_0 et r_1 suit la même distribution statistique. La figure 3.17 présente l'écart type de l'estimation de phase de l'équation 3.19 (analytique) en comparaison avec celui extrait d'une simulation statistique et celui de la borne Cramér-Rao, $\frac{1}{2\sqrt{\text{SNR}}}$. Nous constatons qu'avec un fort SNR 15-20dB, l'écart type de l'équation 3.19 approche la simulation et la borne Cramér-Rao, cela confirme que les approximations sont acceptables.

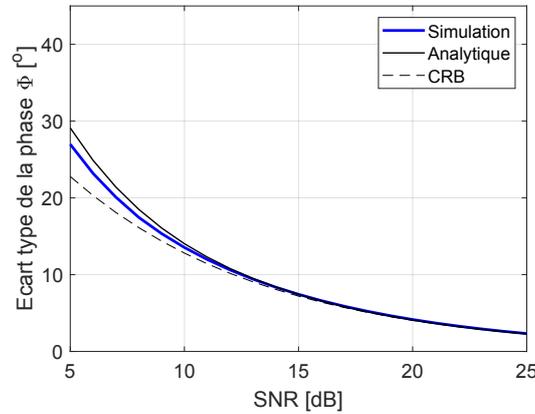


FIGURE 3.17 – Écart type de l'estimation de phase.

On remarque que la phase $\widehat{\Phi}_{10} = \widehat{\Phi}_1 - \widehat{\Phi}_0$ est une variable aléatoire issue d'une estimation non biaisée $E[\widehat{\Phi}_{10}] = \Phi_{10}$ avec la variance $\sigma_{\widehat{\Phi}_{10}}^2 = \sigma_{\widehat{\Phi}_1 - \widehat{\Phi}_0}^2 = 2\sigma_{\widehat{\Phi}_0}^2$.

Revenons au problème initial de l'estimation d'AOA décrite dans l'équation 3.13, pour faire quelques remarques. Tout d'abord, il s'agit d'une estimation non biaisée. L'écart type de l'AOA estimé peut s'écrire :

$$\sigma_{\hat{\theta}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\text{SNR}} + \frac{2}{\text{SNR}^2}}}{\pi \cos \theta} \quad (3.20)$$

A ce stade, nous nous intéressons à comparer l'écart type entre l'estimation Phase/AOA dans l'équation 3.20 et la borne de Cramér-Rao dans l'équation 2.24. La seule différence

réside sur le terme de bruit de deuxième ordre, $\frac{2}{\text{SNR}^2}$. Pour cela, on peut conclure que l'écart type de l'estimation Phase/AOA atteint celui de la borne de Cramér-Rao. Plus précisément, au dessus d'un SNR de 20 dB, l'approximation est bonne dans une tolérance de dégradation de 1% sur l'écart type.

La figure 3.18 présente le résultat d'estimation de Phase/AOA pour le réseau d'antennes $[0 \ 0.5\lambda]$ (à gauche) et $[0 \ 2\lambda]$ (à droite). Sur le réseau d'antennes non ambigu $[0 \ 0.5\lambda]$, on retrouve par simulation la forme de l'écart type donnée par la théorie, à l'exception des angles au-delà d'environ 60° . Cela est interprété par l'ambiguïté sur l'estimation de phase uniquement à cause du bruit quand la différence de phase est à $\Phi = -\pi$ et π correspondant à $\theta = -\pi/2$ et $\pi/2$, respectivement (l'équation 3.12, $\sin \theta = \frac{\Phi_{10}}{\pi}$). En effet, parce qu'on définit la borne de la phase sur $\Phi \in [-\pi, \pi]$, il y a une forte probabilité que la phase du signal utile étant près de $-\pi$ après l'addition du bruit saute aux alentours de π et inversement. Cet effet diminue à un fort SNR ou quand l'espacement entre des antennes augmente car la déviation de la phase est divisée par l'espacement entre antennes dans l'équation 3.12.

Sur le réseau d'antennes ambigu $[0 \ 2\lambda]$, cinq zones d'ambiguïté se sont présentées et la borne de bonne estimation est limitée à $[-15^\circ; 15^\circ]$. L'ambiguïté de l'AOA doit être impérativement prise en compte quand l'espacement entre deux antennes est supérieur à $\lambda/2$.

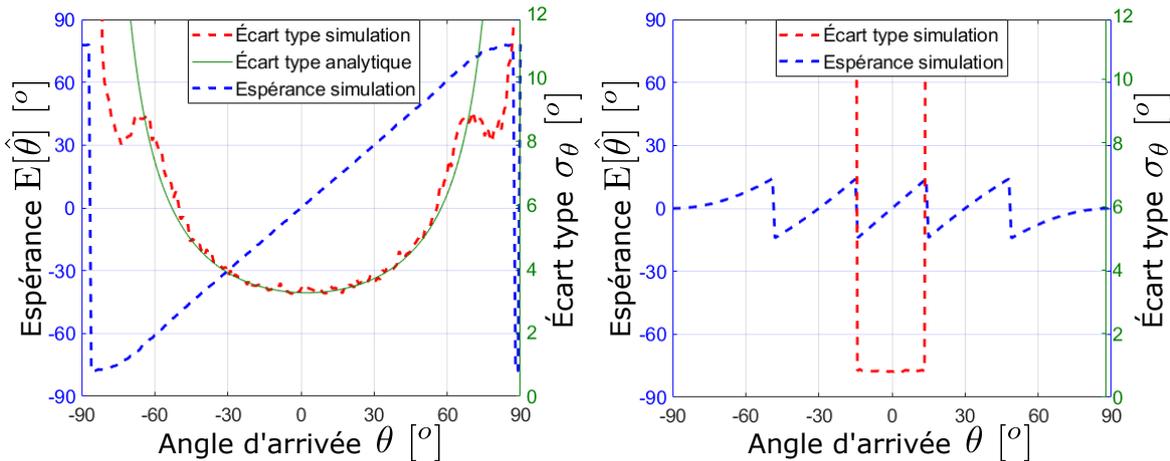


FIGURE 3.18 – Estimation d'AOA sur la paire d'antennes $[0 \ 0.5\lambda]$ (à gauche) et $[0 \ 2\lambda]$ (à droite).

3.3.4 Estimation conjointe Phase/AOA

L'ambiguïté de phase de la paire d'antennes RX0-RX2 doit être résolue pour exploiter les données de l'antenne RX2. En sachant qu'une paire d'antennes plus espacées donne une précision plus grande, la correction d'ambiguïté est nécessaire pour améliorer la précision de mesure de l'AOA. Nous proposons d'utiliser l'information de la différence de phase non ambiguë (de la paire d'antennes RX0-RX1) pour corriger la différence de phase ambiguë (de la paire d'antennes RX0-RX2). Nous étendrons cette technique plus loin pour corriger l'ambiguïté du réseau d'antennes de 3 éléments avec des espacements quelconques, autrement dit quand l'ambiguïté de phase se présente pour toutes les paires d'antennes.

Nous traitons dans un premier temps un cas concret de mise en oeuvre de la correction d'ambiguïté, pour lequel l'espacement entre les antennes RX0-RX1 est $\lambda/2$ et l'espacement entre les antennes RX0-RX2 est 2λ . Tout d'abord, à partir des équations 3.18 et

3.19, on peut écrire les différences des phases estimées comme des variables aléatoires :

$$\begin{aligned}\widehat{\Phi}_{10} &= \Phi_{10} + n_{P10} \\ \widehat{\Phi}_{20} &= \Phi_{20} + n_{P20}\end{aligned}\quad (3.21)$$

où n_{P10} et n_{P20} représentent la déviation sur la différence des phases, dont l'écart type dépend seulement du SNR comme il a été exposé ci-dessus (l'écart type de la différence de phase est $\sqrt{2}$ fois l'écart type de la phase). Après une vérification sur l'histogramme de la déviation de phase et pour simplifier les calculs qui suivent, nous approximons la statistique de la déviation de phase par une variable aléatoire suivant la loi normale $n_{P10}, n_{P20} \equiv N(0^o, \sigma_{\widehat{\Phi}_{10}}^2)$. Prenons une situation de SNR moins favorable (i.e. SNR = 15 dB), l'écart type des bruits n_{P10} et n_{P20} vaut $7.3\sqrt{2} = 10.3^o$.

Pour formuler le problème d'ambiguïté sur la différence de phase Φ_{20} entre la paire d'antennes RX0-RX2, on définit la différence de phase calibrée Φ_{c20} :

$$\Phi_{c20} = \Phi_{20} + k_2 2\pi \text{ avec } k_2 \in \mathbb{Z} \text{ et } |k_2| \leq \frac{d_{A20}}{\lambda} = 2 \quad (3.22)$$

La borne sur k_2 vient du fait que la différence de phase calibrée $\Phi_{c20} = 2\pi \frac{d_{A20}}{\lambda} \sin\theta$, alors que $\sin\theta$ est borné dans $[-1; 1]$, Φ_{c20} est borné dans $[-2\pi \frac{d_{A20}}{\lambda}; 2\pi \frac{d_{A20}}{\lambda}]$. Cela permet de définir la borne sur k_2 dans l'équation 3.22.

Nous connaissons auparavant comment estimer la phase Φ_{20} , par conséquent la correction d'ambiguïté sur Φ_{c20} se ramène au problème de l'estimation de k_2 , qui est donc appelé facteur d'ambiguïté.

Nous réécrivons la relation entre la différence de phase Φ_{10} et θ de l'équation 3.12 avec la participation de la différence de phase calibrée Φ_{c20} :

$$\begin{aligned}\sin\theta &= \frac{\lambda\Phi_{10}}{2\pi d_{A10}} = \frac{\Phi_{10}}{\pi} \\ &= \frac{\lambda\Phi_{c20}}{2\pi d_{A20}} = \frac{\Phi_{c20}}{4\pi}\end{aligned}\quad (3.23)$$

A partir de l'équation 3.22 et 3.23, le facteur d'ambiguïté k_2 peut être déduit :

$$k_2 = \frac{4\widehat{\Phi}_{10} - \widehat{\Phi}_{20}}{2\pi} \quad (3.24)$$

A ce stade, on peut proposer sans difficulté une estimation du facteur d'ambiguïté à partir de la différence de phase estimée $\widehat{\Phi}_{10}$ et $\widehat{\Phi}_{20}$ caractérisée auparavant. Il s'agit d'une estimation d'un entier avec la condition particulière notée dans l'équation 3.22 :

$$\widehat{k}_2 = \left[\frac{4\widehat{\Phi}_{10} - \widehat{\Phi}_{20}}{2\pi} \right] \quad (3.25)$$

où $[]$ signifie l'arrondi à l'entier le plus proche.

Comme il s'agit d'une estimation d'un entier, son résultat est que soit le facteur d'ambiguïté est bien estimé $\widehat{k}_2 = k_2$, soit il tombe sur l'une des valeurs entières des deux côtés de k_2 . On cherche ensuite la probabilité de la mauvaise estimation :

$$\begin{aligned}\Pr(\widehat{k}_2 \neq k_2) &= \Pr\left(\left[\frac{4\widehat{\Phi}_{10} - \widehat{\Phi}_{20}}{2\pi}\right] \neq k_2\right) = 1 - \Pr\left(k_2 - 0.5 < \left[\frac{4\widehat{\Phi}_{10} - \widehat{\Phi}_{20}}{2\pi}\right] < k_2 + 0.5\right) \\ &= 1 - \Pr\left(-\pi < 4n_{P10} - n_{P20} < \pi\right)\end{aligned}\quad (3.26)$$

Cela conduit à la probabilité de mauvaise estimation de $\Pr(\widehat{k}_2 \neq k_2) = 2e^{-5}$ dans un cas particulier de SNR = 15 dB. Ce taux est suffisamment petit pour considérer que l'estimation d'ambiguïté est parfaite vis-à-vis des applications grands publics.

On remarque que dans cette estimation, la probabilité de mauvaise estimation dépend de deux facteurs, la déviation sur la différence des phases (l'équation 3.21) et les espacements entre deux antennes (l'équation 3.23). La déviation sur la différence de phase est liée au SNR du signal (la déviation de la phase est présentée à la figure 3.17) et est considérablement petit devant 180° même avec une dégradation de 3 dB sur SNR ($7.3\sqrt{2} = 10.3^\circ$ à SNR = 15 dB et $10.3\sqrt{2} = 14.6^\circ$ à SNR = 12 dB). Par conséquent, les espacements entre des antennes décident principalement la qualité de la résolution d'ambiguïté.

Une fois le facteur d'ambiguïté estimé, on peut corriger la différence de phase $\widehat{\Phi}_{c20} = \widehat{\Phi}_{20} + \widehat{k}_2 2\pi$. L'estimation d'AOA à partir de l'équation 3.23 sur $\widehat{\Phi}_{c20}$ est ensuite présentée dans la figure 3.19. On remarque la même allure sur l'espérance et l'écart type de l'AOA estimé que l'estimation sur $\widehat{\Phi}_{10}$ (de la paire $[0, 0.5\lambda]$) de la figure 3.18 (à gauche) mais avec un écart type 4 fois plus petit. En plus, l'effet de mauvaise estimation à deux bords apparaît seulement à $[-90^\circ; -80^\circ]$ et $[80^\circ; 90^\circ]$, élargissant la zone de bonne estimation. Enfin, par rapport à l'estimation $\widehat{\Phi}_{20}$ sans la correction d'ambiguïté (figure 3.18 à droite), les zones d'ambiguïté sont disparues.

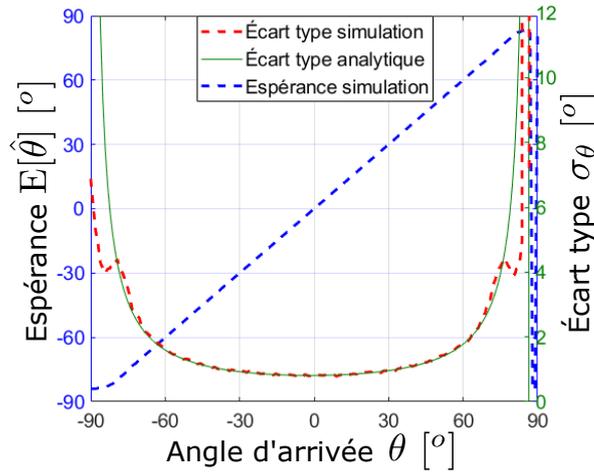


FIGURE 3.19 – Estimation d'AOA sur la paire d'antennes $[0, 2\lambda]$ après la correction d'ambiguïté.

L'idée de cette solution dans le cas particulier où les espacements entre les antennes sont $\lambda/2$ et 2λ est d'utiliser l'information de phase de la paire d'antennes avec l'espacement $\lambda/2$ étant non ambiguë mais peu précise, pour corriger l'information de phase de la paire d'antennes avec l'espacement 2λ étant ambiguë mais plus précise. On peut adopter cette idée sur un réseau d'antennes possédant un espacement de moins de $\lambda/2$ ou un autre espacement quelconque, en respectant l'approche proposée. En pratique on doit quelquefois traiter un réseau d'antennes de trois éléments avec des espacements supérieurs à $\lambda/2$, par exemple pour la raison de limiter le couplage. Nous généralisons ci-dessous la correction d'ambiguïté avec un réseau d'antennes de 3 éléments pour des espacements quelconques.

Pour simplifier les écritures, nous adoptons les notations suivantes :

$$\begin{aligned} d_{A10} &= a_1 \lambda \\ d_{A20} &= a_2 \lambda \end{aligned} \quad (3.27)$$

De manière générale, les différences des phases, après correction d'ambiguïté si cela

est nécessaire, sont :

$$\begin{aligned}\Phi_{c10} &= \Phi_{10} + k_1 2\pi \\ \Phi_{c20} &= \Phi_{20} + k_2 2\pi\end{aligned}\quad (3.28)$$

où $k_1, k_2 \in \mathbb{Z}, |k_1| \leq a_1$ et $|k_2| \leq a_2$.

Nous réécrivons l'équation 3.23 dans le cas général :

$$\begin{aligned}\sin \theta &= \frac{\Phi_{c10}}{2\pi a_1} = \frac{\Phi_{10} + k_1 2\pi}{2\pi a_1} \\ &= \frac{\Phi_{c20}}{2\pi a_2} = \frac{\Phi_{20} + k_2 2\pi}{2\pi a_2}\end{aligned}\quad (3.29)$$

Le cas général ne nous permet pas de calculer directement un des deux facteurs d'ambiguïté k_1, k_2 . Cependant, à partir de l'équation 3.29, on peut calculer un paramètre conjoint $a_1 k_2 - a_2 k_1$, qu'on appelle le facteur d'ambiguïté conjoint k_a :

$$k_a \equiv a_1 k_2 - a_2 k_1 = \frac{a_2 \Phi_{10} - a_1 \Phi_{20}}{2\pi}\quad (3.30)$$

De l'équation 3.30, le facteur d'ambiguïté conjoint est défini dans la zone $k_a \in [-a_1 - a_2, a_1 + a_2]$, ses choix sont aussi restreints grâce aux conditions sur les facteurs d'ambiguïté initiaux k_1 et k_2 (équation 3.28). Le tableau ci-dessous expose les valeurs possibles du facteur d'ambiguïté conjoint dans les configurations typiques du réseau d'antennes défini par les deux espacements $\{d_{A10}, d_{A20}\}$ ou $\{a_1, a_2\}$. Si plusieurs paires $\{a_1, a_2\}$ conduisent à une même valeur k_a , la répétition de cette valeur est gardée. Nous remarquons dans le calcul de facteur d'ambiguïté conjoint que la détermination de ce dernier permet de retrouver les deux facteurs d'ambiguïté initiaux et donc résoudre le problème d'ambiguïté.

A ce stade, nous nous intéressons à déterminer le facteur d'ambiguïté conjoint dont l'estimation peut être déduite directement de l'équation 3.30 :

$$\widehat{k}_a = \left\lceil \frac{a_2 \widehat{\Phi}_{10} - a_1 \widehat{\Phi}_{20}}{2\pi} \right\rceil\quad (3.31)$$

où $\lceil \cdot \rceil$ signifie ici un arrondi à la valeur la plus proche parmi les valeurs possibles de k_a de l'équation 3.30, à savoir qu'elles ne sont pas nécessairement entières. Pour certaines configurations de réseau d'antennes, les valeurs de k_a sont notées dans le tableau 3.3.

La finesse de cette estimation dépend donc de la distance entre valeurs possibles de k_a . Nous calculons ensuite la probabilité de mauvaise estimation dans le pire cas, c'est-à-dire quand le terme $\frac{a_2 \widehat{\Phi}_{10} - a_1 \widehat{\Phi}_{20}}{2\pi}$ tombe entre deux valeurs possibles de k_a dont la distance est minimale. Cette distance $\Delta_{\min}[k_a]$ pour chaque configuration $\{a_1, a_2\}$ est aussi notée dans le tableau 3.3.

$$\begin{aligned}\Pr(\widehat{k}_a \neq k_a) &\leq 1 - \Pr\left(k_a - \frac{\Delta_{\min}}{2} < \widehat{k}_a < k_a + \frac{\Delta_{\min}}{2}\right) \\ &= 1 - \Pr(-\pi \Delta_{\min} < a_2 n_{P10} - a_1 n_{P20} < \pi \Delta_{\min})\end{aligned}\quad (3.32)$$

On retrouve ici le terme de bruit $a_2 n_{P10} - a_1 n_{P20}$ qui suit la distribution normale par hypothèse initiale dont l'écart type est $\sqrt{a_1^2 + a_2^2} \times 10.3^\circ$.

Pour minimiser la probabilité de mauvaise estimation, il faut diminuer le terme des espacements entre les antennes $\sqrt{a_1^2 + a_2^2}$ et augmenter la distance minimale Δ_{\min} entre

a_1 ($d_{A10} = a_1\lambda$) a_2 ($d_{A20} = a_2\lambda$)	k_1	k_2	$k_a \equiv a_1 k_2 - a_2 k_1$	$\Delta_{\min}[k_a]$	$\Pr(\widehat{k}_a \neq k_a)$
Réseau d'antennes de taille limitée					
$a_1 = 0.5$ $a_2 = 1$	{0}	{-1; 0; 1}	{-0.5; 0; 0.5}	0.5	≈ 0
$a_1 = 0.5$ $0.5 < a_2 < 1$	{0}	{-1; 0; 1}	0 (non ambigu)	x	x
$a_1 = 0.5$ $a_2 = 2$	{0}	{-2; -1; 0; 1; 2}	{-1; -0.5; 0; 0.5; 1}	0.5	$2e^{-5}$
$a_1 = 0.5$ $1 < a_2 < 2$	{0}	{-1; 0; 1}	{-0.5; 0; 0.5}	0.5	$< 2e^{-5}$
Réseau d'antenne de grande taille					
$a_1 = 1$ $a_2 = 2$	{-1; 0; 1}	{-2; -1; 0; 1; 2}	{-2; -2; 0; 2; 2}	0	1
$a_1 = 1.1$ $a_2 = 2$	{-1; 0; 1}	{-2; -1; 0; 1; 2}	{-2; -1.1; -0.9; -0.2; 0; 0.2; 0.9; 1.1; 2}	0.2	0.13
$a_1 = 1.2$ $a_2 = 2$	{-1; 0; 1}	{-2; -1; 0; 1; 2}	{-2; -1.2; -0.8; -0.4; 0; 0.4; 0.8; 1.2; 2}	0.4	$2.7e^{-3}$
$a_1 = 1.3$ $a_2 = 2$	{-1; 0; 1}	{-2; -1; 0; 1; 2}	{-2; -1.3; -0.7; -0.6; 0; 0.6; 0.7; 1.4; 2}	0.1	0.47
$a_1 = 1.4$ $a_2 = 2$	{-1; 0; 1}	{-2; -1; 0; 1; 2}	{-2; -1.4; -0.8; -0.6; 0; 0.6; 0.8; 1.4; 2}	0.2	0.15
$a_1 = 1.5$ $a_2 = 2$	{-1; 0; 1}	{-2; -1; 0; 1; 2}	{-2; -1.5; -1; -0.5; 0; 0.5; 1; 1.5; 2}	0.5	$4.6e^{-4}$

TABLEAU 3.3 – Facteurs d'ambiguïté dans des configurations diverses.

facteurs d'ambiguïté conjoints. Le tableau 3.3 note la probabilité de mauvaise estimation pour certaines configurations et fait remarquer le rôle plus important de la distance Δ_{\min} sur la probabilité de mauvaise estimation. En effet, un ajustement sur les espacements entre les antennes pour augmenter la distance Δ_{\min} permet de rendre la correction d'ambiguïté fiable.

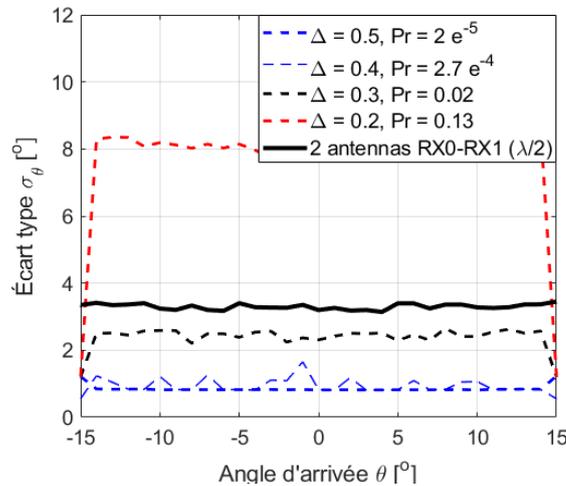


FIGURE 3.20 – Impact d'une mauvaise correction d'ambiguïté sur la précision d'AOA de la paire d'antennes $[0 \ 2\lambda]$.

La figure 3.20 présente la dégradation de la précision dans l'estimation Phase/AOA. Elle trace la précision en fonction de la probabilité de mauvaise estimation qui est définie par le paramètre intermédiaire Δ_{\min} . On remarque avec une distance Δ_{\min} de 0.4 ou 0.5, que la correction d'ambiguïté est quasiment parfaite de sorte qu'il n'y a pas d'impact sur la précision finale.

Finalement, pour choisir une bonne configuration de réseau d'antennes de trois éléments vis-à-vis de l'estimation de Phase/AOA, il importe seulement d'ajuster les espacements entre les antennes pour obtenir la distance minimale entre des facteurs d'ambiguïté d'environ 0.4 ou 0.5. Cela assure un taux d'erreur de la correction d'ambiguïté suffisamment faible pour avoir une meilleure performance que le réseau de deux éléments, comme indiqué dans la figure 3.20.

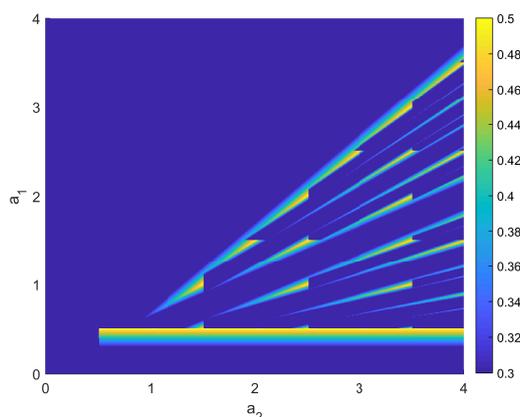


FIGURE 3.21 – Distance minimale en fonction des espacements entre les antennes.

La figure 3.21 note la distance minimale entre les facteurs d'ambiguïté en fonction des espacements entre les antennes. L'objectif est de choisir des espacements (pour un réseau de 3 antennes) permettant une performance supérieure que celle du réseau de deux antennes espacées $\lambda/2$, on s'intéresse aux paires d'espacements $[a_1, a_2]$ fournissant $\Delta_{\min} > 0.3$ (expliqué dans la figure 3.20). Pour cette raison, on masque les $\Delta_{\min} \leq 0.3$ par le fond bleu sur cette figure. On remarque les choix favorables, avec $\Delta_{\min} = 0.5$ et la taille de réseau limitée ($a_1 \leq 2$ et $a_2 \leq 2.5$), $a_1 = 0.5$ et $a_2 > 0.5$, ou $\{a_1, a_2\} = \{1; 1.5\}$, $\{1; 2.5\}$, $\{1.5; 2\}$, $\{1.5; 2.5\}$, $\{2; 2.5\}$. Plusieurs autres choix sont aussi favorables, avec $0.4 < \Delta_{\min} < 0.5$, ce qui garantit une meilleure précision de l'estimation d'AOA en comparaison avec le réseau de 2 antennes.

3.3.5 Conclusion

Nous constatons qu'avec des ajustements relativement simples sur les espacements entre les antennes, le problème d'ambiguïté peut être très efficacement levé. On peut donc trouver diverses configurations favorables dans tous les types de réseau d'antennes non-uniforme que ce soit non-uniforme partiellement rempli (e.g. $[0 \ \lambda/2 \ 3\lambda/2]$), non-uniforme sans redondance (e.g. $[0 \ \lambda/2 \ 2\lambda]$) ou non-uniforme arbitraire (e.g. $[0 \ 1.2\lambda \ 2\lambda]$). Cela offre du choix lors de la conception du Radar notamment sur la conception du réseau d'antennes.

Le tableau 3.4 compare l'écart type de l'estimation Phase/AOA conjoint de certaines configurations données en exemple avec celui de l'analyse théorique de la borne Cramér-Rao. Il faut noter que la détermination de la borne Cramér-Rao ne signifie évidemment pas qu'il existe un estimateur permettant d'atteindre une telle borne. Par ailleurs, la borne

Réseau d'antennes	Écart type de la borne Cramér-Rao	Écart type de Phase/AOA avec correction d'ambiguïté parfaite
Uniforme [0 $\lambda/2$ λ]	$\frac{1}{2\pi\sqrt{\text{SNR}}\cos\theta}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{\text{SNR}}\cos\theta}$
Non-uniforme partiellement rempli [0 $\lambda/2$ $3\lambda/2$]	$\frac{1}{\sqrt{10}\pi\sqrt{\text{SNR}}\cos\theta}$	$\frac{1}{3\pi\sqrt{\text{SNR}}\cos\theta}$
Non-uniforme sans redondance [0 $\lambda/2$ 2λ]	$\frac{1}{\sqrt{19}\pi\sqrt{\text{SNR}}\cos\theta}$	$\frac{1}{4\pi\sqrt{\text{SNR}}\cos\theta}$
Non-uniforme arbitraire [0 1.2λ 2λ]	$< \frac{1}{\sqrt{19}\pi\sqrt{\text{SNR}}\cos\theta}$	$\frac{1}{4\pi\sqrt{\text{SNR}}\cos\theta}$

TABLEAU 3.4 – Écart type de l'estimation Phase/AOA et de la borne Cramér-Rao des réseaux d'antennes différents.

de Cramér-Rao n'est pas connue pour un réseau non-uniforme arbitraire. Cependant l'estimation conjointe Phase/AOA (avec la correction d'ambiguïté) permet d'approcher la précision de la borne de Cramér-Rao et apparaît comme une solution alternative et flexible qui couvre toutes les configurations de réseaux d'antennes linéaires à trois éléments.

Nous choisissons le réseau d'antennes [0 $\lambda/2$ 2λ] parmi les réseaux possibles avec le nombre d'antennes limité à 3 parce qu'il donne une résolution angulaire raisonnable comme montré ci-dessus avec la taille restreinte à 2λ (7.5 cm).

3.4 Caractérisation du réseau d'antennes et calibration des imperfections

Dans la partie 3.3, nous avons exploré par des calculs théoriques et par des simulations les configurations possibles de réseaux d'antennes à trois éléments et l'estimation d'AOA sur ces réseaux. Cela a permis de déterminer une configuration satisfaisante pour ce qui est de la précision d'AOA et du nombre d'antennes, la configuration [0 $\lambda/2$ 2λ]. Nous abordons dans cette partie l'aspect pratique de la caractérisation d'un tel réseau ainsi que l'impact des imperfections du réseau et leur calibration.

Nous commençons par une étude des méthodes de calibration sur un réseau d'antennes simple, à deux éléments de base, tenant compte des imperfections susceptibles. Nous abordons ensuite la caractérisation d'un réseau spécifiquement proposé et les diverses méthodes de mesure des imperfections et de leur calibration. Finalement, nous évaluons ces méthodes sur le prototype d'antennes, en relation avec l'objectif d'estimation d'AOA.

3.4.1 Modèle de coupage mutuel et de dissemblance entre antennes

On étudie dans ce paragraphe le cas d'un réseau d'antennes simple à deux éléments pour établir un modèle de couplage et de dissemblance.

Pour éviter la modélisation du signal reçu à partir de la matrice des tensions aux terminaux des antennes, en pratique difficile à mesurer, nous préférons exprimer le modèle de signal par un formalisme d'ondes :

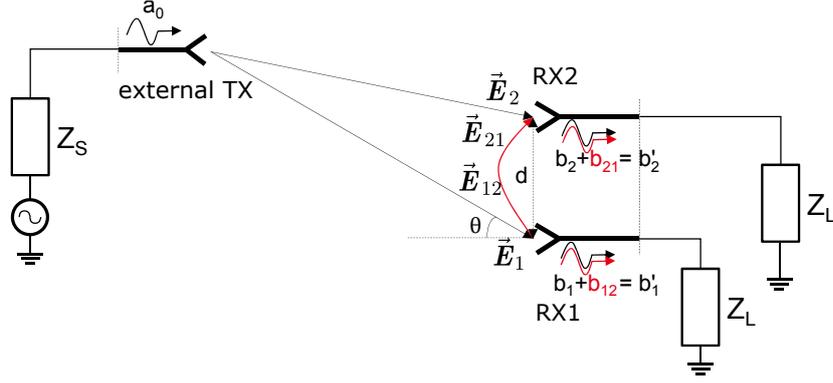


FIGURE 3.22 – Mécanisme de couplage.

$$\begin{bmatrix} b'_1 \\ b'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & z \\ z & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

où b'_1 et b'_2 sont les ondes incidentes totales sur l'antenne RX1 et l'antenne RX2. Elles se composent des ondes incidentes b_1 et b_2 dues aux champs incidents E_1 et E_2 provenant d'une source de rayonnement distante, et des ondes b_{12} et b_{21} dues aux champs couplés provenant des antennes voisines E_{12} et E_{21} , respectivement (figure 3.22). Le couplage sur l'antenne RX1 peut être formulé par l'équation $b'_1 = b_1 + z \times b_2$ avec z le facteur de couplage en question. Réciproquement, la même expression de couplage se retrouve pour l'antenne RX2 : $b'_2 = b_2 + z \times b_1$.

De manière générale, les ondes incidentes b_1 et b_2 peuvent être calculées à partir des champs incidents E_1 et E_2 à l'aide de fonctions de transfert. On sait que les champs incidents sont déphasés en fonction de l'angle d'arrivée $\Delta\Phi = \beta d_{A21} \sin\theta$. Si les antennes sont identiques (elles sont caractérisées par une même fonction de transfert), on retrouve donc ce déphasage sur les ondes incidentes concernées. Ici, on traite le cas général où les antennes ne sont pas identiques, on ajoute alors un facteur de correction pour modéliser cette dissemblance comme suit :

$$b_2(\theta) = m_{21}(\theta) b_1(\theta) \exp(j\beta d_{A21} \sin\theta) \quad (3.34)$$

où $m_{21}(\theta)$ représente le facteur de dissemblance.

Les équations 3.33 et 3.34 forment le problème de couplage et de dissemblance dans le réseau d'antennes de deux éléments.

3.4.2 Calibration du couplage et de la dissemblance

La calibration des imperfections dans un réseau d'antennes dans notre contexte a pour objectif d'améliorer l'estimation d'AOA. Elle consiste à retrouver le facteur de couplage et le facteur de dissemblance à partir des signaux reçus b'_1 et b'_2 pour retrouver d'abord les signaux sans couplage b_1 et b_2 , puis ensuite l'expression $\exp(j\beta d_{A21} \sin\theta)$ apparaissant dans le modèle théorique de l'estimation d'AOA.

3.4.2.1 Calibration en mode réception

Compte tenu du fait que le facteur de couplage z est indépendant de l'angle d'arrivée mais que le facteur de dissemblance $m_{21}(\theta)$ en dépend, la calibration de ces paramètres nécessite des mesures à tous les angles d'arrivée avec un pas angulaire suffisamment fin.

Pour cette raison, la calibration parfaite ou quasi parfaite n'est pas adaptée dans des applications à bas coût à cause de la demande du matériel de mesure et du temps de mesure.

Néanmoins, il est possible de prendre en compte le couplage, en supposant le facteur de dissemblance unitaire ($m_{21}(\theta) = 1$). Comme il y a un seul paramètre à déterminer, une seule mesure (pour un angle d'arrivée $\theta \neq 0$) est suffisante.

Pour améliorer encore la calibration, tout en prônant la simplicité, nous proposons de mesurer le facteur de dissemblance dans une direction. Combiné avec la mesure de couplage, cela demande donc deux mesures, ce qui reste raisonnable pour ce qui est du temps de mesure. Nous confirmerons ultérieurement à l'aide de mesures sur un prototype que cette calibration s'avère suffisante pour atteindre la performance attendue.

3.4.2.2 Calibration en mode transmission

L'avantage de la mesure en mode transmission par rapport à celle en mode réception est qu'elle ne nécessite pas d'antenne de référence pour émettre un signal. Une telle méthode ne permet cependant pas la calibration de la dissemblance entre antennes. Par conséquent, avec la mesure en mode transmission, nous nous intéressons à la calibration de couplage. Concernant le modèle du signal, de même que pour la calibration du couplage en mode réception, nous réutilisons le modèle décrit dans les équations 3.33 et 3.34, en supposant que le facteur de dissemblance est $m_{21}(\theta) = 1$.

Nous cherchons à déterminer le facteur de couplage qui peut être extrait directement de l'équation 3.33 :

$$z = \frac{b_{21}}{b_1} = \frac{b_{12}}{b_2} \quad (3.35)$$

où $b_{21} = b'_2 - b_2$ est l'onde incidente sur l'antenne RX2 due au champ couplé E_{21} , et b_{12} est l'onde incidente sur l'antenne RX1 due au champ couplé E_{12} .

L'onde incidente b_1 sur l'antenne RX1 en mode réception est générée par le champ incident E_1 provenant d'une source distante. En mode transmission, cette onde est aussi générée par l'excitation sur l'antenne RX1 à partir du générateur local du Radar. b_{21} désigne l'onde incidente sur l'antenne RX2 provenant du couplage avec l'antenne RX1 excitée par l'onde b_1 . Compte tenu du fait que l'espacement entre les antennes RX1-RX2 est de l'ordre de la longueur d'onde ou moins, l'excitation de l'antenne RX1 vers l'antenne RX2 se fait en champ proche. Pour des antennes de petites tailles (la longueur physique est inférieure à demi longueur d'onde), le champ proche est dans la zone de $R \ll \lambda$, le champ lointain est dans la zone de $R \gg 2\lambda$ et la zone de transition se trouve à $\lambda < R < 2\lambda$. Pour objectif de mettre en évidence le rôle de l'espacement entre deux antennes sur le facteur de couplage que nous expliquerons dans les deux paragraphes qui suivent, nous appliquons l'approximation du champ lointain [63] :

$$b_{21} = b_1 \frac{\exp(-j\beta d)}{d} \mathbf{H}_{\text{RX1}}\left(\frac{\pi}{2}\right) \mathbf{H}_{\text{RX2}}\left(\frac{-\pi}{2}\right) \quad (3.36)$$

où \mathbf{H}_{RX1} et \mathbf{H}_{RX2} sont les fonctions de transfert des antennes RX1 and RX2, respectivement. Si les antennes sont planaires et sont dans le même plan, la première verra la deuxième dans la direction $\frac{\pi}{2}$ tandis que la deuxième verra la première dans la direction $\frac{-\pi}{2}$. Cela permet de calculer le facteur de couplage à partir des fonctions de transfert.

$$z = \frac{\exp(-j\beta d)}{d} \mathbf{H}_{\text{RX1}}\left(\frac{\pi}{2}\right) \mathbf{H}_{\text{RX2}}\left(\frac{-\pi}{2}\right) \quad (3.37)$$

On souligne dans le calcul du facteur de couplage que sa phase n'est donnée que par la distance de propagation entre deux antennes. La raison pour cela vient de deux remarques sur les fonctions de transfert des deux antennes (i.e. \mathbf{H}_{RX1} et \mathbf{H}_{RX2}). Premièrement, la phase des fonctions de transfert peut varier en fonction de la direction d'observation, autrement dit $phase(\mathbf{H}_{\text{RX1}}(\frac{\pi}{2})) \neq phase(\mathbf{H}_{\text{RX2}}(\frac{-\pi}{2}))$ même si les deux antennes sont identiques. Néanmoins si les antennes sont symétriques et identiques, on peut supposer l'égalité des phases dans l'expression précédente.

Deuxièmement, il y a un déphasage supplémentaire interne aux antennes (quand on incorpore une ligne de transmission entre le connecteur et la partie radiante de l'antenne), ce qui est vraisemblablement le cas pour les antennes en technologie micro-ruban. Si les deux antennes sont identiques, le déphasage dans la fonction de transfert est le même sur les antennes. A ce propos, revenons sur la simplification de la relation entre le signal couplé b_{21} et le signal sans couplage b_1 qui permet d'éviter des descriptions complexes sur la conception antennaire. En fait, l'effet de ce déphasage sur le facteur de couplage est montré dans le mécanisme de couplage. Visualisons celui-ci (figure 3.22) : si les mêmes déphasages se présentent pour les deux antennes réceptrices, le signal couplé mesuré sur l'antenne RX2, b_{21} , et le signal reçu sans couplage mesuré sur l'antenne RX1, b_1 , subissent les mêmes déphasages. Par conséquent, ces déphasages n'ont aucun effet sur le facteur de couplage car $z = b_{21}/b_1$ (l'équation 3.35). En somme, si les antennes sont identiques et symétriques, la phase de la fonction de transfert n'importe pas dans le calcul de couplage. C'est pourquoi, dans un souci de simplicité, nous nous permettons d'écrire :

$$phase(\mathbf{H}_{\text{RX1}}(\theta)) = phase(\mathbf{H}_{\text{RX2}}(\theta)) \approx 0^\circ \forall \theta \quad (3.38)$$

L'hypothèse de centre de phase dans l'équation 3.38, permet de calculer la phase du facteur de couplage par l'équation 3.37. Cette dernière dépend uniquement de l'espace-ment d entre les antennes.

Ce qui reste à déterminer est l'amplitude du facteur de couplage. Pour cela, nous étudions une excitation de l'antenne RX1 vers l'antenne RX2 pour relire au couplage. Il s'agit d'une mesure en mode transmission (sans antenne de référence). D'après la description de la mesure dans la figure 3.23, le facteur de couplage z peut s'écrire comme :

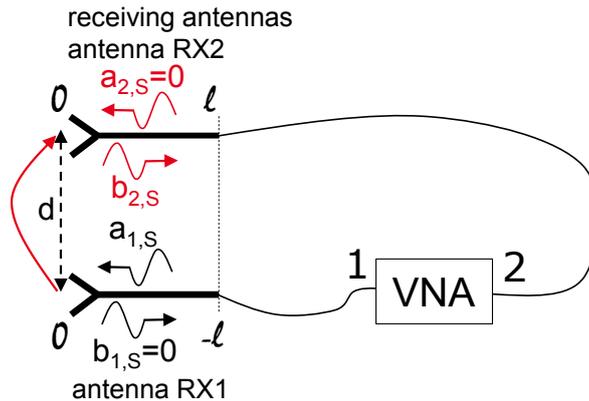


FIGURE 3.23 – Une mesure pratique en mode transmission.

$$\begin{aligned} z &= \frac{b_{2,s}(0)}{a_{1,s}(0)} \\ &= \frac{b_{2,s}(\ell)}{a_{1,s}(-\ell)} \exp(+2j\beta\ell) = S_{21} \exp(+2j\beta\ell) \end{aligned} \quad (3.39)$$

où en pratique les positions 0 correspondent aux centres de phase et les positions ℓ et $-\ell$ aux positions des connecteurs. Pour rappeler, la notion du centre de phase est arbitraire et vient de la simplification de l'équation 3.38.

Le facteur de couplage est en effet le rapport des signaux aux centres de phase des antennes qui peut être déduit du rapport des signaux aux plans de mesure. Si les antennes sont adaptées à l'impédance de référence, ce qui est implicitement supposé être le cas dans l'équation 3.35, la transition de l'énergie de l'antenne au centre de phase (aux positions 0) au plan de mesure (aux positions ℓ et $-\ell$) est sans perte. Le rapport des signaux sur le plan de mesure sera suffisant pour calculer le module du rapport des signaux aux centres de phase.

Un point faible de cette mesure en mode transmission est que la détermination de la phase du facteur de couplage nécessite la connaissance de la longueur ℓ , la distance du plan de mesure au centre de phase de l'antenne, lui-même est arbitraire dans notre cas. Autrement dit, le centre de phase n'existe pas forcément pour toutes les antennes, des analyses sur ce point sont présentées dans [67]. Néanmoins, l'amplitude du facteur de couplage peut être extraite de cette mesure. En combinant cela avec le calcul de la phase du facteur de couplage extraite de l'analyse théorique, on peut caractériser entièrement le facteur de couplage.

$$\begin{aligned} |z| &= |S_{21}| \\ \text{phase}(z) &= -\beta d + 2\pi \end{aligned} \quad (3.40)$$

3.4.3 Caractérisation du réseau d'antennes

L'analyse de l'estimation de l'AOA dans la partie 3.3 a montré qu'un réseau d'antennes en réception avec au moins 3 éléments peut atteindre une précision de l'ordre de 1° . Une configuration compacte satisfaisant à cet objectif contient 3 antennes RX0, RX1 et RX2 en réception et 1 antenne TX en émission distribuées selon les positions $[0 \ 0.5\lambda \ 1.25\lambda \ 2\lambda]$ (RX0, RX1, TX, RX2) (figure 3.24).

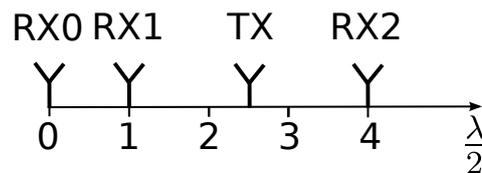


FIGURE 3.24 – Réseau d'antennes réceptrices linéaire non-uniforme sans redondance avec une antenne émettrice.

Rappelons d'ailleurs que pour les malvoyants, les obstacles verticaux, par exemple un poteau, sont aussi gênants que les obstacles horizontaux et le Radar est censé réagir différemment dans ces deux cas. Il est donc intéressant d'exploiter la polarisation du champ électrique. Pour le réseau d'antennes, en concevant la polarisation linéaire (horizontale ou verticale) pour l'antenne émettrice et réceptrice, l'écho en polarisation opposée serait filtré. Dans ce cas, on risque moins de ne pas détecter un obstacle dont la SER serait faible dans la polarisation émise. Pour pleinement tester la détection d'obstacles, nous avons décidé de réaliser un réseau d'antennes de 8 éléments disposés sur deux lignes parallèles correspondant à chacune des polarisations.

Dans la détection d'obstacles pour les malvoyants, on s'intéresse principalement à la zone en face de la personne. D'après la spécification dans la section 3.1, l'antenne élémentaire couvrant une largeur de faisceau de 120° à -3 dB donne un gain de l'ordre de

6.5 dB. La contrainte d'espacement entre deux éléments RX0-RX1 impose que la taille de l'antenne élémentaire soit inférieure à $\lambda/2$. D'ailleurs, du côté frontal RF, le LNA en réception et l'Amplificateur de puissance ou *Power Amplifier* (PA) en émission ont normalement des accès différentiels. Les antennes connectées à ces composants nécessitent des transformateurs (baluns) pour convertir le signal référencé à la masse en signal différentiel. Utiliser les antennes avec les ports différentiels, permet d'éviter l'utilisation de baluns. De plus, une antenne planaire réalisable avec la technologie de *Circuit imprimé* ou *Printed Circuit Board* (PCB) permet de réduire les coûts de fabrication. Ces arguments nous conduisent au choix d'une antenne différentielle sous forme d'un patch alimenté par deux câbles coaxiaux, qui sera présentée dans la partie suivante.

La conception de l'antenne élémentaire ainsi que du réseau d'antennes ne fera pas l'objet d'une étude dans cette thèse. Cependant, nous avons exploité un réseau d'antennes, conçu par un ingénieur au CEA et mesuré par lui-même et l'auteur dans le cadre du projet INSPEX, pour analyser diverses imperfections vis-à-vis de la calibration du réseau d'antennes, afin de proposer des modifications dans la conception pour l'adapter au mieux à notre application. A cet égard, nous nous intéressons particulièrement au couplage entre antennes et à la dispersion de fabrication et d'assemblage, ainsi qu'à la polarisation. Toutefois, pour la clarté de la présentation, nous commençons par une brève introduction sur la méthode de conception des antennes et du réseau. L'analyse de la performance de l'antenne élémentaire (le coefficient de réflexion et la polarisation) et sur la performance du réseau d'antenne (le couplage et la dissemblance en plus) sera présentée après chaque conception.

3.4.3.1 Conception et analyse de l'antenne élémentaire

Nous présentons brièvement dans cette partie l'architecture de l'antenne qui a été utilisée, ainsi qu'une analyse de ses caractéristiques dans le contexte applicatif de la détection d'obstacles pour les malvoyants.

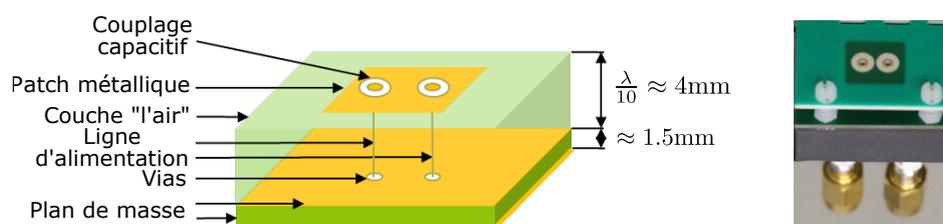


FIGURE 3.25 – Schéma et photo de l'antenne élémentaire

Le schéma de l'antenne et sa photo sont présentés dans la figure 3.25. Dans cette réalisation, l'antenne est constituée de deux plans. Celui du dessus contient le patch et celui du dessous est le plan de masse, les deux étant séparés par une couche d'air. Deux câbles coaxiaux venant du dessous du plan de masse et traversant la couche d'air, alimentent le patch par des sondes filaires. Au niveau du patch, une structure de couplage capacitif est employée autour des deux extrémités des câbles coaxiaux pour compenser l'effet inductif du câble.

La photo de l'antenne élémentaire est celle du prototype final avec des trous ajoutés mais les dimensions de l'antenne élémentaire sont les mêmes.

3.4.3.2 Analyse de l'antenne élémentaire

Quels que soient les signaux envoyés aux deux câbles coaxiaux pour alimenter l'antenne, on peut toujours les décomposer en deux signaux, celui du mode différentiel et celui du mode commun. Fondamentalement, dans le mode différentiel, les signaux sur deux câbles sont en opposition de phase et dans le mode commun ils sont en phase. La figure 3.26 (à gauche) schématise ces deux modes. Il s'agit aussi de la méthode classique pour caractériser l'antenne dans ces deux modes. Une méthode plus simple est présentée dans cette figure à droite. Elle consiste à caractériser l'antenne à chaque accès séparément puis à convertir les données mesurées en mode différentiel et en mode commun grâce à la conversion dans l'équation 3.41 [68, 69]. Nous choisissons cette méthode dans la simulation et dans la mesure par simplicité.

$$\begin{aligned} S_{dd} &= \frac{1}{2}(S_{11} - S_{12} - S_{21} + S_{22}) & S_{dc} &= \frac{1}{2}(S_{11} + S_{12} - S_{21} - S_{22}) \\ S_{cc} &= \frac{1}{2}(S_{11} + S_{12} + S_{21} + S_{22}) & S_{cd} &= \frac{1}{2}(S_{11} - S_{12} + S_{21} - S_{22}) \end{aligned} \quad (3.41)$$

où les ports 1 et 2 représentent les accès du signal de l'antenne. Quand les signaux à ces accès sont en opposition de phase, correspondant au mode différentiel, on considère les recevoir par le port différentiel "d". Quand les signaux à ces accès sont en phase, on considère les recevoir par le port commun "c". Par conséquent, S_{dd} et S_{cc} correspondent aux coefficients de réflexion du mode différentiel et du mode commun, respectivement. Concrètement, S_{dd} correspond au rapport du signal retourné en mode différentiel sur le signal envoyé en mode différentiel, et de même pour le S_{cc} . Les S_{cd} et S_{dc} correspondent à la conversion du mode différentiel au mode commun et du mode commun au mode différentiel, respectivement. Concrètement, le S_{cd} est le rapport du signal retourné en mode commun sur le signal envoyé en mode différentiel, de même façon sur le S_{dc} .

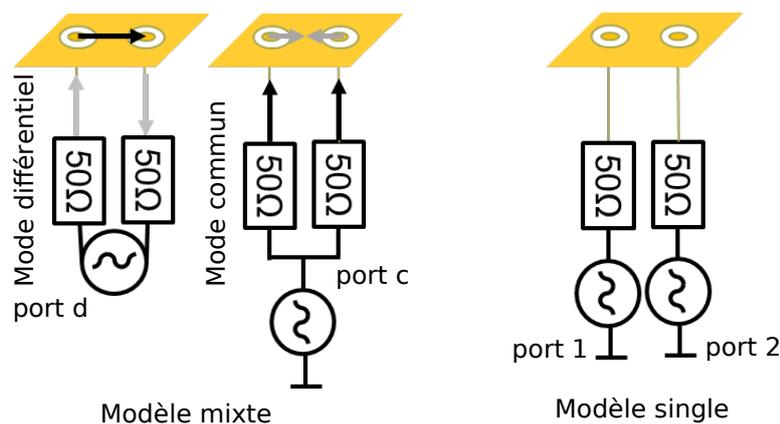


FIGURE 3.26 – Alimentation de l'antenne dans le mode différentiel et en mode commun

On remarque dans la figure 3.27 que l'antenne est adaptée en mode différentiel dans la bande de fréquence 7.5-8.5 GHz, ce qui correspond aux résultats attendus pour une antenne différentielle. Or, elle est aussi adaptée dans le mode commun, ce qui n'est pas souhaitable pour une antenne différentielle. Nous reviendrons ultérieurement sur la conséquence du mode commun au niveau de système (section 4.4). La conversion du mode différentiel au mode commun est relativement faible, signifiant que les longueurs des deux câbles coaxiaux d'accès sont égaux avec une tolérance acceptable - ce qui est assuré dans la fabrication de prototype par la mesure du déphasage des deux câbles.

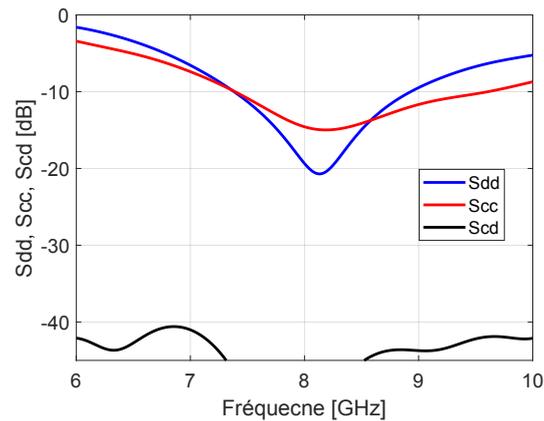


FIGURE 3.27 – Coefficient de réflexion du mode différentiel et du mode commun (simulation)

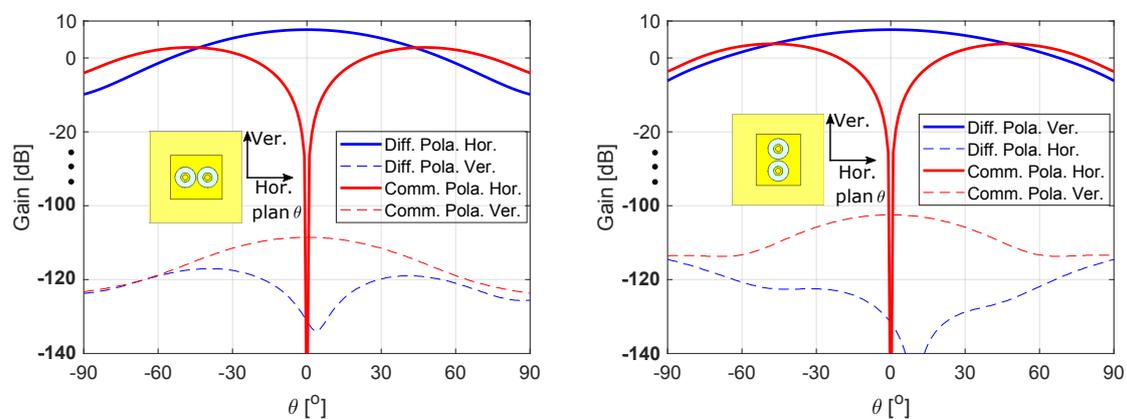


FIGURE 3.28 – Gain de l'antenne élémentaire horizontalement orientée (à gauche) et verticalement orientée (à droite). La direction d'observation forme avec l'axe d'antenne dans le plan horizontal l'angle θ .

On regarde maintenant le diagramme de rayonnement dans le plan horizontal, marqué dans la figure 3.28. La représentation du gain étant bien de -140 dB à 10 dB, marquant un saut de -100 dB à -20 dB, a pour objectif de faciliter le visuel. Dans le mode différentiel, l'antenne se comporte comme un dipôle dont les deux extrémités sont sur les deux pastilles. Cela explique la polarisation parfaitement linéaire. Autrement dit, pour l'antenne horizontalement orientée, la polarisation principale est horizontale. Pour l'antenne verticalement orientée le raisonnement sera identique. Pour discriminer ces deux polarisations du champ électrique dans le signal rétrodiffusé vers le Radar, il suffit d'équiper le réseau avec des antennes horizontalement et verticalement orientées.

Dans le mode commun, comme les courants alimentant le patch sont en phase et celui-ci est parfaitement symétrique, ces courants s'annulent, le patch ne rayonne pas. Or, les sondes d'alimentation se comportent comme deux monopôles perpendiculaires au plan de masse. Cela explique le diagramme de rayonnement en mode commun. Comme ces câbles sont de longueur $\lambda/10$, n'étant pas négligeable devant la longueur d'onde du monopôle classique $\lambda/4$, cela explique en partie l'adaptation du mode commun.

3.4.3.3 Caractérisation du réseau d'antennes

A partir de l'antenne élémentaire, on peut construire un réseau de 8 éléments conformément à notre objectif. Ce réseau est présenté dans la figure 3.29.

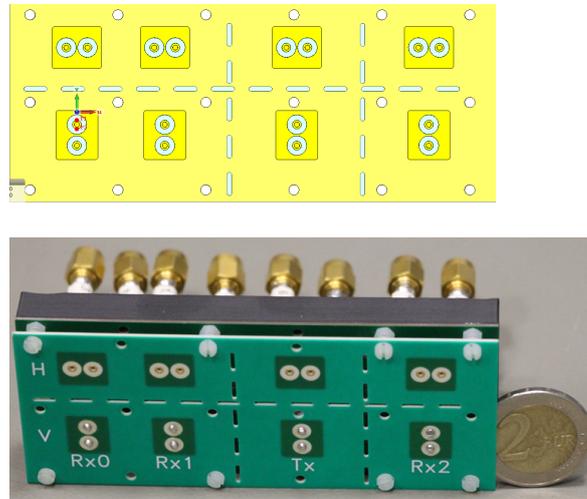


FIGURE 3.29 – Schéma et photo du réseau d'antennes, les antennes verticales sont câblées.

Dans cette partie, nous étudions le couplage, erreur de décalage entre les antennes et la polarisation du champ électrique. A noter qu'on souhaite calibrer le couplage, l'erreur de décalage et également obtenir une polarisation linéaire dans le réseau d'antennes. D'ailleurs, l'imperfection du mode commun est considérée comme un problème lié à la conception de l'antenne élémentaire, elle n'est pas traitée ici. Par conséquent, nous étudions le réseau d'antennes seulement dans le mode différentiel. Pour faciliter le visuel et l'interprétation, nous montrons seulement des données représentatives d'une antenne ou d'une paire d'antennes.

3.4.3.3.1 Coefficient de réflexion

Les antennes du réseau sont adaptées dans le mode différentiel, dans la bande de fréquence 7.5-8.5 GHz, comme présenté dans la figure 3.30 pour un exemple de l'antenne RX0 verticalement orientée (RX0 V).

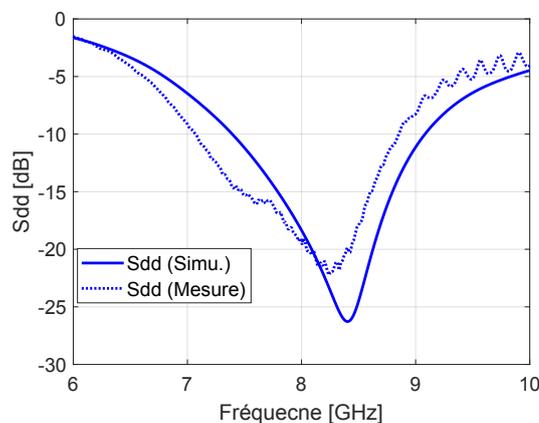


FIGURE 3.30 – Coefficient de réflexion de l'antenne RX0 avec une orientation verticale.

3.4.3.2 Couplage entre antennes

Nous nous intéressons particulièrement au couplage entre les antennes réceptrices, entre antenne réceptrice et antenne émettrice, et entre antenne de l'orientation horizontale à celle de l'orientation verticale (figure 3.35).

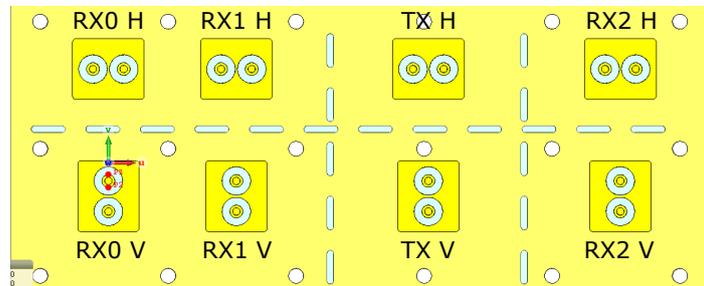


FIGURE 3.31 – Schéma du réseau d'antennes.

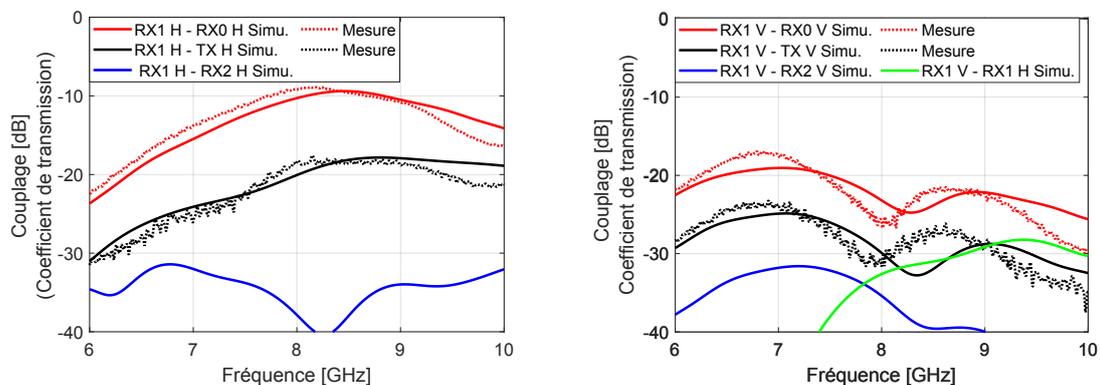


FIGURE 3.32 – Couplage entre les antennes horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite)

Des couplages typiques, représentés par les coefficients de transmission, $S_{21}(f)$, d'une antenne à une autre antenne, sont présentés dans la figure 3.32. On remarque que le couplage entre deux antennes réceptrices les plus proches d'orientation horizontale (RX0 H et RX1 H) est le plus important. Cela vient du fait que les dipôles, créés dans le mode différentiel entre les pastilles, sont en ligne. Les couplages entre les autres antennes sont relativement faibles et peuvent être considérés comme du second ordre.

3.4.3.3 Dissemblance sur le diagramme de rayonnement entre les antennes réceptrices

On peut observer la dissemblance entre les antennes réceptrices sur le diagramme de rayonnement de celles-ci présenté dans la figure 3.33. De manière générale, le diagramme de rayonnement est dépointé vers le sens opposé de l'antenne à côté. On sait que le dépointage symétrique sur le diagramme de rayonnement vient du couplage entre les antennes proches car son effet est mutuel. Cependant, le dépointage dissymétrique vient d'une autre raison, probablement de l'effet de bord et de la dissymétrie du plan de masse. Ces imperfections sont prises en compte dans la dissemblance entre les antennes.

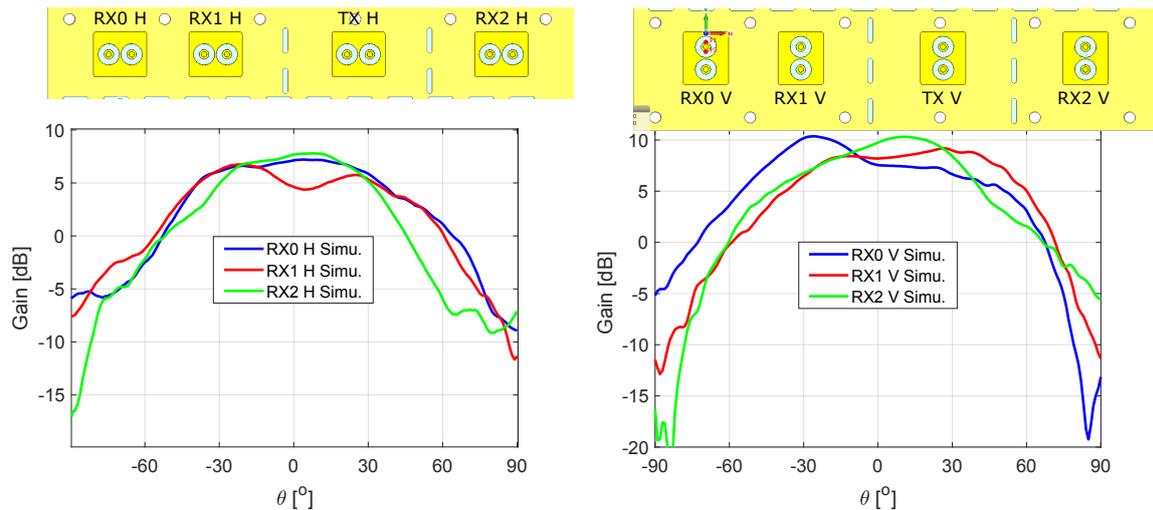


FIGURE 3.33 – Diagramme de rayonnement des antennes réceptrices horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).

3.4.3.3.4 Polarisation du champ électrique

On souhaite retrouver la polarisation linéaire dans le réseau d'antennes final comme dans l'antenne élémentaire, c'est-à-dire la polarisation croisée relativement faible devant la polarisation principale. Malheureusement, cette condition n'est pas totalement atteinte. Il faut noter que dans le prototype final du réseau d'antennes de 8 éléments, on câble seulement 4 éléments, soit les 4 éléments de l'orientation verticale soit les 4 éléments de l'orientation horizontale pour une question pratique. Cela peut affecter la polarisation croisée. Pour analyser l'origine de celle-ci, nous montrons ici les résultats de simulation et de mesure si possible sur 3 types de réseau d'antennes :

1. Réseau d'antennes de 2 éléments, il s'agit d'une parfaite duplication de l'antenne élémentaire.
2. Réseau d'antennes de 8 éléments avec des trous ajoutés, toutes les antennes sont adaptées.
3. Réseau d'antennes de 8 éléments avec des trous ajoutés dont 4 éléments sont laissés ouverts. Il s'agit du prototype d'antennes.

Nous regardons dans un premier temps la polarisation croisée dans le réseau d'antennes de 2 éléments, présentée à la figure 3.34.

Les polarisations croisées considérablement faibles se sont trouvées dans les deux réseaux d'antennes de 2 éléments, ce qui confirme la polarisation linéaire parfaite. Dans le

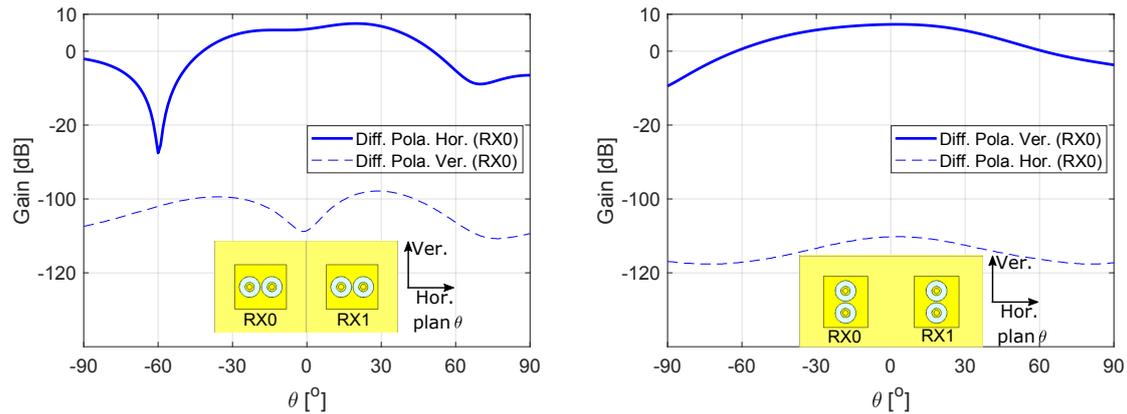


FIGURE 3.34 – Diagramme de rayonnement de réseau d’antennes de 2 éléments de l’orientation horizontale (à gauche) et de l’orientation verticale (à droite).

réseau de l’orientation horizontale, cela est interprété par l’absence de courant dans la direction verticale, qui vient de la symétrie parfaite par rapport à l’axe horizontal. Or dans le réseau de l’orientation verticale, cela se traduit par l’absence de courant dans la direction horizontale. Autrement dit, la présence de l’antenne à côté ne crée pas de courant tiré par celle-là. Cette remarque est importante parce qu’elle permet de conclure sur l’absence de polarisation croisée dans le réseau d’antennes de 4 ou de 8 éléments créé par la simple duplication de l’antenne élémentaire.

Dans le réseau d’antennes de 8 éléments avec des trous ajoutés (figure 3.35), la polarisation croisée s’est présentée sur les antennes de l’orientation horizontale et verticale. Elle est plus faible (−30 dB) sur les antennes de l’orientation horizontale (figure 3.36). Le niveau de la polarisation croisée sur les antennes de l’orientation verticale (−10 dB) est interprété par la dissymétrie électrique à cause des trous, principalement en regardant sur l’axe vertical d’une antenne. Ce point peut être amélioré par la redistribution des trous dans la conception mécanique du réseau d’antennes.

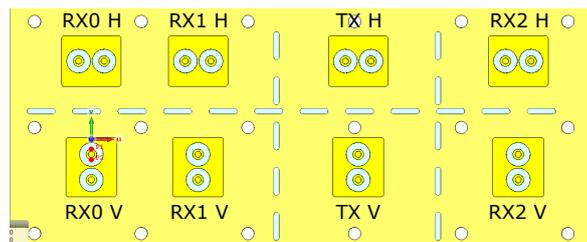


FIGURE 3.35 – Schéma du réseau d’antennes créé par une simple duplication de l’antenne élémentaire avec des trous ajoutés.

La polarisation croisée dans les réseaux d’antennes de 8 éléments assemblés dont 4 éléments sont laissés en circuit ouvert est présentée dans la figure 3.37. Concernant les éléments de l’orientation horizontale, on observe une dissymétrie sur l’axe horizontal, car les éléments de l’orientation verticale sont en circuit ouvert. Cela fait apparaître une remontée de la polarisation croisée à un niveau considérable (environ −5 dB). Concernant les éléments de l’orientation verticale, on ne trouve pas la même dissymétrie sur l’axe verticale. Pour cette raison, la polarisation croisée vue de l’antenne de l’orientation verticale ne se dégrade plus.

En conclusion, l’analyse de l’antenne élémentaire et des réseaux d’antennes a relevé l’origine du mode commun dans la conception de l’antenne différentielle, les couplages

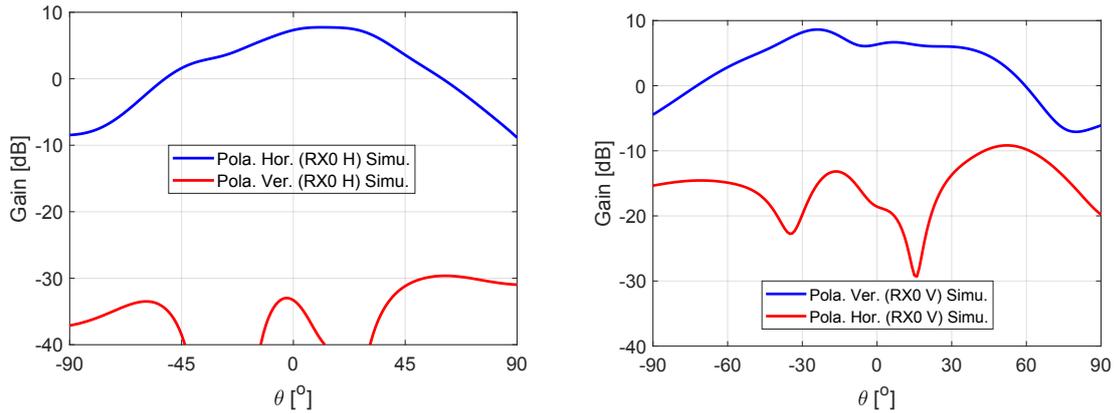


FIGURE 3.36 – Diagramme de rayonnement de réseau d’antennes de 8 éléments avec des trous de l’élément de l’orientation horizontale (à gauche) et de l’orientation verticale (à droite).

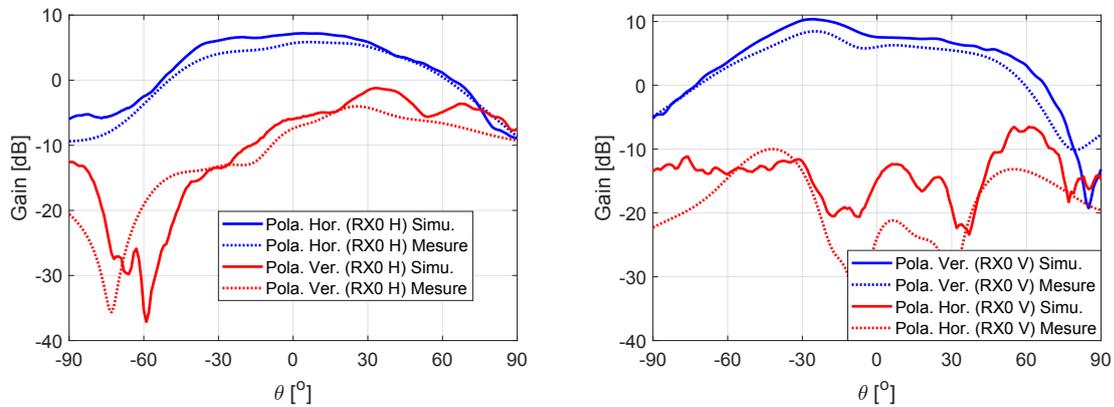


FIGURE 3.37 – Diagramme de rayonnement du réseau d’antennes de 8 éléments dont 4 éléments sont câblés et les autres en circuit ouvert : Les éléments de l’orientation horizontale sont câblés à gauche; les éléments de l’orientation verticale sont câblés à à droite.

et la dissemblance entre les antennes ainsi que l’origine de la polarisation croisée dans le réseau d’antenne assemblé. Trois points restant à perfectionner concernent la conception de l’antenne élémentaire pour supprimer le mode commun, la conception mécanique des trous ainsi que l’assemblage pour éviter la présence de la polarisation croisée.

3.4.4 Validation de la calibration

Revenons au problème de calibration. Dans cette partie deux étapes de validation sont effectuées. La première consiste à comparer le facteur de couplage extrait de la calibration en mode réception avec celui de la calibration en mode transmission. Le facteur de dissemblance n’est pas pris en compte dans cette comparaison à cause de la limitation de la calibration en mode transmission. Par conséquent, on focalise la comparaison entre ces deux modes de mesure sur seulement le facteur de couplage. Pour récupérer celui-ci par la mesure en mode réception, il suffit de faire la mesure pour une direction unique (e.g. $\theta = -20^\circ$).

La deuxième étape consiste à évaluer la précision de l’estimation d’AOA avant et après calibration. Des mesures sont effectuées pour récupérer les signaux reçus du réseau d’antennes quand la source du signal se situe dans les directions couvrant l’intervalle $\theta = [-90;90]$ pour un pas de 1° . Dans chaque direction θ , les signaux reçus sur le réseau d’an-

tennes sont enregistrés et traités pour estimer la direction de la source. Nous comparons ensuite la direction estimée $\hat{\theta}$ et la direction de référence θ pour extraire le biais de mesure.

3.4.4.1 Facteur de couplage

La figure 3.38 présente le facteur de couplage calculé avec la mesure en mode réception pour une antenne TX de référence située à la direction de -20° et celui calculé avec la mesure en mode transmission. En pratique, dans la mesure en mode transmission, le coefficient de transmission entre l'antenne RX0-RX1 est récupéré pour calculer le facteur de couplage. On peut aussi extraire ce coefficient de transmission à l'aide d'une simulation du réseau d'antennes. On observe que le facteur de couplage déduit de la mesure en mode transmission est proche de celui récupéré de la mesure en mode réception. Le facteur de couplage déduit de la simulation en est aussi proche. La différence réside dans le fait que les deux antennes ne sont pas exactement identiques à cause de la tolérance de fabrication et de l'effet de bord, et que les antennes ne sont pas parfaitement adaptées dans la bande de fréquence 7-9 GHz. Par ailleurs, l'extraction des facteurs de couplage dans les deux modes de transmission et réception est faite de manière dépendante de la fréquence, c'est-à-dire par exemple $phase(z) = -\beta d + 2\pi$ où $\beta = 2\pi/f$ avec $f \in [7;9]$ GHz, pour les évaluer dans toute la bande de fréquence. En ce qui concerne l'estimation d'AOA en IR-UWB, seulement le facteur de couplage à 8 GHz importe car le déphasage entre signaux reçus à la fréquence porteuse, 8 GHz, déduit l'AOA.

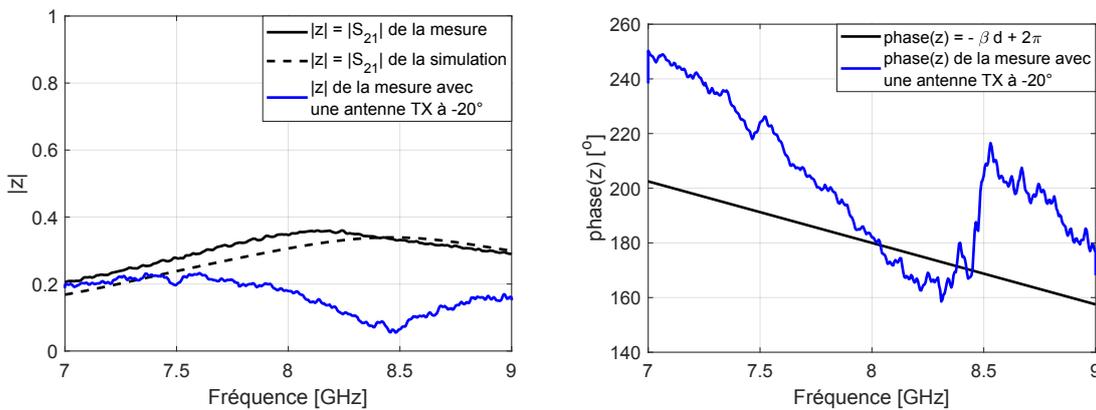


FIGURE 3.38 – Facteur de couplage entre les antennes RX0-RX1 horizontalement orientées.

3.4.4.2 Validation sur l'estimation d'AOA d'un réseau d'antennes de 2 éléments RX0-RX1

Les résultats de l'estimation d'AOA sur le réseau d'antennes de 2 éléments RX0-RX1 dans deux orientations sont présentés dans les figures 3.39 et 3.40. Dans les deux orientations, on remarque une amélioration de la précision d'estimation d'AOA que ce soit par la calibration en mode transmission ou en mode réception (par la mesure à une direction unique, -20°). La calibration en mode réception par deux mesures à deux directions distinctes (20° et -20°) fournit la meilleure performance parce qu'elle corrige les deux imperfections.

Dans l'orientation horizontale, ces deux calibrations donnent des performances comparables, sachant que seule la calibration en mode transmission est considérablement plus simple que celle en mode réception.

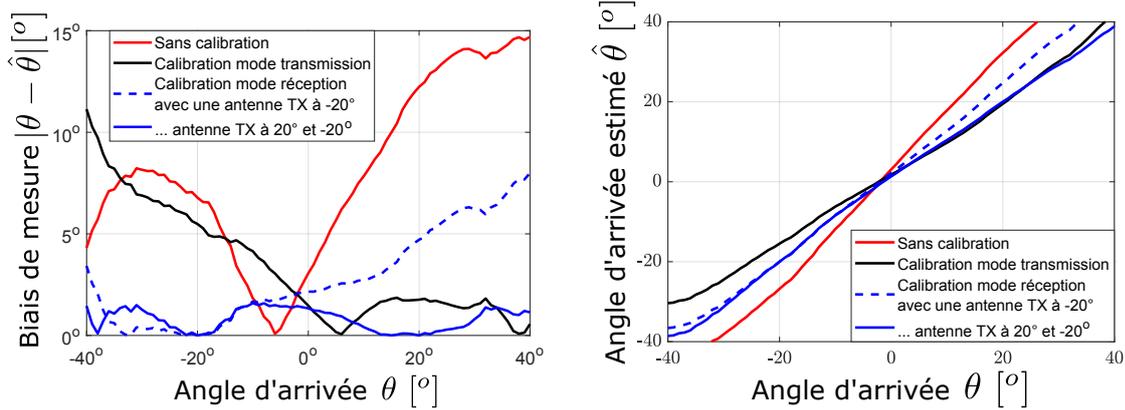


FIGURE 3.39 – Estimation d'AOA après calibrations pour le réseau d'antennes RX0 et RX1 horizontalement orientées.

Pour la paire d'antennes verticalement orientées, la calibration en mode réception est considérablement plus performante que celle en mode transmission. Cela est interprété par de plus faibles imperfections dans l'adaptation et la dissemblance entre des antennes dans cette orientation.

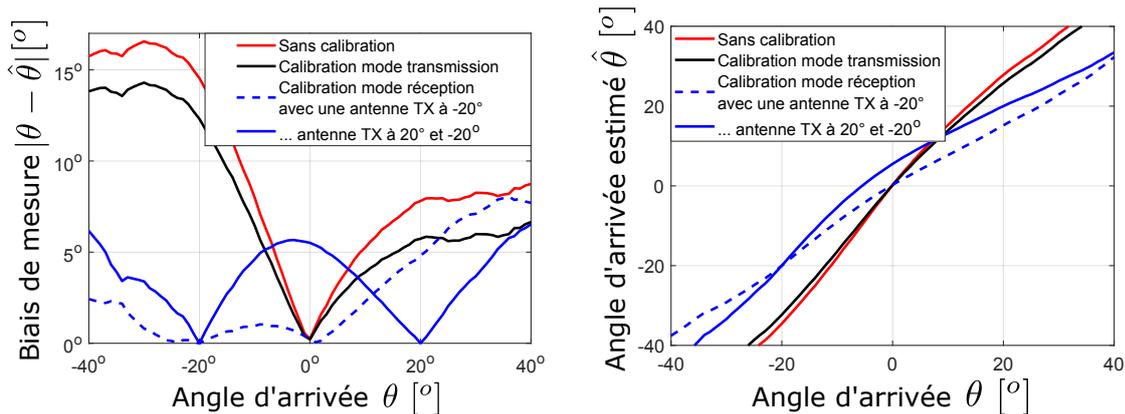


FIGURE 3.40 – Estimation d'AOA après des calibrations pour le réseau d'antennes RX0 et RX1 verticalement orientées.

3.4.4.3 Validation sur l'estimation d'AOA d'un réseau d'antennes de 3 éléments RX0-RX1-RX2

Cette validation a pour objectif de montrer l'amélioration de la précision d'estimation d'AOA avant et après la calibration. Nous allons d'abord faire la calibration du couplage sur le réseau d'antennes en deux orientations pour évaluer sa performance. Nous estimons à la fin que sa performance est suffisamment efficace et que la calibration du couplage et de la dissemblance, qui est considérablement plus complexe quand trois antennes sont en jeu, n'est pas nécessairement recommandée.

D'après le résultat de mesure de couplage entre antennes (figure 3.32), on constate que les couplages de l'antenne RX2 sur l'antenne RX1 et sur l'antenne RX0 (< -30 dB) sont du deuxième ordre par rapport au couplage de l'antenne RX1 sur l'antenne RX0 (-10 à -20 dB). Dans une approximation raisonnable, on peut réutiliser le modèle de couplage entre deux antennes dans le réseau d'antennes de trois éléments en supposant qu'il n'y a pas de couplage lié à l'antenne RX2.

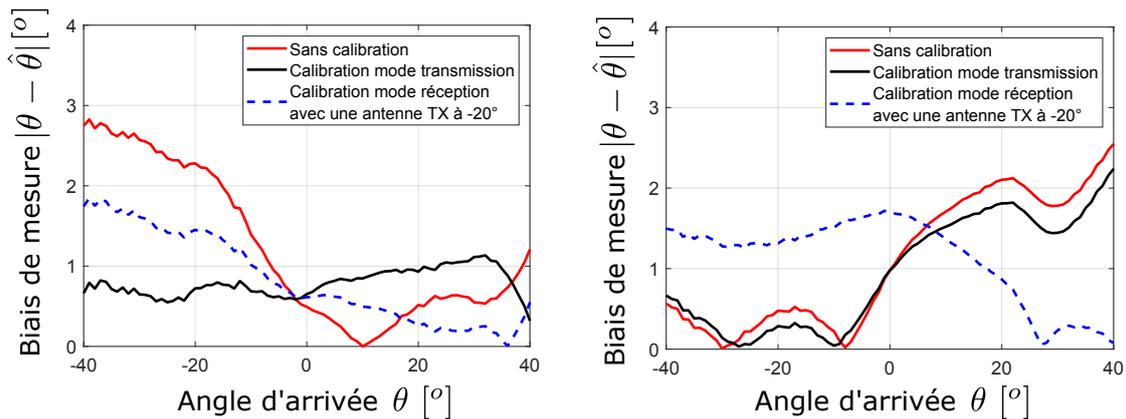


FIGURE 3.41 – Estimation d’AOA après calibration pour le réseau d’antennes RX0-RX1-RX2 horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).

Les résultats de l’estimation d’AOA sur le réseau d’antennes de trois éléments RX0-RX1-RX2 dans les deux orientations sont présentés dans la figure 3.41. En général, le biais de mesure est amélioré après la calibration que ce soit en mode transmission ou en mode réception. Il atteint environ 1° après calibration contre 3° avant calibration. La calibration en mode transmission est plus efficace sur le réseau horizontalement orienté que sur le réseau verticalement orienté comme avoir observé sur le réseau de deux éléments.

Il faut bien noter que la calibration en mode réception résout le couplage par une mesure à une direction autre que 0° , où le choix à -20° est arbitraire. Une meilleure performance peut être obtenue avec la mesure à une autre direction, ce qui peut être analysé dans une simulation de la calibration. Néanmoins, il suffit de faire seulement la calibration en mode transmission ou en mode réception à la direction -20° pour atteindre le biais de mesure de 1° dans l’orientation horizontale, et 2° dans l’orientation verticale.

En pratique, en combinant avec l’estimation d’AOA non-biaisée dont l’écart type est 2° (à SNR = 15 dB) (figure 3.19), la précision de la mesure d’AOA, dont le biais de la mesure noté dans la figure 3.41, est d’environ 3° dans l’orientation horizontale, et d’environ 4° dans l’orientation verticale, ce qui convient à notre objectif ($1 - 6^\circ$).

Chapitre 4

Récepteur IR-UWB multi-antennes à frontal RF unique

Sommaire

4.1 Introduction	82
4.2 Application du CDM aux signaux IR-UWB en réception	83
4.2.1 CDM en bande étroite	83
4.2.2 CDM en IR-UWB	84
4.3 Imperfections de réalisation des codes de multiplexage et de démultiplexage	89
4.4 Modélisation et conception du multiplexage	91
4.4.1 Modélisation d'un multiplieur par le modèle de code arbitraire	91
4.4.2 Modélisation du multiplieur par des paramètres S	92
4.4.3 Relation entre le modèle de code arbitraire et les paramètres S	93
4.4.4 Propositions de réalisation de multiplieur	95
4.4.5 Conception du multiplieur en vue d'une réalisation	98
4.5 Validation du sous-système de multiplexage	101
4.5.1 Procédure de caractérisation du rapport signal sur interférence	102
4.5.2 Rapport signal sur interférence	103
4.6 Expérimentations et mesures Radar	105
4.6.1 Calibration Radar	105
4.6.2 Description et résultat de mesure Radar	108
4.6.3 Conclusions	112

4.1 Introduction

Pour pouvoir mesurer la direction d'arrivée d'une onde électromagnétique (le signal reçu à une antenne), il est nécessaire d'équiper un récepteur multi-antennes. Dans l'approche conventionnelle, celui-ci reçoit et traite chaque signal reçu de chaque antenne par une chaîne de réception de RF jusqu'à la numérisation. Cela nécessite autant de chaînes de réception que d'antennes. Par conséquent, l'accroissement de complexité, de coût et de consommation du récepteur, généralement proportionnel au nombre d'antennes, est inévitable. Pour éviter cela, le principe d'un "récepteur multi-antennes à frontal RF unique" suggère de mutualiser les chaînes de réception, c'est-à-dire d'utiliser une chaîne de réception unique tout en ayant la possibilité de recevoir et traiter les signaux de plusieurs antennes. L'idée est de combiner les signaux reçus en un signal unique (multiplexage), celui-ci est traité par la chaîne de réception unique de même propriété d'une chaîne de réception classique, et s'est séparé après en numérique (démultiplexage) pour avoir des signaux reçus comme s'il n'y avait pas de multiplexage. Bien que la complexité soit accrue par rapport au récepteur mono-antenne, elle est théoriquement nettement moindre que celle du récepteur multi-antennes conventionnel. La question pertinente à se poser ici est comment combiner les signaux reçus en un signal unique, en respectant la possibilité de reconstituer ces signaux à partir du signal unique et en limitant la dégradation apportée par cette combinaison (sur la ressource temps-fréquence du récepteur) par rapport à l'approche conventionnelle présentée dans la section 2.7; et comment reconstituer les signaux reçus ensuite.

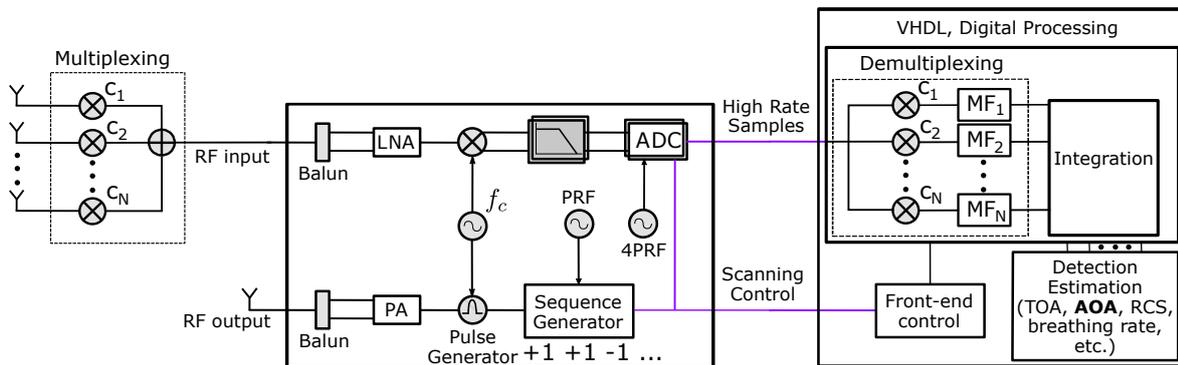


FIGURE 4.1 – Synoptique du démonstrateur Radar IR-UWB multi-antennes.

Le synoptique du démonstrateur Radar IR-UWB avec la technique de multiplexage par répartition de code est présenté à la figure 4.1. Pour combiner les signaux reçus en un signal unique et pour reconstituer ces signaux à partir du signal unique, le bloc de multiplexage et le bloc de démultiplexage sont ajoutés. Par conséquent, il n'y a pas de duplication de la chaîne de réception entre le bloc de multiplexage et le bloc de démultiplexage. Pour profiter au maximum de ce concept, nous mettons le bloc de multiplexage juste après les antennes et le bloc de démultiplexage dans le traitement numérique.

L'objectif principal de ce chapitre est d'étudier ces deux blocs. En ce qui concerne le plan de ce chapitre, tout d'abord, pour comprendre l'application du multiplexage par répartition de code dans le récepteur IR-UWB multi-antennes, nous discuterons du principe de CDM permettant de combiner les signaux reçus en assurant le démultiplexage parfait des signaux, et en limitant l'élargissement de la bande passante du signal combiné (partie 2.7). Ensuite, comme le bloc de multiplexage sera réalisé en RF, on doit prendre en compte des imperfections possibles dans la conception et leurs conséquences sur la restitution des signaux. La conception du bloc de multiplexage est aussi présentée ici. Puis,

pour valider la fonctionnalité du bloc de multiplexage de façon indépendante avec le reste de la chaîne de réception, nous simulerons une mesure avec les signaux IR-UWB dans le domaine fréquentiel par le VNA avec un algorithme en post-traitement faisant la fonction du bloc de démultiplexage. Finalement, pour évaluer l'ensemble de sous-prototype Radar comprenant le réseau d'antennes, le bloc de multiplexage, le bloc de démultiplexage et l'estimation d'AOA, nous effectuerons des mesures Radar pour la détection et la localisation des différents obstacles.

4.2 Application du CDM aux signaux IR-UWB en réception

Le schéma de principe du multiplexage par répartition de code (CDM) est présenté dans la figure 4.2. Ici, les signaux reçus sur chacune des voies sont multipliés avec des codes orthogonaux entre eux puis sont combinés par sommation en un signal unique. Ce signal traverse une chaîne de réception unique, qui contient de fait des blocs communs pour toutes les voies. Pour reconstituer un des signaux reçus, par exemple $rd_1(t)$ à partir du signal unique $rs(t)$, il suffit de corrélérer ce signal $rs(t)$ avec le code de multiplexage correspondant c_1 . Puisque les codes sont orthogonaux, il reste dans le $rd_1(t)$ seulement le signal $r_1(t)$, ce qui correspond à un démultiplexage des signaux. En somme, si les codes sont orthogonaux, le signal est démultiplexable.

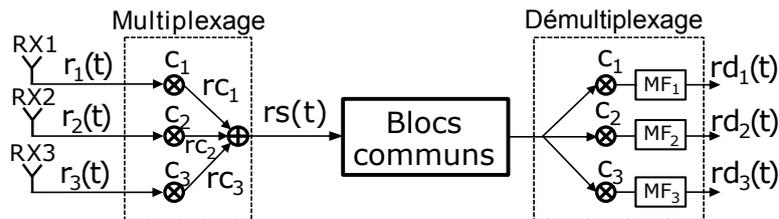


FIGURE 4.2 – Concept du CDM dans le récepteur multi-antennes.

4.2.1 CDM en bande étroite

Il est nécessaire de rappeler le principe du CDM sur les signaux simples en bande étroite, par exemple un signal sinusoïdal à la fréquence f_c modulé à la fréquence f_m . Supposons que l'on veut transmettre une information représentée par des séquences binaires $\{-1; +1\}$ dans ce signal. La technique de modulation et le débit d'information décident la bande passante physique du signal, appelée B et illustrée dans la figure 4.3 sur le signal modulé.

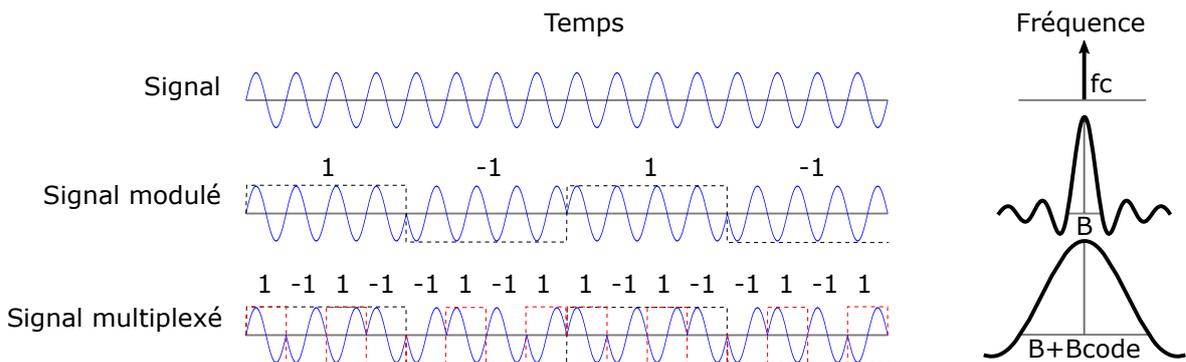


FIGURE 4.3 – Concept du CDM en bande étroite.

Supposons aussi une technique de modulation classique par exemple BPSK. Pour chaque changement de polarité du signal, un bit est envoyé. Dans ce cas, la bande passante physique du signal correspond donc à la bande passante d'information.

Maintenant vient le CDM. Pour que l'information portée par le signal soit conservée après le multiplexage et le démultiplexage, la bande passante du code B_{code} doit être au moins N fois la bande passante de l'information B où N est le nombre de signaux reçus, on a alors $B_{\text{code}} \geq N \times B$. Par conséquent, la bande passante du signal multiplexé (le signal r_{c_i}) étant la somme de la bande passante physique du signal reçu plus la bande passante de code, $B + B_{\text{code}}$ est au moins $B + N \times B$, ce qui signifie un élargissement de la bande passante de N fois la bande passante du signal reçu.

4.2.2 CDM en IR-UWB

En IR-UWB, on travaille avec le train d'impulsions en temps. Pour pouvoir utiliser la technique d'intégration cohérente (afin d'augmenter le SNR), chaque information doit être répétée sur un certain nombre d'impulsions. Il est aisé de comprendre que pour atteindre un SNR raisonnable, la fréquence d'information doit être relativement inférieure à la période de répétition d'impulsions (PRF), qui est elle-même considérablement petite devant la bande passante physique du signal (B). Considérons que chaque information est portée sur N_c impulsions, parce que des impulsions sont envoyées à la fréquence PRF, la bande passante d'information est donc $2\text{PRF}/N_c$. Supposons que l'intervalle entre des impulsions soit $\text{PRP} = 64$ ns, autrement dit $\text{PRF} = 1/\text{PRP} = 15.6$ MHz, la bande passante de l'information est $2 \times 15.6/N_c$ MHz, ce qui reste petit en comparaison de la bande passante physique d'1 GHz du signal. Cela permet de choisir un code de multiplexage dont la fréquence ("chip") est un multiple de la fréquence de l'information, mais qui est petite devant la bande passante physique du signal pour que la bande passante ajoutée dans le signal combiné soit négligeable, par exemple un "chip" à PRF. Ainsi, cela n'impose pas de contrainte de la bande passante sur les blocs communs mis à part la bande passante des signaux reçus eux-mêmes.

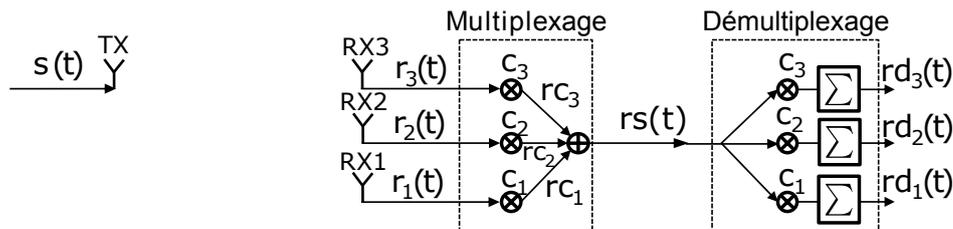


FIGURE 4.4 – Modèle du CDM pour le récepteur multi-antennes IR-UWB.

Pour établir un modèle de signal, nous considérons un système IR-UWB multi-antennes en réception. Un train d'impulsions UWB est envoyé d'un émetteur et est vu par chacune des antennes. Ce train d'impulsions a une période de répétition PRP et est étalé sur une bande passante B . Le train d'impulsions à chaque voie est multiplié avec un code de longueur N_c et de période de "chip" T_c , qui est choisi ici pour être égal à PRP. La bande passante du code d'étalement est donc $B_{\text{code}} = 2\text{PRF}$. On obtient alors la bande passante physique du signal multiplexé $B + B_{\text{code}} = B + 2\text{PRF}$. En Radar ou en communication à bas débit, la fréquence de répétition PRF reste modérée devant la bande passante B du signal, l'élargissement de la bande passante du signal est dès lors négligeable. L'intérêt de l'approche CDM appliquée à l'UWB dans ce cas est que les spécificités des composants de la chaîne de réception en matière de bande passante sont inchangées. Ce n'est néanmoins

pas le cas de toutes les spécificités, et notamment en matière du bruit, l'interférence et la linéarité. Ici, la linéarité n'est pas abordée. Nous concentrons notre étude sur les conséquences du bruit et de l'interférence sur les signaux démultiplexés.

Sans perte de généralité, pour simplifier le modèle, on écrit les impulsions pendant la durée d'une période du code de multiplexage, soit pendant un temps $N_c \text{PRP}$. Le signal envoyé s'écrit alors :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} p(t - k \cdot \text{PRP}) \quad (4.1)$$

où $p(t)$ est l'impulsion envoyée.

Pour simplifier, on considère le canal à bruit blanc additif gaussien. On ne prend pas en compte les trajets multiples et les différences de gain entre les différentes voies. Mais on considère les différences de temps de retard pour garder la diversité sur les signaux reçus. Le signal reçu sur la voie i s'écrit alors :

$$\begin{aligned} r_i(t) &= \sum_{k=0}^{N_c-1} p(t - k \cdot \text{PRP} - \tau_i) + n_i(t) \\ &= \sum_{k=0}^{N_c-1} \left[p(t - k \cdot \text{PRP} - \tau_i) + n_i^k(t) \right] \end{aligned} \quad (4.2)$$

où $n_i(t)$ est un processus de bruit blanc sur l'entrée i qui suit une distribution gaussienne $N(0, \sigma^2)$, $n_i^k(t)$ est le bruit présenté sur l'entrée i sur la $k^{\text{ème}}$ PRP, $n_i^k(t) = n_i(t)$ si $k \cdot \text{PRP} < t < (k+1) \cdot \text{PRP}$ et 0 ailleurs, τ_i est le retard du signal sur l'entrée i en comparaison du signal émis. Le développement de la deuxième ligne de l'équation a pour objectif d'écrire le signal et le bruit sur chaque durée de PRP (étant aussi la durée du chip dans le CDM), ce qui facilitera les calculs.

Dans le bloc de multiplexage, le signal reçu de l'antenne i , $r_i(t)$ est multiplié avec le code c_i . Le signal multiplié $r c_i(t)$ s'écrit alors :

$$r c_i(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \left[p(t - k \cdot \text{PRP} - \tau_i) \cdot c_i^k + n_i^k(t) \cdot c_i^k \right] \quad (4.3)$$

où le code c_i est composé de $N_c - 1$ chips $c_i = [c_i^0, c_i^1, \dots, c_i^k, \dots, c_i^{N_c-1}]$. On considère par ailleurs que c_i est une séquence binaire constituée de -1 et de $+1$, autrement dit $c_i^k \in \{-1; +1\}$.

Dans l'approche CDM, tout comme en CDMA par analogie directe, il est aisé de comprendre que l'utilisation de codes orthogonaux permet le démultiplexage parfait des signaux. Nous choisissons parmi les codes orthogonaux la famille des codes de Hadamard pour démontrer le concept de CDM. On peut prendre un exemple de trois codes de longueur $N_c = 4$ chips pour trois voies $N = 3$ pour mieux comprendre $c_1 = [+1 \ -1 \ -1 \ +1]$, $c_2 = [+1 \ +1 \ -1 \ -1]$, $c_3 = [+1 \ -1 \ +1 \ -1]$. On a l'autocorrélation $c_j \times c_j = \sum_{k=0}^{N_c-1} c_j^k \cdot c_j^k = N_c$ et l'intercorrélation $c_i \times c_j = \sum_{k=0}^{N_c-1} c_i^k \cdot c_j^k = 0$.

Les signaux multipliés $r c_i(t)$ des différentes voies sont ensuite additionnés en un signal unique, $r s(t) = \sum_{i=1}^N r c_i(t)$, N étant le nombre de voies.

$$r s(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=0}^{N_c-1} \left[p(t - k \cdot \text{PRP} - \tau_i) \cdot c_i^k + n_i^k(t) \cdot c_i^k \right] \quad (4.4)$$

Dans un système réel, les échantillons du bruit sur les différentes voies ne sont pas forcément indépendants. Par exemple, on peut avoir le cas où $n_i(t) = n_j(t)$ à $i \neq j$, cela permet une optimisation des codes pour avoir une interférence destructive de bruit dans le signal combiné. Cependant, nous ne traitons pas ce point ici. En revanche, nous mettons ici dans le pire cas, celui des échantillons du bruit indépendants.

L'innovation ici est de considérer le signal combiné comme un vecteur de N_c éléments (chaque élément correspond à une réplique du signal reçu $p(t - \tau_i)$ multiplié avec le code de multiplexage c_i^k). La corrélation de ce vecteur avec le vecteur de code de démultiplexage c_j (lui-même de N_c éléments de c_j^k) dans une situation de synchronisation parfaite entre le code de multiplexage et de démultiplexage se traduit par un produit scalaire. Cela s'écrit :

$$\begin{aligned}
 rd_j(t) &= rs(t) \cdot \sum_{k=0}^{N_c-1} \left[c_j^k * \delta(t + k.PRP) \right] \\
 &= \sum_{i=1}^N \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \left[p(t - k.PRP - \tau_i) \cdot c_i^k \cdot c_j^k + n_i^k(t) \cdot c_i^k \cdot c_j^k \right] * \delta(t + k.PRP) \right\} \quad (4.5) \\
 &= \sum_{i=1}^N \sum_{k=0}^{N_c-1} \left[p(t - \tau_i) \cdot c_i^k \cdot c_j^k + n_i^k(t + k.PRP) \cdot c_i^k \cdot c_j^k \right]
 \end{aligned}$$

Le passage de la deuxième ligne à la troisième ligne n'est rien qu'une intégration cohérente pour additionner tous les éléments qui se trouvent à $[0 \text{ PRP}]$, $[\text{PRP} \text{ } 2\text{PRP}]$, ..., $[(N_c-2)\text{PRP} \text{ } (N_c-1)\text{PRP}]$. Cela explique la sommation des impulsions $p(t - \tau_i)$ sans retard de multiple de PRP au final.

Après quelques développements pour séparer la partie du signal original, de bruit et de l'interférence dans le signal démultiplexé, on obtient :

$$\begin{aligned}
 rd_j(t) &= p(t - \tau_j) \sum_{k=0}^{N_c-1} c_j^k \cdot c_j^k \quad (\text{signal sur la voie } j) \\
 &+ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^N \left[p(t - \tau_i) \sum_{k=0}^{N_c-1} c_i^k \cdot c_j^k \right] \quad (\text{interférence due aux signaux des autres voies}) \\
 &+ \sum_{k=0}^{N_c-1} n_j^k(t + k.PRP) \cdot c_j^k \cdot c_j^k \quad (\text{bruit sur la voie } j) \\
 &+ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^N \sum_{k=0}^{N_c-1} n_j^k(t + k.PRP) \cdot c_i^k \cdot c_j^k \quad (\text{interférence de bruit des autres voies})
 \end{aligned} \quad (4.6)$$

Dans l'équation 4.6, on remarque que la partie du signal original de la voie j est bien récupérée car $c_j^k \cdot c_j^k = 1 \forall k, j$. Dans le deuxième terme du membre de droite, on retrouve l'interférence des signaux des autres voies, appelée l'**Interférence inter-code ou InterCode Interference (ICI)**. Elle est due à l'intercorrélation des codes. Les termes de bruit provenant de la voie j et des autres voies, toujours due à l'intercorrélation des codes. Si les échantillons de bruit sont indépendants, de même loi et centrés, la pondération avec les codes c_i^k et c_j^k ne changent pas leur propriété. En somme, cela est équivalent à une addition de bruit de toutes les voies. Enfin, d'après la caractéristique des codes en autocorrélation $\sum_{k=0}^{N_c-1} c_j^k \cdot c_j^k = N_c$ et en intercorrélation $\sum_{k=0}^{N_c-1} c_i^k \cdot c_j^k = 0$, le signal démultiplexé de la voie j

devient :

$$\begin{aligned}
 r d_j(t) &\approx N_c p(t - \tau_j) \text{ (signal sur la voie } j) \\
 &+ 0 \text{ (interférence due aux signaux des autres voies)} \\
 &+ \sum_{i=1}^N \sum_{k=0}^{N_c-1} n_i^k(t + k.PRP) \text{ (bruit)}
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

Manifestement, les interférences dues aux signaux des autres voies sont annulées, le signal démultiplexé est composé du signal original et de la somme des bruits présents sur toutes les voies. La puissance moyenne du bruit est donc $NN_c\sigma^2$. On peut écrire le rapport signal sur bruit pour le signal démultiplexé :

$$\text{SNR}(t) = \frac{N_c^2 |p(t - \tau_j)|^2}{NN_c\sigma^2} \tag{4.8}$$

Le SNR à l'instant d'échantillonnage optimal au centre de l'impulsion est donc :

$$\text{SNR} = \text{SNR}(t - \tau_j)|_{t=\tau_j} = \frac{N_c}{N} \frac{P_r}{\sigma^2} \tag{4.9}$$

Il faut noter que le processus de démultiplexage lui-même comprend l'intégration des N_c impulsions et du bruit, ce qui explique un gain de traitement N_c sur le SNR. En ce qui concerne le démultiplexage proprement dit sans l'intégration des impulsions, les bruits de toutes les voies (N voies) sont additionnés, ce qui dégrade le SNR d'un facteur N .

Pour illustrer le principe de multiplexage par répartition de code, nous présentons ici une simulation de la fonction multiplexage/démultiplexage sur les signaux IR-UWB. La figure 4.5 présente les signaux $r_1(t)$, $r_2(t)$ et $r_3(t)$ reçus à trois voies ($N = 3$) dont les retards sont différents. Pour faciliter l'observation, on choisit la durée d'impulsion $T_p = 1$ ns, l'amplitude de l'impulsion normalisée à 1 et la période de répétition $PRP = 10$ ns. La séquence de code, qui sera appliquée sur chaque signal reçu, est aussi montrée dans cette figure.

La fonction de multiplexage appliquée sur les signaux reçus et les codes résulte en un signal unique $rs(t)$, présenté à la figure 4.6. On profite donc d'une réduction du nombre de la chaîne de réception de 3 à 1 parce qu'au lieu de traiter simultanément 3 signaux reçus $r_1(t)$, $r_2(t)$ et $r_3(t)$, on traite ici seulement un signal $rs(t)$.

La fonction de démultiplexage appliquée sur le signal unique avec la connaissance des codes de multiplexage résulte en 3 signaux, présenté dans la figure 4.7. Les retards relatifs de ces 3 signaux sont comme ceux des signaux reçus originaux, ce qui montre la conservation de l'information des signaux reçus après le multiplexage/démultiplexage. Comme l'intégration cohérente entre des PRPs est incluse dans la fonction de démultiplexage, l'amplitude du signal démultiplexé est augmentée par un facteur 4. Le bruit sur le signal démultiplexé représente les bruits additionnés de toutes les voies et intégrés sur 4 PRPs, ce qui se traduit par une augmentation de l'écart-type de $\sqrt{NN_c} = \sqrt{3 \times 4} = 3.5$.

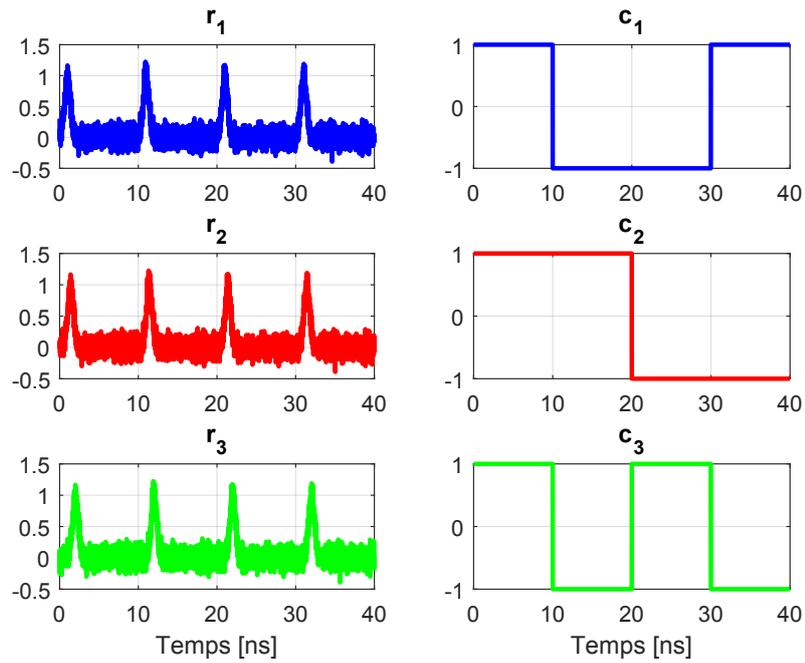


FIGURE 4.5 – Signaux reçus et codes de multiplexage.

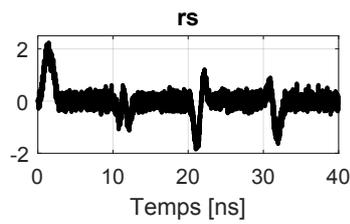


FIGURE 4.6 – Signal unique à la sortie du bloc de multiplexage.

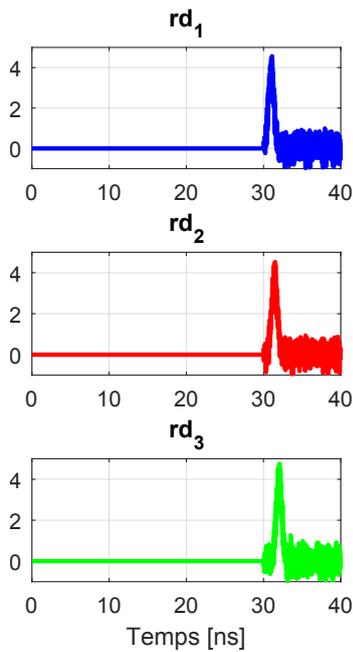


FIGURE 4.7 – Signaux à la sortie du bloc de démultiplexage.

4.3 Imperfections de réalisation des codes de multiplexage et de démultiplexage

Deux hypothèses ont été faites dans la section précédente pour faciliter la compréhension du concept de CDM : la première est la réalisation parfaite des codes de multiplexage et la deuxième est la synchronisation parfaite entre les codes de multiplexage et les codes de démultiplexage. La deuxième hypothèse semble raisonnablement acceptable car le démultiplexage et le multiplexage sont réalisés dans le récepteur lui-même. En plus, l'implémentation de démultiplexage en numérique soulage la contrainte de synchronisation et permet même la calibration de code de multiplexage réalisée en analogique (la dernière n'est pas traitée dans la thèse). La première hypothèse semble intuitive mais pas toujours acceptable, d'autant plus que le multiplexage est réalisé en RF. Par conséquent, nous traitons ici l'imperfection de la réalisation de code de multiplexage.

Dans le modèle de signal précédent, l'interférence inter-code du signal est parfaitement supprimée grâce à l'orthogonalité des codes de multiplexage. Dans une implémentation du bloc de multiplexage en analogique, l'orthogonalité des voies sera dégradée par différents facteurs donc le terme d'ICI sera non nul. Notons les codes réels générés \tilde{c}_i par ce bloc pour les différencier des codes idéaux orthogonaux c_i . La question qui se pose à ce stade, s'il existe des imperfections dans la réalisation du multiplexage, est de savoir quels codes de multiplexage peuvent être robustes à ces imperfections. La réponse dépend avant tout du type d'imperfection résidant dans la conception de multiplexage en analogique. Elles peuvent représenter l'atténuation et la dispersion de signal traversant le bloc de multiplexage, le défaut sur la moyenne entre les codes "+1" et "-1", la dissemblance de la propriété des codes entre les voies et le couplage entre les voies. Compte tenu de la complexité des imperfections, établir un modèle complet sans passer par la conception du système lui-même peut devenir extrêmement gourmand en matière de temps. Pour cette raison, nous étudions ici un modèle arbitraire prenant en compte la perte globale et le défaut sur la moyenne entre les codes générés "+1" et "-1". Nous analysons ensuite les conséquences de ces imperfections sur l'orthogonalité de code et le terme d'ICI. Finalement, nous proposons des codes de multiplexage robustes à ces imperfections. La section 4.4 discutera la modélisation du bloc de multiplexage et mettra en lien avec le modèle d'imperfection de code.

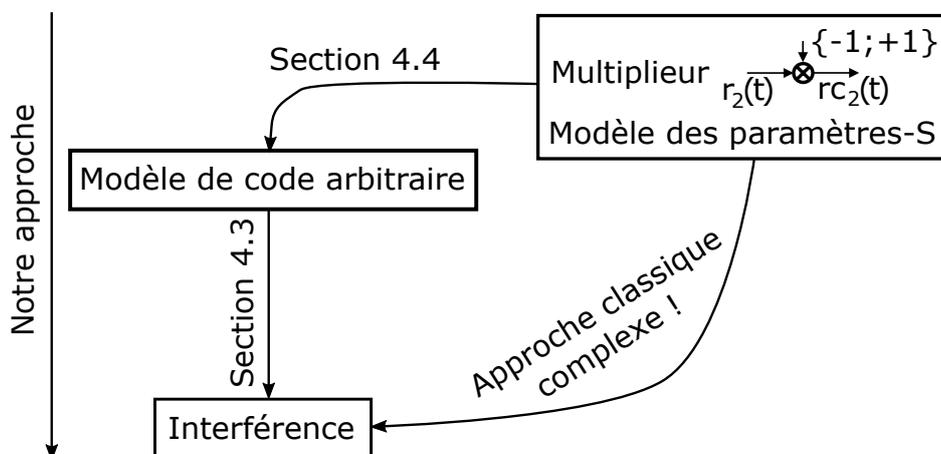


FIGURE 4.8 – Approche théorique

Partons du code de multiplexage idéal c_i et modélisons le code de multiplexage réel par $\tilde{c}_i = g \cdot (c_i + \epsilon)$, g est le gain global qui est inférieur à 1 et ϵ est la valeur moyenne du code

binaire, non nulle et supposée petite devant $|c_i|$, $|\epsilon| < |c_i| = 1$. Pour un exemple de codes de multiplexage idéaux de longueur $N_c = 4$ chips utilisés dans la partie 4.2, les codes de multiplexage réels sont modélisés par :

$$\begin{aligned}\tilde{c}_1 &= g[+1 + \epsilon \quad -1 + \epsilon \quad -1 + \epsilon \quad +1 + \epsilon] \\ \tilde{c}_2 &= g[+1 + \epsilon \quad +1 + \epsilon \quad -1 + \epsilon \quad -1 + \epsilon] \\ \tilde{c}_3 &= g[+1 + \epsilon \quad -1 + \epsilon \quad +1 + \epsilon \quad -1 + \epsilon]\end{aligned}\quad (4.10)$$

On peut calculer l'autocorrélation du code c_j , $\sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{c}_j^k \cdot \tilde{c}_j^k = N_c g^2 (1 + \epsilon^2)$ et l'intercorrélation entre deux codes c_i et c_j , $\sum_{\substack{k=0 \\ i \neq j}}^{N_c-1} \tilde{c}_i^k \cdot \tilde{c}_j^k = N_c g^2 \epsilon^2$. Ainsi, à partir de l'équation 4.6 le signal démultiplexé avec des codes réels s'écrit :

$$\begin{aligned}rd_j(t) &\approx N_c g^2 (1 + \epsilon^2) p(t - \tau_j) \quad (\text{signal de la voie } j) \\ &+ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^N N_c g^2 \epsilon^2 p(t - \tau_j) \quad (\text{interférence due aux signaux des autres voies}) \\ &+ g^2 \sum_{k=0}^{N_c-1} n_j^k(t + k.PRP) \quad (\text{bruit de la voie } j) \\ &+ g^2 \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^N \sum_{k=0}^{N_c-1} n_j^k(t + k.PRP) \quad (\text{interférence de bruit des autres voies})\end{aligned}\quad (4.11)$$

On remarque d'abord dans l'équation 4.11 la présence de l'interférence des signaux des autres voies dans le signal démultiplexé parce que les codes réels ne sont plus orthogonaux entre eux. Vu que les bruits sont aléatoires, l'imperfection sur l'orthogonalité des codes ne les affecte pas, on ignore donc cette imperfection sur le terme de bruit qui est à la troisième et quatrième ligne de l'équation 4.11. Par conséquent, le rapport du signal sur bruit ne change pas. En revanche, l'interférence apparaît, on peut calculer le [Rapport du signal sur interférence ou Signal to Interference Ratio \(SIR\)](#) :

$$\text{SIR}(t) = \frac{|p(t - \tau_j)|^2}{e^4 \left| \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^N (p(t - \tau_i)) \right|^2}\quad (4.12)$$

Le SIR(t) calculé au centre de l'impulsion en supposant que $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3$ pour le pire des cas est :

$$\text{SIR} = \text{SIR}(t)|_{\tau_1=\tau_2=\tau_3} = \frac{1}{(N-1)^2 \epsilon^4} = \frac{1}{4 \epsilon^4}\quad (4.13)$$

L'interférence de signal des autres voies ainsi que le bruit dégradent le signal démultiplexé de la même façon. On s'intéresse finalement au [Rapport du signal sur interférence plus bruit ou Signal to Interference plus Noise Ratio \(SINR\)](#) :

$$\text{SINR}(t) = \frac{1}{\frac{N\sigma^2}{N_c} + (N-1)^2 \epsilon^4}\quad (4.14)$$

Supposons que le bruit $\frac{N\sigma^2}{N_c} = 0.01$ ou le SNR avec les codes parfaitement orthogonaux est à 20 dB par rapport au signal normalisé à 1, pour que $\frac{N\sigma^2}{N_c} + (N-1)^2 \epsilon^4 < 0.0102$ ou

$\text{SINR} > 19.9$ dB (l'imperfection sur l'orthogonalité entre des codes dégrade moins de 0.1 dB sur le SINR), la contribution de l'interférence $(N - 1)^2 \epsilon^4$ doit rester inférieure à 0.0002 ou -37 dB. Par conséquent, dans notre exemple ($N = 3$), la condition du défaut sur la moyenne est $|\epsilon^2| < 0.007$ ou -22 dB (comparée à 1 qui est la valeur du chip).

Dans le développement ci-dessus, on a exploré volontairement l'interférence quand les codes de multiplexage idéaux sont équilibrés. Si on utilise un code non-équilibré comme par exemple le code idéal $c_1 = [+1 +1 +1 +1]$ et le code réel $\tilde{c}_1 = g[1 + \epsilon \ 1 + \epsilon \ 1 + \epsilon \ 1 + \epsilon]$, les codes c_2 et c_3 restent les mêmes, le niveau d'interférence sera plus élevé. En effet, l'intercorrélation est $\sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{c}_1^k \cdot \tilde{c}_2^k = N_c g^2 (\epsilon + \epsilon^2) \approx N_c g^2 \epsilon$, à comparer au cas où les codes sont équilibrés, $N_c g^2 \epsilon^2$. Ainsi, l'interférence du signal définissant l'intercorrélation sera plus importante. Cela se traduit par une condition plus stricte du défaut sur la moyenne $|\epsilon| < 0.007$ ou $|\epsilon^2| < -43$ dB, qui contraint plus fortement la conception.

Dans la réalisation idéale du code, on sait que les codes orthogonaux enlèvent l'interférence des autres voies. Ici en étudiant la réalisation imparfaite du code, l'analyse théorique sur les premières suppositions des imperfections de code conduit au choix des codes équilibrés parmi les codes orthogonaux pour réduire l'interférence. Cette étude est poursuivie par une étude de modélisation du bloc de multiplexage.

4.4 Modélisation et conception du multiplexage

L'approche retenue pour l'implémentation du CDM dans notre récepteur à frontal RF unique consiste à réaliser la fonction de multiplexage juste après les antennes et de réaliser la fonction de démultiplexage en numérique, et ce afin de maximiser le nombre de blocs RF mutualisés. La bande passante du signal étant marginalement modifiée, et la contrainte nouvelle sur la dynamique des signaux n'étant pas traitée dans notre travail, nous n'étudions pas l'impact du CDM sur la chaîne RF. Par ailleurs, la réalisation du code de démultiplexage en numérique ne présente pas une difficulté technique. Par conséquent, les blocs critiques dans la réalisation de notre système sont les blocs du multiplexeur, à savoir les multiplieurs réalisant la multiplication des signaux avec des codes et le combineur réalisant l'addition des signaux.

Le modèle d'imperfection de réalisation des codes de multiplexage met en évidence l'impact du mode commun, c'est-à-dire de la moyenne effective du code d'étalement ϵ . Nous proposons de convertir la contrainte sur la valeur du mode commun en une contrainte en paramètres S.

4.4.1 Modélisation d'un multiplieur par le modèle de code arbitraire

On considère le multiplieur comme un composant à trois ports de signal et un port de code de commande. Sur les ports de signal, l'un est l'entrée du signal et les deux autres des sorties de signaux, présenté à la figure 4.9. Quand le code vaut "+1", le signal se dirige du port 1 au port 2 (port en phase). Quand le code vaut "-1", le signal se dirige du port 1 au port 3 (port en opposition de phase). L'analogie avec une sortie différentielle est immédiate, la notion de mode commun directement reliée à l'écart de gain et de phase entre les voies, et le gain relié à la perte dans le bloc.

D'après le modèle d'imperfection de code utilisé, les signaux en sortie sont modélisés par $out_2 = p(t)g(1 + \epsilon)$ et $out_3 = p(t)g(-1 + \epsilon)$. Le mode commun peut être calculé à partir des signaux sur les sorties :

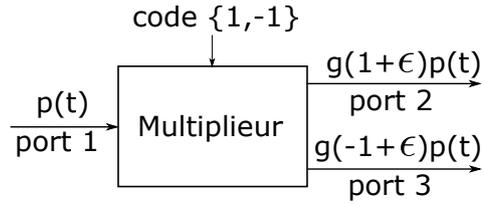


FIGURE 4.9 – Modèle du multiplieur dans le contexte de CDM.

$$\epsilon = \frac{out_2 + out_3}{out_2 - out_3} \quad (4.15)$$

En conception RF, on a coutume de caractériser les fonctions en paramètres S dans le domaine fréquentiel. Il est donc utile d'établir la relation entre les paramètres S du multiplieur dans le domaine fréquentiel et le défaut de mode commun dans le domaine temporel.

4.4.2 Modélisation du multiplieur par des paramètres S

4.4.2.1 Paramètres S classiques

Nous souhaitons dans cette partie relier l'imperfection du multiplieur exprimée dans le domaine temporel par l'équation 4.15, avec le rapport du mode commun sur le mode différentiel dérivé des paramètres S. Il s'agit ici du [Rapport du mode commun sur le mode différentiel](#) ou *Common-Mode Rejection Ratio* (CMRR) :

$$CMRR = \frac{S_{21} + S_{31}}{S_{21} - S_{31}} \quad (4.16)$$

Ici, $S_{21} + S_{31}$ représente le paramètre S du mode commun et $S_{21} - S_{31}$ représente le paramètre S du mode différentiel. Le CMRR est relié à ϵ par la transformation de Fourier, $out_2 = g(1 + \epsilon)p(t) = TF^{-1}\{S_{21}(f).P(f)\}$.

Par analogie directe, intéressons nous aux paramètres S d'un coupleur 180° et d'un déphaseur $0/180^\circ$.

Les paramètres S d'un coupleur 180° idéal sont :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 1 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} \\ -1 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Les paramètres S d'un déphaseur $0/180^\circ$ idéal sont :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Sur les paramètres S du coupleur ou du déphaseur idéal, on remarque que le mode commun $S_{21} + S_{31}$ s'annule et que le mode différentiel $S_{21} - S_{31}$ s'additionne. De ce fait, le rapport du mode commun sur le mode différentiel est nul. C'est donc la modélisation simple du multiplieur. Les autres paramètres S_{22} , S_{23} et S_{33} sont utiles pour calculer l'adaptation et ne sont pas traités dans le modèle proposé.

4.4.2.2 Paramètres S mixtes

Le paragraphe précédent a montré que l'écriture des paramètres S mixtes $S_{21} + S_{31}$ et $S_{21} - S_{31}$, explicitant les modes commun et différentiel, est plus adaptée. Pour appliquer cette écriture des paramètres S mixtes d'un multiplieur modélisé par le code de multiplexage (figure 4.9), on remplace les ports différentiels, en l'occurrence les ports 2 et 3, par les ports analytiques du mode différentiel et du mode commun, les ports "d" et "c", respectivement [68].

On note d'abord la conversion entre les paramètres S classiques et ceux mixtes [68, 69] :

$$\begin{aligned}
 S_{1d} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(S_{12} - S_{13}) & S_{d1} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(S_{21} - S_{31}) \\
 S_{1c} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(S_{12} + S_{13}) & S_{c1} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(S_{21} + S_{31}) \\
 S_{dd} &= \frac{1}{2}(S_{22} - S_{23} - S_{32} + S_{33}) & S_{dc} &= \frac{1}{2}(S_{22} + S_{23} - S_{32} - S_{33}) \\
 S_{cc} &= \frac{1}{2}(S_{22} + S_{23} + S_{32} + S_{33}) & S_{cd} &= \frac{1}{2}(S_{22} - S_{23} + S_{32} - S_{33})
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

Les paramètres S du modèle mixte du coupleur 180° s'écrivent alors :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{1d} & S_{1c} \\ S_{d1} & S_{dd} & S_{dc} \\ S_{c1} & S_{cd} & S_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -j & 0 \\ -j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \tag{4.20}$$

Pour le déphaseur $0/180^\circ$, les paramètres S du modèle mixte s'écrivent alors :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{1d} & S_{1c} \\ S_{d1} & S_{dd} & S_{dc} \\ S_{c1} & S_{cd} & S_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & 0 \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.21}$$

Visiblement, avec des composants idéaux, la représentation des paramètres S mixtes est plus directe pour évaluer le mode différentiel S_{d1} et le mode commun S_{c1} ainsi que la conversion entre ces deux modes S_{cd} .

En ce qui concerne le CMRR, on peut écrire :

$$\text{CMRR} = \frac{S_{c1}}{S_{d1}} \tag{4.22}$$

4.4.3 Relation entre le modèle de code arbitraire et les paramètres S

La relation entre le rapport du mode commun sur le mode différentiel CMRR (exprimé par les paramètres S dans le domaine fréquentiel) et le défaut sur la moyenne du code réel ϵ (exprimé dans le domaine temporel du modèle de code arbitraire) peut être écrite grâce à la transformation de Fourier :

$$\epsilon = \frac{\text{out}_2(t) + \text{out}_3(t)}{\text{out}_2(t) - \text{out}_3(t)} = \frac{\text{TF}^{-1}[(S_{21}(f) + S_{31}(f)).P(f)]}{\text{TF}^{-1}[(S_{21}(f) - S_{31}(f)).P(f)]} = \frac{\text{TF}^{-1}[S_{c1}(f).P(f)]}{\text{TF}^{-1}[S_{d1}(f).P(f)]} \tag{4.23}$$

Comme on est dans un contexte de $|\epsilon| \ll 1$ (on parle de $|\epsilon|^2 \approx 0.007$), on a $|S_{c1}(f)| \ll |S_{d1}(f)|$, le défaut sur la moyenne du code réel dépend principalement du mode commun

du multiplieur. Pour simplifier l'équation 4.23, on suppose que $S_{d1}(f) = \sqrt{2}$ comme dans un cas du déphaseur $0/180^\circ$ idéal (l'équation 4.20), on obtient alors :

$$\text{TF}^{-1}[S_{d1}(f).P(f)] = \sqrt{2}p(t) \quad (4.24)$$

La relation entre le défaut sur la moyenne ϵ et le paramètre S du mode commun dans le domaine fréquentiel $S_{c1}(f)$ peut être écrite :

$$\sqrt{2}\epsilon p(t) = \text{TF}^{-1}[S_{c1}(f).P(f)] \quad (4.25)$$

Cette équation permet de caractériser le défaut sur la moyenne à partir de paramètre S du mode commun $S_{c1}(f)$. On remarque que si ce dernier est constant en fréquence, ϵ est constant en temps, ce qui rejoint le modèle d'imperfection de code. Or en pratique, $S_{c1}(f)$ varie en fonction de la fréquence, à savoir que la bande passante est relativement large en UWB, il faut par conséquent considérer le défaut sur la moyenne ϵ variable en temps, on écrit alors $\epsilon(t)$.

Cela ne change pas la condition qu'on cherche à faire satisfaire sur le code, $|\epsilon(t)| < -22$ dB (d'après l'analyse dans la section 4.3). Dès lors, l'objectif de cette partie est de trouver une règle sur $S_{c1}(f)$ pour assurer la condition précédente. Cependant, la relation de départ entre $\epsilon(t)$ et $S_{c1}(f)$ (l'équation 4.25) semble encore compliquée pour donner une idée sur $S_{c1}(f)$. Pour cette raison, nous nous permettons d'appliquer l'égalité de Parseval sur cette équation, la relation de base est alors :

$$2 \int_{-\infty}^{\infty} |\epsilon(t)|^2 |p(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |S_{c1}(f)|^2 |P(f)|^2 df \quad (4.26)$$

On appelle $\epsilon_{\text{seuil}} = -22$ dB, on cherche alors :

$$|\epsilon(t)| < \epsilon_{\text{seuil}} \quad (4.27)$$

La prochaine étape consiste à traduire cette condition à celle écrite sous la forme $\int_{-\infty}^{\infty} |\epsilon(t)|^2 |p(t)|^2 dt$. Cette forme permettra de passer la condition du domaine temporel au domaine fréquentiel (par l'égalité de Parseval donnée ci-dessus).

$$\begin{aligned} & |\epsilon(t)| < \epsilon_{\text{seuil}} \\ \Leftrightarrow & 2 \int_{-\infty}^{\infty} |\epsilon(t)|^2 |p(t)|^2 dt < 2 \epsilon_{\text{seuil}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} |p(t)|^2 dt \\ \Leftrightarrow & \int_{-\infty}^{\infty} |S_{c1}(f)|^2 |P(f)|^2 df < 2 \epsilon_{\text{seuil}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} |p(t)|^2 dt \end{aligned} \quad (4.28)$$

On remarque dans ce développement que l'inégalité de la première ligne déduit celle de la deuxième ligne mais pas forcément de façon inverse. Il faudrait écrire \Leftarrow au lieu de \Leftrightarrow . Cependant, si $\epsilon(t)$ ne varie pas en temps, le chemin inverse est aussi vrai. En effet, ici nous supposons que la variation de $\epsilon(t)$ en temps est suffisamment petite pour que ce développement soit vrai, nous évaluerons cela à la fin de cette section. Enfin, l'équivalence entre l'inégalité de la deuxième ligne et celle de la troisième ligne est faite grâce à l'égalité de Parseval.

En fixant un seuil sur $S_{c1}(f)$, $|S_{c1}(f)| < S_{c1,\text{seuil}}$, on peut écrire alors :

$$\int_{-\infty}^{\infty} |S_{c1}(f)|^2 |P(f)|^2 df < S_{c1,\text{seuil}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2 df \quad (4.29)$$

Pour garantir la condition dans l'équation 4.28, il suffit d'avoir :

$$\begin{aligned}
 & |\epsilon(t)| < \epsilon_{\text{seuil}} \\
 \Leftrightarrow & S_{c1,\text{seuil}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2 df < 2 \epsilon_{\text{seuil}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} |p(t)|^2 dt
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

En appliquant l'égalité de Parseval encore une fois sur l'impulsion $p(t)$ et sa transformée de Fourier $P(f)$, $\int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |p(t)|^2 dt$, la condition suffisante dans l'équation 4.30 est simplifiée par :

$$S_{c1,\text{seuil}}^2 < 2 \epsilon_{\text{seuil}}^2 \tag{4.31}$$

Nous nous rappelons la condition sur ϵ_{seuil} notée dans la section 4.3 pour assurer une interférence relativement faible par rapport au bruit, qui est : $\epsilon_{\text{seuil}} < -22$ dB. A ce niveau, des imperfections dans la réalisation du bloc de multiplexage n'ont qu'un effet négligeable sur le SINR qui est à 20 dB. On obtient la condition suffisante sur $S_{c1}(f)$, $|S_{c1}|^2 < -19$ dB.

4.4.4 Propositions de réalisation de multiplieur

Au-delà de la condition sur le mode différentiel $S_{c1}(f)$, la possibilité d'intégrer et de réaliser le multiplieur doit être prise en compte. Nous proposons trois modes de réalisation et les analysons brièvement.

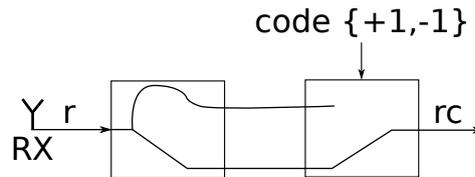


FIGURE 4.10 – Multiplieur utilisant un coupleur et un interrupteur.

La première configuration est basée sur un coupleur 180° et un interrupteur. Elle est présentée à la figure 4.10. Le coupleur 180° divise le signal en entrée en deux signaux en opposition de phase. L'interrupteur choisit un des deux signaux en fonction de la valeur du code. Une version de cette configuration est présentée dans [3] dans laquelle l'interrupteur est intégré au LNA et le coupleur réalisé avec un composant discret. Pour pouvoir analyser individuellement le multiplieur, nous considérons deux versions dont l'un avec un interrupteur discret commercial et un coupleur hybride, et l'autre avec le même interrupteur et un coupleur discret commercial.

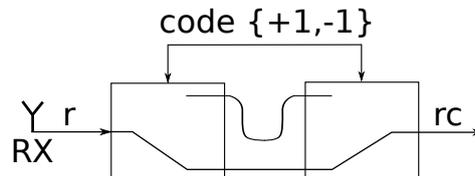


FIGURE 4.11 – Multiplieur utilisant deux interrupteurs et un déphaseur $0/180^\circ$.

La deuxième configuration est basée sur un déphaseur à deux lignes de transmission avec une différence de longueur d'une demi longueur d'onde ou de phase de 180° à la fréquence centrale placé entre deux interrupteurs, présenté à la figure 4.11. Les deux interrupteurs dirigent le signal en entrée vers l'une de deux lignes de transmission en fonction de la valeur du code. Nous optons pour la version du déphaseur $0/180^\circ$ en hybride

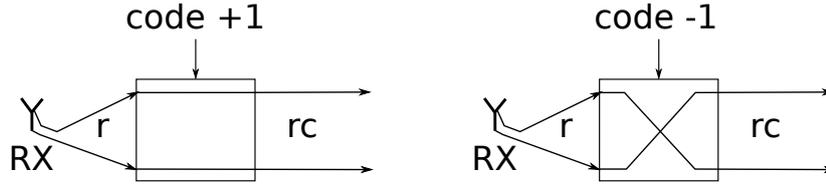


FIGURE 4.12 – Multiplieur basé sur un interrupteur différentiel.

et des interrupteurs en composant discret. Cette configuration serait intégrable avec un déphaseur type cellule LC.

La troisième configuration est constituée d'un interrupteur différentiel qui a deux ports d'entrée différentiels et deux ports de sortie différentiels, présenté à la figure 4.12. A l'intérieur de l'interrupteur différentiel, quand le code vaut "+1", les ports d'entrée se connectent aux ports de sortie et quand le code vaut "-1", les ports d'entrée se connectent de façon croisée aux ports de sortie. Cette configuration est parfaitement intégrable et adaptée à une implémentation différentielle du LNA.

Nous nous attachons maintenant à évaluer le mode commun et la perte pour chaque proposition étant une combinaison du coupleur, du déphaseur et de l'interrupteur. Ces deux paramètres sont liés, comme on l'a démontré, à la déviation de leurs propres paramètres S par rapport au modèle idéal de paramètres S ($S_{c1}(f) = 0$).

De manière générale, les coupleurs et les déphaseurs sont plus sensibles à la fréquence que les interrupteurs. Par conséquent, les problèmes de l'adaptation, du mode commun et de perte sont plus susceptibles de se présenter quand il s'agit d'une bande de fréquences relativement large de 1 GHz. Pour ces raisons, nous adoptons le modèle idéal des paramètres S pour l'interrupteur et nous nous concentrons sur l'analyse des paramètres S du coupleur et du déphaseur. Par ailleurs, en pratique, les coupleurs et les déphaseurs (discrets) fonctionnant à cette plage de fréquences ne sont pas disponibles sur le marché alors que les interrupteurs discrets y sont. Pour ces raisons, nous nous concentrerons pour la suite sur la conception du coupleur hybride et du déphaseur hybride, et sur l'utilisation de l'interrupteur commercial déjà disponible.

Le rapport du mode commun sur le mode différentiel des configurations 1 et 2 peut être déduit directement des paramètres S du modèle mixte dans les équations 4.20 et 4.21. La seule différence réside sur la perte, qui est à 3 dB dans la configuration 1 à cause de la division en puissance du signal et à 0 dB dans la configuration 2. Cela est modélisé par :

1. Dans la configuration 1 (figure 4.10)
 - A code "+1" : $RC(f)|_{c_i^k=+1} = S_{21}(f).R(f)$ où $RC(f) = TF\{rc(t)\}$
 - A code "-1" : $RC(f)|_{c_i^k=-1} = S_{31}(f).R(f)$
 - Mode commun : $S_{c1}(f) = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_{21}(f) + S_{31}(f))$
 - Perte dans le cas idéal : 3 dB
2. Dans la configuration 2 (figure 4.11) :
 - A code "+1" : $RC(f)|_{c_i^k=+1} = S_{21}(f).R(f)$
 - A code "-1" : $RC(f)|_{c_i^k=-1} = S_{31}(f).R(f)$
 - Mode commun : $S_{c1}(f) = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_{21}(f) + S_{31}(f))$
 - Perte dans le cas idéal : 0 dB
3. Dans la configuration 3 (figure 4.12) :

- A code "+1" : $RC(f)|_{c_i^k=+1} = R_d(f) + R_c(f)$ où $R_d(f) = TF\{r_d(t)\}$ et $R_c(f) = TF\{r_c(t)\}$
- A code "-1" : $RC(f)|_{c_i^k=-1} = -R_d(f) + R_c(f)$
- Mode commun : $|S_{c1}(f)| = 0$
- La perte avec l'interrupteur différentiel idéal : $\frac{|R_c(f)|^2}{|R_d(f)|^2} = \frac{P_{c,r}(f)}{P_{d,r}(f)}$ où $P_{c,r}(f)$ et $P_{d,r}(f)$ sont les puissances du signal reçu à l'antenne différentielle du mode commun et du mode différentiel, respectivement.

La configuration 3 (figure 4.12) conduit naturellement à utiliser une antenne et un LNA différentiels. On peut écrire le signal à l'entrée de l'interrupteur reçu de l'antenne différentielle, $r(t) = r_d(t) + r_c(t)$: ce signal se compose de deux modes, le mode différentiel et le mode commun, respectivement. Il est aisé de comprendre que l'interrupteur différentiel, en croisant deux connexions de deux entrées à deux sorties, inverse seulement le signal du mode différentiel mais non le signal du mode commun. Toutefois, comme le LNA qui le suit est différentiel (implicite pour la configuration 3), le mode commun est annulé, $S_{c1}(f) = 0$.

La perte de la configuration 3, modélisée ci-dessus, dépend seulement du signal reçu en deux modes sur l'antenne réceptrice. Pour modéliser le signal reçu de ces deux modes dans le contexte d'une antenne différentielle, nous considérons la transmission entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice toutes deux différentielles, présentée à la figure 4.13 et nous appliquons le modèle mixte des paramètres S pour ces antennes. En effet, les paramètres S de modèle mixte de l'antenne TX est $\begin{pmatrix} S_{dd} & S_{dc} \\ S_{cd} & S_{cc} \end{pmatrix}$ où les calculs des paramètres S sont dans l'équation 3.41. De la même manière, on modélise l'antenne RX par les paramètres S du modèle mixte. Pour faire la différence sur les paramètres S de l'antenne TX et l'antenne RX, on écrit alors $\begin{pmatrix} S_{ddt} & S_{dct} \\ S_{cdt} & S_{cct} \end{pmatrix}$ pour l'antenne TX et $\begin{pmatrix} S_{ddr} & S_{dcr} \\ S_{cdr} & S_{ccr} \end{pmatrix}$ pour l'antenne RX.

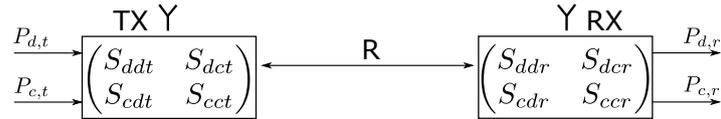


FIGURE 4.13 – Modèle des antennes TX et RX différentielles.

La puissance du signal reçu du mode commun $P_{c,r}$ et du mode différentiel $P_{d,r}$ par l'antenne RX peuvent être calculées à partir de la puissance du signal émis du mode commun $P_{c,t}$ et du mode différentiel $P_{d,t}$, les paramètres S et les directivités en émission à la direction correspondant $D_{d,t}(\theta_t, \phi_t)$, $D_{c,t}(\theta_t, \phi_t)$ et en réception à la direction correspondant $D_{d,r}(\theta_r, \phi_r)$, $D_{c,r}(\theta_r, \phi_r)$.

$$\begin{aligned}
 P_{d,r} &= P_{d,t}(1 - |S_{ddt}|^2 - |S_{cdt}|^2)(1 - |S_{ddr}|^2 - |S_{cdr}|^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) D_{d,t}(\theta_t, \Phi_t) D_{d,r}(\theta_r, \Phi_r) \\
 &\quad + P_{c,t}(1 - |S_{cct}|^2 - |S_{dct}|^2)(1 - |S_{ddr}|^2 - |S_{cdr}|^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) D_{c,t}(\theta_t, \Phi_t) D_{d,r}(\theta_r, \Phi_r) \\
 P_{c,r} &= P_{c,t}(1 - |S_{cct}|^2 - |S_{dct}|^2)(1 - |S_{ccr}|^2 - |S_{dcr}|^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) D_{c,t}(\theta_t, \Phi_t) D_{c,r}(\theta_r, \Phi_r) \\
 &\quad + P_{d,t}(1 - |S_{ddt}|^2 - |S_{cdt}|^2)(1 - |S_{ccr}|^2 - |S_{dcr}|^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) D_{d,t}(\theta_t, \Phi_t) D_{c,r}(\theta_r, \Phi_r)
 \end{aligned} \tag{4.32}$$

Supposons que le PA avant l'antenne TX différentielle soit par nature différentiel, on peut admettre que le signal du mode commun à l'entrée de l'antenne TX ou à la sortie du PA est nul, $P_{c,t} = 0$. Cela simplifie le rapport de la puissance de signal du mode commun sur le mode différentiel en réception, on peut écrire alors :

$$\frac{P_{c,r}}{P_{d,r}} = \frac{(1 - |S_{ccr}|^2 - |S_{dcr}|^2)D_{c,r}(\theta_r, \Phi_r)}{(1 - |S_{ddr}|^2 - |S_{cdr}|^2)D_{d,r}(\theta_r, \Phi_r)} \quad (4.33)$$

Cette équation conclut le calcul de la perte dans la configuration 3, impliquant l'analyse d'antenne différentielle en mode différentiel et en mode commun.

Le tableau 4.1 résume les avantages et les inconvénients des trois configurations proposées. Les configurations 1 et 3 sont intégrables et les configurations 2 et 3 minimisent l'atténuation du signal. Or la conception idéale de la configuration 3 implique des antennes différentielles.

Configuration	Composants différentiels	Composants singles	Mode commun	Perte	Possibilité d'intégrer
1	Coupleur (S_{c1})	Interrupteur (idéal) Antennes	$ S_{c1} $	3 dB	Non
2	Lignes de transmission (S_{c1})	Interrupteurs (idéaux) Antennes	$ S_{c1} $	0	Non
3	Interrupteur (idéal) Antennes (S_{cc} , S_{dd} , S_{dc} , D_c , D_d)		0	$\frac{P_{c,r}}{P_{d,r}}$	Oui

TABLEAU 4.1 – Comparaison sur l'ensemble des configurations du multiplieur

4.4.5 Conception du multiplieur en vue d'une réalisation

Nous discutons dans cette partie la conception du multiplieur. Concrètement, il s'agit de la conception du coupleur pour la configuration 1, du déphaseur pour la configuration 2 et de l'interrupteur différentiel pour la configuration 3.

4.4.5.1 Coupleur

Concernant la conception de coupleur, deux versions sont envisagées, le coupleur hybride Rat-race et un coupleur du commerce en composant discret [70]. Le coupleur Rat-race se présente sous forme d'un anneau de ligne de transmission de longueur $3\lambda/2$ d'impédance caractéristique $\sqrt{2}Z_o$ avec le port d'entrée et les ports de sortie d'impédance caractéristique de $Z_o = 50 \Omega$ (figure 4.14). Classiquement, cette structure possède 4 ports uniformément distribués sur un demi anneau, avec les numéros 1, 2, 3 et 4 aux positions $[0, \lambda/4, \lambda/2, 3\lambda/4]$, respectivement. En l'utilisant comme un coupleur 180° , le port 1 sert de port d'entrée connecté à l'antenne et les ports 2 et 4 sont les ports de sortie dirigés vers les interrupteurs. La différence de distance électrique du port 1 au port 2 et du port 1 au port 4 garantissent la différence de phase de 180° sur les signaux à la sortie à la fréquence centrale (i.e. 8 GHz). La forme en anneau permet à la structure de garder l'équilibre de phase sur les sorties 2 et 4 sur une certaine bande passante. Par simulation, la déviation de phase de ce coupleur est 16° dans la bande de fréquence 7-9 GHz (figure 4.16 à droite) qui est meilleure que celle pour une ligne de transmission $\lambda/2$ (la déviation de phase 45°

dans la même bande de fréquence). A savoir que même avec la déviation de phase de 45° , cela atteint notre objectif sur le mode commun de $S_{c1}(f) < -19$ dB, expliqué dans le paragraphe suivant.

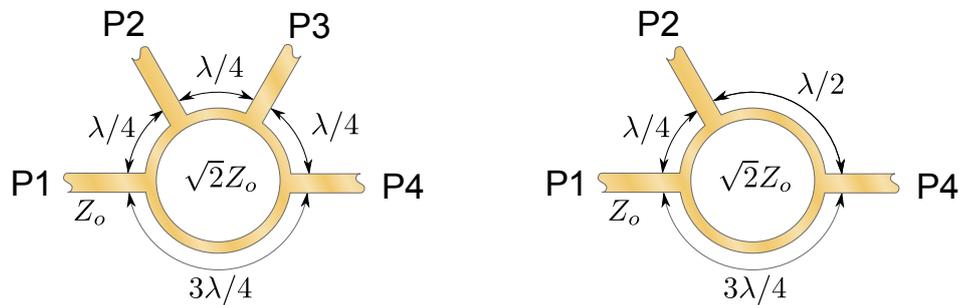


FIGURE 4.14 – Conception du coupleur Rat-race classique (à gauche) et pour le CDM (à droite).

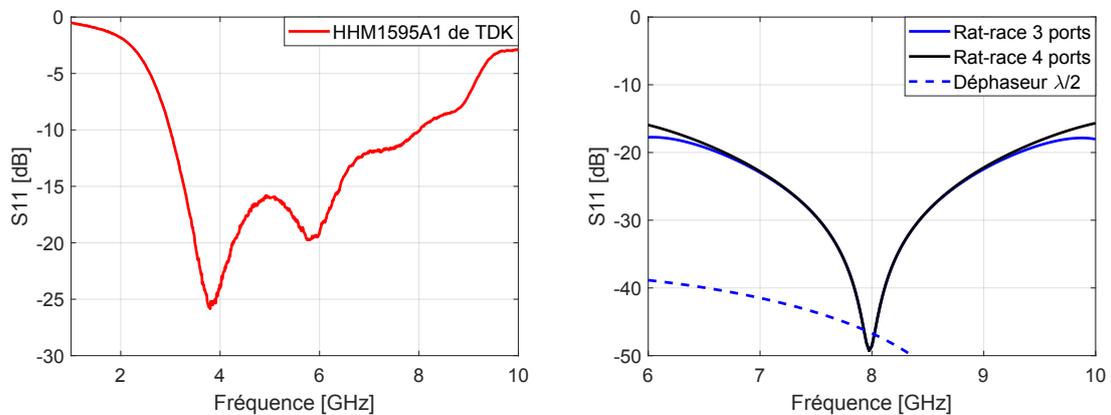


FIGURE 4.15 – Coefficient de réflexion du coupleur HHM1595A1 de TDK (à gauche), des coupleurs Rat-race et du déphaseur (à droite).

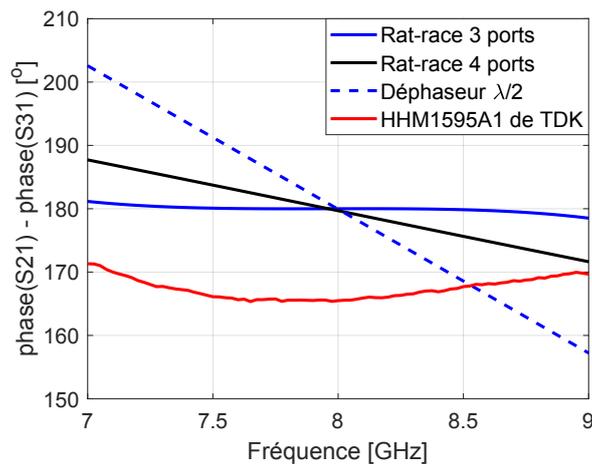


FIGURE 4.16 – La différence de phase entre deux états de codes.

Toutefois, pour encore améliorer l'équilibre de phase, une modification sur l'adaptation est faite sur le port 3, qui était connecté avec une charge de $Z_0 = 50 \Omega$, mais ici est laissé ouvert, autrement dit le port 3 est supprimé [71]. On obtient finalement une déviation de phase de 3° dans la même bande de fréquence contre 16° auparavant, qui est très proche d'un coupleur idéal.

Le coupleur ou le balun de société TDK de référence HHM1595A1 est adapté ($S_{11} < -10$ dB) de 3 GHz à 8 GHz et moins bien adapté au dessus de 8 GHz comme le montre la figure 4.15. Toutefois, notre modèle d'imperfection ne prend pas en compte l'adaptation, nous ne commentons pas ce point. La déviation de phase de ce coupleur est 6° dans la bande de fréquence 7-9 GHz, qui est proche de la performance du coupleur Rat-race (la version améliorée) mais la différence de phase n'est pas centrée à 180° mais 167° , ce qui se traduit par un niveau non adéquat du mode commun, présenté à la figure 4.17.

4.4.5.2 Déphaseur

La structure à deux lignes de transmission avec la différence de longueur de $\lambda/2$ donne la déviation de phase de 45° dans la bande de fréquence 7-9 GHz. Le mode commun généré de cette structure est suffisant pour atteindre notre objectif $|S_{c1}(f)| < -19$ dB dans la bande de fréquence visée 7.5-8.5 GHz, comme l'illustre la figure 4.17.

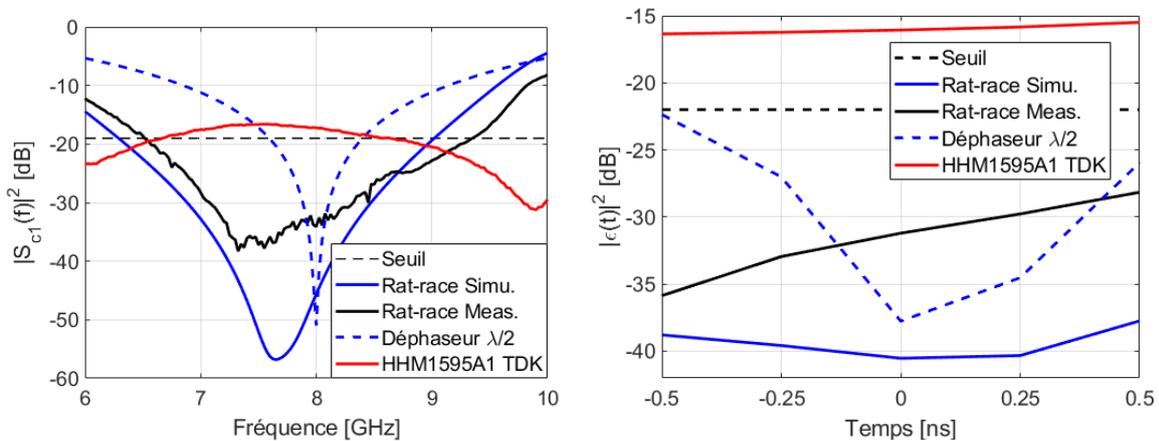


FIGURE 4.17 – Puissance du signal du mode commun des différents coupleurs et du déphaseur (à gauche) et défaut sur la moyenne des codes (à droite).

La figure 4.17 à gauche présente la puissance du signal du mode commun $|S_{c1}(f)|^2$ du coupleur Rat-race, du balun HHM1595A1 de TDK et du déphaseur à lignes de transmission. Les $|S_{c1}(f)|^2$ du coupleur Rat-race et du déphaseur sont en dessous du seuil de $|S_{c1}(f)|^2 < -19$ dB dans la bande de fréquence 7.5-8.5 GHz et même à 7-9 GHz pour le coupleur Rat-race qui donne de la marge. Par contre, le $|S_{c1}(f)|^2$ du balun HHM1595A1 de TDK n'atteint pas cette condition. Cela vient du fait qu'il n'est pas optimisé à ces fréquences donc la différence de phase est biaisée e.g. à 166° à 8 GHz au lieu d'être à 180° (figure 4.16). Pour rendre utilisable ce balun, il faudrait effectuer une calibration du code de démultiplexage, on ne discute pas sur ce point ici. A ce stade, on peut utiliser le coupleur Rat-race et le déphaseur sans le moindre calibration de code, ce qui est une solution alternative préférable.

Comme un des objectifs de cette section est de valider la relation entre le modèle de paramètres S du multiplieur et le modèle de code arbitraire, dit concrètement il suffit d'avoir le mode commun $|S_{c1}(f)|^2 < -19$ dB pour garantir que le défaut sur la moyenne des codes $|\epsilon(t)| < -22$ dB, nous nous intéressons finalement à évaluer $|\epsilon(t)|$. La figure 4.17 à droite présente la puissance du défaut sur la moyenne centrée au centre de l'impulsion utilisée (centrée à 0 ns, $T_p = 1$ ns). La condition du défaut sur la moyenne est atteinte chez le coupleur Rat-race et le déphaseur. Cela confirme la cohérence dans la conversion du modèle des paramètres S au modèle de code arbitraire explicitement noté à la figure 4.8.

4.4.5.3 Interrupteur différentiel

Enfin, concernant l'interrupteur différentiel, à défaut de composant du commerce disponible, nous l'avons conçu à partir de deux interrupteurs simples. La conception de l'interrupteur différentiel est faite par un ingénieur au CEA et est présentée à la figure 4.18. Autour de 8 GHz, les lignes de routages marquées par la couleur rouge (entre les interrupteurs et les lignes de transmission) sont comparables à la longueur d'onde. Pour cette raison, l'adaptation d'impédance devient critique. Les lignes rouges en haut et en bas à l'état "+1" de code et les lignes rouges croisées à l'état "-1" de code ne se comportent comme un circuit ouvert à la fréquence centrale que si leurs longueurs sont multiples de $\lambda/2$. Nous choisissons des longueurs de $\lambda/2$ dans la conception.

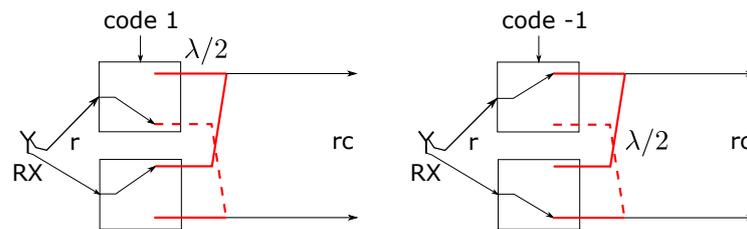


FIGURE 4.18 – Conception de l'interrupteur différentiel.

Pratiquement, à cause du croisement des lignes de routage en rouge, l'une est dessinée sur la couche faciale de PCB et l'autre (rouge tiret) dessinée sur une couche intermédiaire. Cette ligne rejoint à la ligne de transmission et l'interrupteur sur la couche faciale par deux vias. Cela présente une perte et un déphasage de signal en comparaison de la ligne de routage dessinée sur la couche faciale. Pour se compenser ces différences, la même connexion par deux vias est aussi ajoutée sur la ligne faciale.

4.5 Validation du sous-système de multiplexage

La figure 4.19 représente le synoptique de sous-système de multiplexage par répartition de code placé entre les antennes réceptrices et la chaîne de réception unique dans un récepteur IR-UWB multi-antennes. Dans la conception, les mêmes longueurs électriques sont assurées entre les voies 1, 2 et 3 afin d'éviter une calibration complexe du code.

Pour tester le fonctionnement du multiplexage sur les signaux IR-UWB, deux configurations sont réalisées sur le PCB. Ces deux configurations sont adaptées à l'interface single (la configuration 2 avec les déphaseurs à deux lignes de transmission et les interrupteurs discrets) et l'interface différentielle (la configuration 3 avec les interrupteurs différentiels). La configuration 1 (avec le coupleur hybride et l'interrupteur discret) n'est pas réalisée mais le coupleur hybride Rat-race étudié dans cette configuration est réalisé comme un adaptateur entre les antennes différentielles et l'interface single de la configuration 2. Les schémas des PCB des configurations 2 et 3 sont montrés à la figure 4.20.

Dans la figure 4.20, il s'agit d'une conception hybride sur la carte PCB, à basse fréquence pour les lignes d'alimentation et de pilotage, tandis qu'à haute fréquence pour les lignes de transmission. La carte est donc multicouche. Un des problèmes rencontrés dans la conception est l'adaptation au niveau des connecteurs car à la fréquence de 8 GHz (la longueur d'onde sur la carte $\frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{37.5}{\sqrt{3.5}} = 20$ mm), le couplage entre la ligne de transmission sur la carte et les masses des connecteurs devient considérable. Pour cette raison, il faut incorporer la masse du connecteur avec la masse du circuit qui se trouve sur la

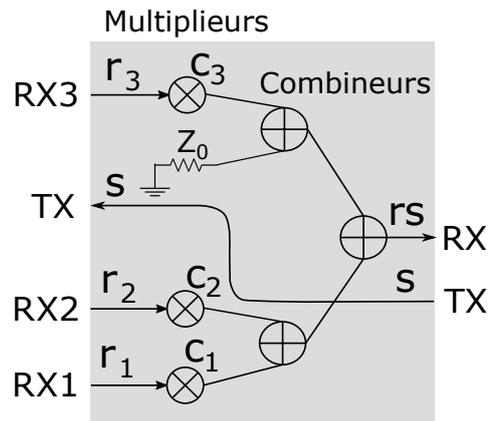


FIGURE 4.19 – Synoptique du sous-système de multiplexage.

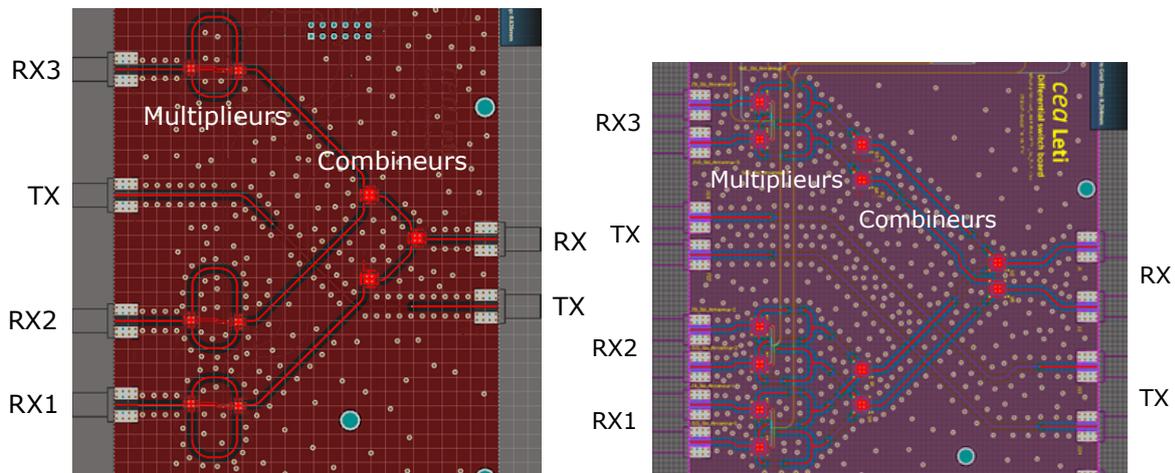


FIGURE 4.20 – Schématisques de la configuration 2 (à gauche) et de la configuration 3 (à droite).

couche intermédiaire, ce qui est difficile. Nous avons donc conjointement optimisé la dimension du connecteur et de la ligne de transmission sur la carte pour arriver à un choix du connecteur adapté à une fabrication standard.

Dans le contexte de CDM, nous nous intéressons principalement pour la suite à caractériser le rapport du signal sur interférence (SIR).

4.5.1 Procédure de caractérisation du rapport signal sur interférence

Pour caractériser le SIR obtenu avec les prototypes réalisés, nous avons mené une expérience présentée à la figure 4.21. Le principe est d'injecter un signal de référence dans une voie RX, en l'occurrence la voie RX3, et de ne rien injecter dans les autres voies RX. Par conséquent, après le démultiplexage, le signal démultiplexé de la voie RX3 comprend le signal de référence et le bruit alors que les signaux démultiplexés des voies RX1 et RX2 comprennent l'interférence et le bruit. Comme l'objectif est d'évaluer le rapport du signal sur l'interférence seulement, nous choisissons de réaliser la mesure avec un VNA pour assurer que la puissance de bruit reste suffisamment petite devant la puissance de l'interférence (qui est à environ -37 dB de signal, cf. l'application numérique de l'équation 4.14) pour être négligée devant l'interférence. En pratique, le signal de référence sortant du VNA est injecté dans la voie RX3 en traversant la voie TX pour évaluer les pertes sur l'ensemble de la carte.

Les codes de multiplexage sous forme de signaux carrés à 0 V et 3.3 V sont envoyés à

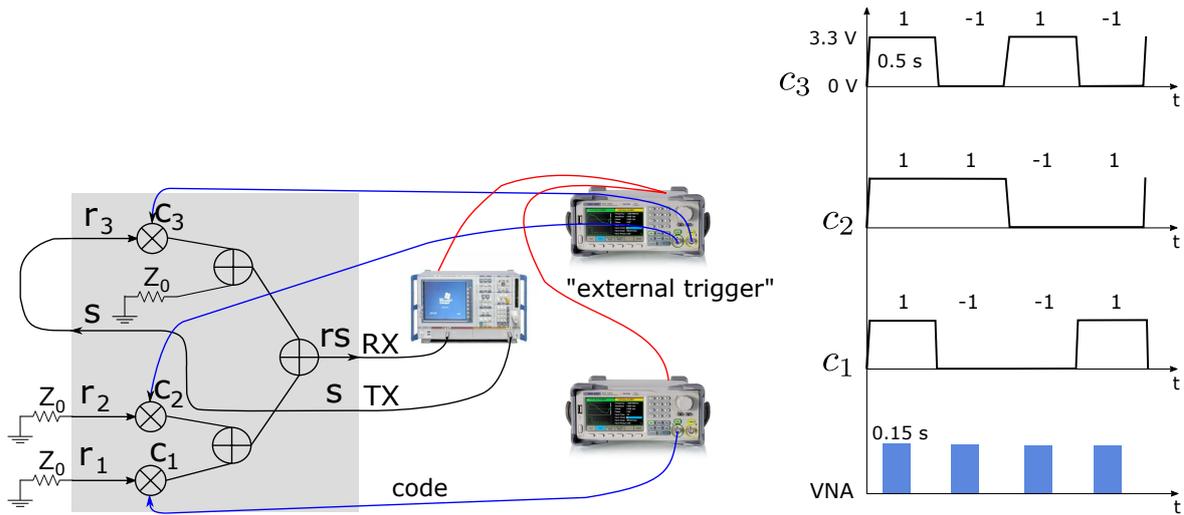


FIGURE 4.21 – Description de test de SIR.

des générateurs de fonctions. La synchronisation entre les codes et la mesure par le VNA sont faites au niveau des instruments grâce aux "triggers" externes. En pratique, à chaque changement de l'état de code c_3 (à rappeler $c_1 = [+1 -1 -1 +1]$, $c_2 = [+1 +1 -1 -1]$, $c_3 = [+1 -1 +1 -1]$, le code c_3 varie en fait à la fréquence du chip), une impulsion est envoyée du générateur de fonctions (i.e. du générateur de code c_3) aux ports "triggers" des autres générateurs pour synchroniser les codes c_2 et c_1 , et au VNA pour démarrer la mesure. Cette dernière doit durer un temps plus court qu'un chip. On ajoute aussi un temps de pause (au moins deux fois le temps de montée) avant de démarrer la mesure pour que la mesure s'effectue dans le régime stationnaire des signaux de code. Nous reprenons la configuration rapide de VNA avec un balayage de 101 points dans la bande de fréquence 6-10 GHz, qui a un temps de mesure de 0.11 ns.

4.5.2 Rapport signal sur interférence

Le signal démultiplexé de la voie 3 représentant le signal de référence, et celui de la voie 2 représentant l'interférence sont montrés dans la figure 4.22, pour les deux configurations. Dans toutes les deux configurations, l'interférence est plus petite quand les codes de multiplexage sont équilibrés, comme prévu par le modèle d'imperfection de code.

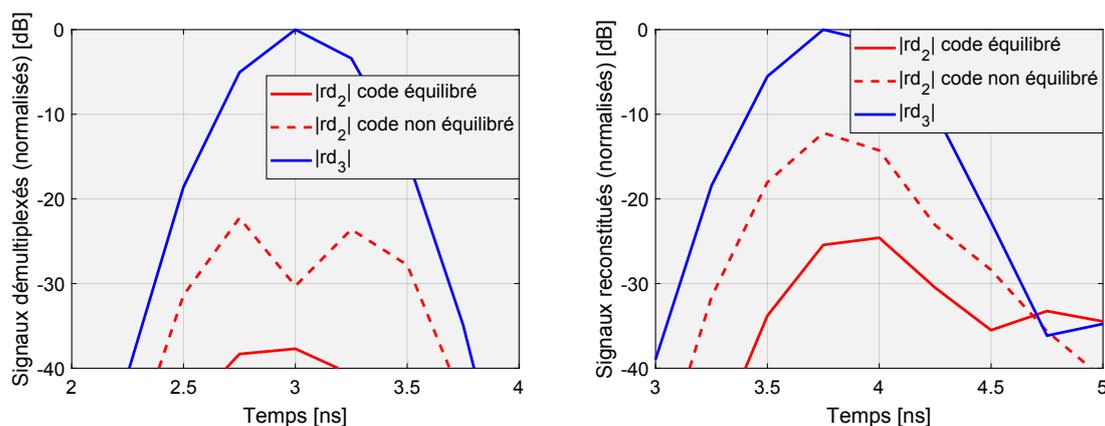


FIGURE 4.22 – Signaux démultiplexés dans la configuration 2 (à gauche) et dans la configuration 3 (à droite)

D'après la description de mesure, le SIR est calculé par :

$$\text{SIR}(t) = \frac{|rd_3(t)|^2}{|rd_2(t)|^2} \quad (4.34)$$

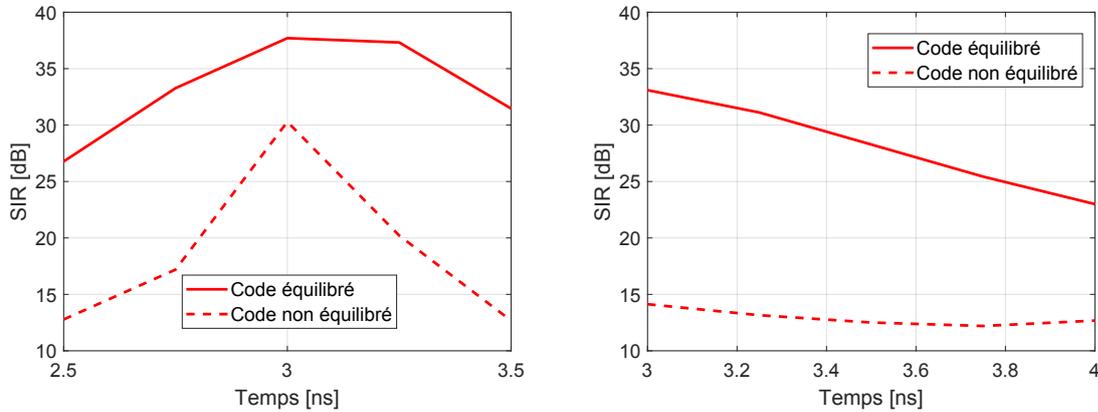


FIGURE 4.23 – SIR dans la configuration 2 (à gauche) et dans la configuration 3 (à droite).

La figure 4.23 présente le rapport du signal sur l'interférence pour les configurations 2 et 3. Pour rappeler, on souhaite atteindre un niveau de SIR de 37 dB, qui garantit un niveau d'interférence significativement petit devant le bruit, lui-même est lié à un SNR de 20 dB. Le SIR est relativement plus important dans la configuration 2 que dans la configuration 3. D'ailleurs en utilisant les codes de multiplexage équilibrés, la condition $\text{SIR} > 37 \text{ dB}$ ($\text{SIR} > \frac{1}{0.0002}$) au centre de l'impulsion (à 3 ns dans la configuration 2) est atteinte. A savoir qu'avec un SNR de 20 dB ($\text{SNR} = \frac{1}{0.01}$), on obtient le SINR d'environ 19.9 dB ($\text{SINR} \approx \frac{1}{0.0102}$).

La dégradation de SIR dans la configuration 3, $\text{SIR} = 28 \text{ dB}$ ($\text{SIR} = \frac{1}{0.002}$) au centre d'impulsion (à 3.5 ns dans cette configuration) conduit à un $\text{SINR} = 19.2 \text{ dB}$ ($\text{SINR} = \frac{1}{0.012}$). Le niveau de l'interférence important dans la configuration 3 vient probablement de l'imperfection au sein de l'interrupteur différentiel à cause du couplage, décrit dans la conception de celui-ci (figure 4.18).

Nous choisissons dès lors d'utiliser le prototype de la configuration 2 pour faire des mesures Radar avec les antennes.

4.6 Expérimentations et mesures Radar

Pour évaluer le fonctionnement de l'ensemble du système, nous réalisons des mesures en mode Radar avec la carte de multiplexage et les antennes différentielles, présentées à la figure 4.24, dans un contexte de détection et de localisation d'un obstacle. Les mesures effectuées permettent aussi, par post-traitement, de tester l'estimation de l'AOA et la calibration des antennes sur la base de données réelles.

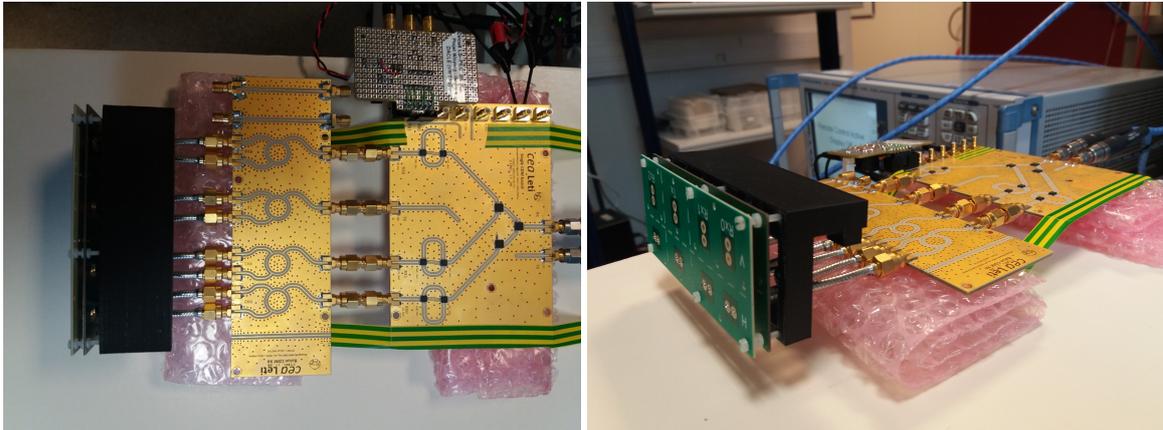


FIGURE 4.24 – Prototype de sous-système de CDM et des antennes.

Les mesures sont faites dans un environnement non-anéchoïque. Il s'agit d'une pièce de laboratoire de taille $4 \times 6 \text{ m}^2$, présentée à la figure 4.25. Elle contient des objets tels qu'un réfrigérateur, une table, un cabinet métallique, le sol, le plafond et le mur. L'obstacle à détecter et à localiser est la sphère métallique utilisée précédemment (section 3.2) pour la calibration du système (les antennes et la carte de multiplexage), un poteau en plastique et une chaise de bureau.

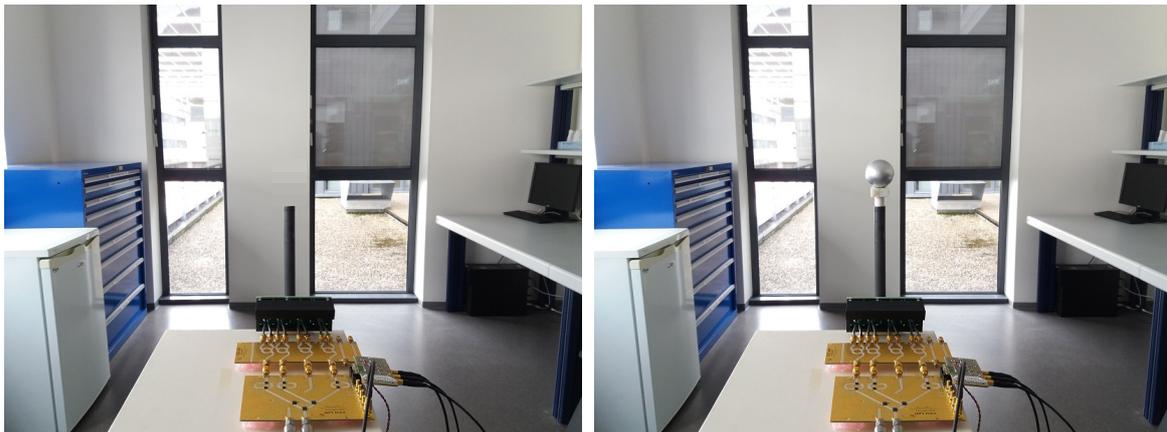


FIGURE 4.25 – Photo du site de mesure sans/avec la sphère.

4.6.1 Calibration Radar

La calibration individuelle de l'instrument et des composants (le VNA, les antennes, la carte de multiplexage) ainsi que la suppression de clutter et la calibration de mesure Radar sont présentées dans l'ordre donné dans cette partie. Comme la calibration de VNA a été décrite dans la section 3.2, nous décrivons ici les autres calibrations. En ce qui

concerne la calibration des antennes, la fonction de transfert d'une antenne RX, en l'occurrence le RX0, est obtenue par une mesure dans la chambre anéchoïque avec une antenne de référence EMCO 115, présenté à la figure 4.26. La même procédure est faite sur les antennes à l'orientation verticale et horizontale. Seule la fonction de transfert d'une antenne à la direction 0° est nécessaire parce qu'on souhaite connaître ici le gain d'une antenne RX. La phase, la variation de gain entre antennes et la dépendance de la direction sont prises en compte dans la calibration de couplage et de dissemblance vis-à-vis de l'estimation d'AOA, décrite dans la section 3.4.



FIGURE 4.26 – Calibration de fonction de transfert des antennes différentielles à l'orientation verticale à l'aide d'une antenne de référence EMCO 3115 dans la chambre anéchoïque.

En ce qui concerne la calibration de la carte de multiplexage, les fonctions de transfert des voies RXs sont récupérées, par la mesure dans la section 4.5. A savoir qu'on s'assure dans la conception que les voies RXs se comportent de la même façon, on vérifie ce fait sur leur fonction de transfert. Pour la suite, seulement la fonction de transfert d'une voie, disons de la voie RX1, importe.

Pour compenser l'effet des antennes et de la carte de multiplexage dans la mesure Radar, la fonction de transfert du système est déduite du $S_{21}(f)$ récupéré du VNA :

$$H(f) = \frac{S_{21}(f)}{2\mathbf{H}_a(f)|_{\theta=0^\circ} \cdot H_{\text{mux}}} \quad (4.35)$$

où $\mathbf{H}_a(f)|_{\theta=0^\circ}$ est la fonction de transfert d'une antenne, $H_{\text{mux}}(f)$ est la fonction de transfert d'une voie sur la carte de multiplexage, en l'occurrence de la voie RX1.

La transformation de Fourier inverse sur $H(f)$ avec le fenêtrage spectral gaussien de la bande passante 2.8 GHz (à -10 dB, centrée à 8 GHz, comme dans la mesure de SER du corps humain, section 3.2) permet d'obtenir le signal combiné dans le domaine temporel, $rs(t)$. Le démultiplexage est appliqué sur ce signal pour obtenir les signaux reçus sur chaque antenne. La calibration de couplage s'applique ensuite sur les signaux reçus, le processus est décrit dans la section 3.4. Après cette étape, on effectue la suppression de clutter, l'extraction de SER de la sphère pour la calibration de mesure Radar puis l'estimation d'AOA dans les mesures avec des objets réels.

La suppression de clutter, comme décrite dans la section 3.2, consiste à soustraire le signal reçu dans la mesure avec la cible et celui dans la mesure sans la cible pour supprimer les échos des diffuseurs dans la pièce et du support de la cible (e.g. le tube plastique pour tenir la sphère).

Nous décrivons finalement la calibration de mesure Radar avec la sphère métallique de SER = -21 dBm², présentée à la figure 4.25. En comparant la SER de la sphère extraite

des signaux reçus avec la SER analytique, on peut compenser des pertes par les connecteurs dans la chaîne de mesure qui ne sont pas levées dans la calibration individuelle de l'instrument et des composants. Les signaux reçus démultiplexés de cette mesure avec les antennes à l'orientation horizontale sont montrés à la figure 4.27, la même procédure est faite sur les antennes à l'orientation verticale. On observe clairement dans les signaux reçus la présence d'un obstacle à 1 m correspondant à la sphère métallique et le clutter à partir de 3 m dû à l'effet de masquage (en anglais "shadowing") de la sphère. En effet, la sphère bloque la rétrodiffusion du mûr, de la table, etc au Radar, ces échos masqués par la sphère sont liés à la présence de celle-ci. Par conséquent, la soustraction de clutter par la mesure avec/sans sphère garde les échos liés avec la sphère, c'est-à-dire l'écho de la sphère (à 1 m) et les échos du mûr, de la table masqués par la sphère. Comme ces derniers viennent au delà de 3 m, un fenêtrage temporel autour de l'écho de la sphère peut les lever.

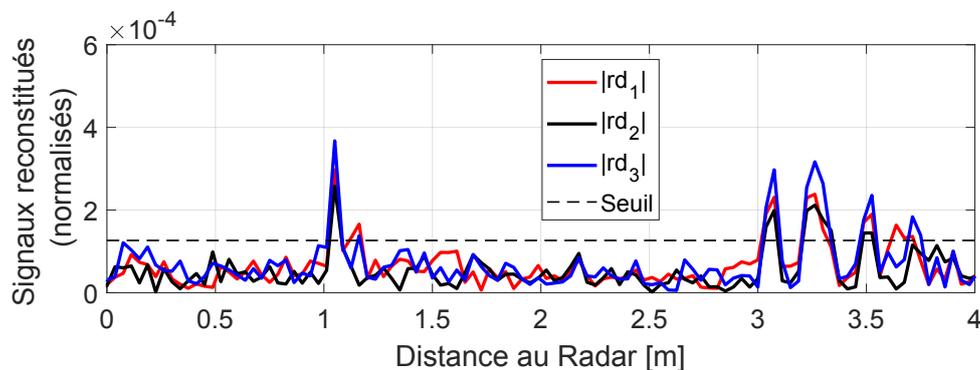


FIGURE 4.27 – Signaux démultiplexés de la mesure avec la sphère métallique à 1 m.

La puissance de chaque écho référencée par rapport à la SER de la sphère de référence, qui est dans le domaine temporel correspondant à -21 dBm^2 , est présentée à la figure 4.28. On observe ici dans un fenêtrage temporel de -2 ns à $+4 \text{ ns}$ référencé à la position de la sphère à 1 m. La calibration de gain global a été faite pour que la puissance de l'écho extraite du signal reçu de la voie 3, SER_3 , soit de même niveau que le SER de référence. Un gain de 3.5 dB est en effet ajouté pour compenser la perte due aux connecteurs et à la carte d'adaptateur de la sortie différentielle (des antennes) à l'entrée single (de la carte de multiplexage, celle de la configuration 2). Enfin, après cette dernière calibration, on constate l'exactitude de la SER de la sphère extraite du signal reçu par les antennes différentielles et la carte de multiplexage (figure 4.28).

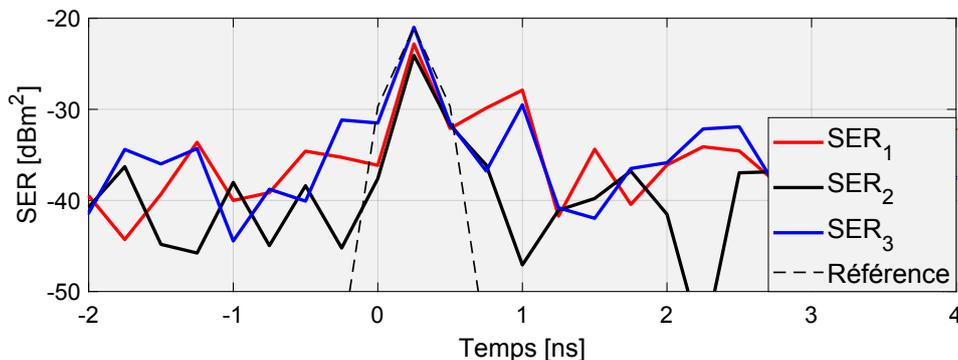


FIGURE 4.28 – Puissance de chaque écho référencée par rapport à la SER de la sphère de référence.



FIGURE 4.29 – Photo du site de mesure avec la sphère.

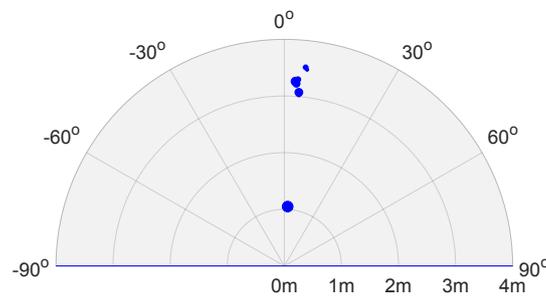


FIGURE 4.30 – Vue en 2D dans le plan azimuth devant le Radar dans la mesure avec la sphère à 1 m et à la direction 0° .

A partir des données des signaux reçus à la figure 4.27, l'algorithme Phase/AOA est appliqué sur chaque case temporelle pour extraire l'angle d'arrivée du signal pour construire la vue 2D devant le Radar. Un seuil est fixé pour garder uniquement les échos principaux. La reconstruction en 2D est présentée à la figure 4.30. Le diamètre de chaque bulle varie linéairement avec l'amplitude de chaque écho. On observe sur cette figure l'information de l'AOA du premier écho en distance et en amplitude qui correspond à la présence de la sphère à $\theta = 0^\circ$. Des échos à environ 3 m venant du même angle d'arrivée reflètent l'ensemble du clutter dû à l'effet de masquage.

4.6.2 Description et résultat de mesure Radar

Une fois le Radar calibré, nous effectuons des mesures avec des obstacles classiques, la chaise de bureau et un poteau en plastique représentant un obstacle vertical. Le poteau a une hauteur de 105 cm et un diamètre de 6.5 cm, présenté à la figure 4.39. Trois scénarios sont explorés, l'un avec la chaise à 2 m puis à 1 m et à 3 m et à la direction 0° dans le plan azimuth devant le Radar, l'autre avec la chaise aussi à 2 m mais à la direction -30° (à gauche de Radar), et le dernier est avec le poteau à 2 m et à la direction 0° . Pour chaque scénario, deux mesures dont l'une avec le réseau d'antennes horizontalement orientées et l'autre avec le réseau d'antennes verticalement orientées sont effectuées.

Nous explorons d'abord la mesure avec la chaise de bureau à 2 m et à la direction 0° devant le Radar, présenté à la figure 4.31. Après avoir obtenu les signaux reçus sur trois antennes réceptrices, la SER de la chaise est calculée puis est présentée à la figure 4.32. On observe que la SER de la chaise varie de -5 dbm_2 (0.3 m^2) vue par les antennes ho-

horizontalement orientées, à 3 dBm^2 (2 m^2) vue par les antennes verticalement orientées. L'estimation d'AOA sur les signaux reçus permet de tracer la vue 2D devant le Radar (dans le plan azimut), montrée à la figure 4.33. On y voit la présence de la chaise à 2 m et l'ensemble de clutter dû à l'effet de masquage au delà de 3 m. Exceptionnellement, sur la vue 2D de la mesure avec le réseau d'antennes verticalement orientées, il y a un clutter à faible niveau de puissance présent à 0.8 m du Radar, qui est dû aux bruits de mesure et peut être supprimé en fixant un seuil de puissance plus important sur les signaux reçus. Revenons sur l'écho de la chaise à 2 m, sur la vue en 2D interprétée par Radar, son écho occupe une ouverture d'environ 25° autour de la direction 0° , qui est expliqué par la largeur de la chaise (0.8 m) occupant réellement une ouverture de 23° en azimut.

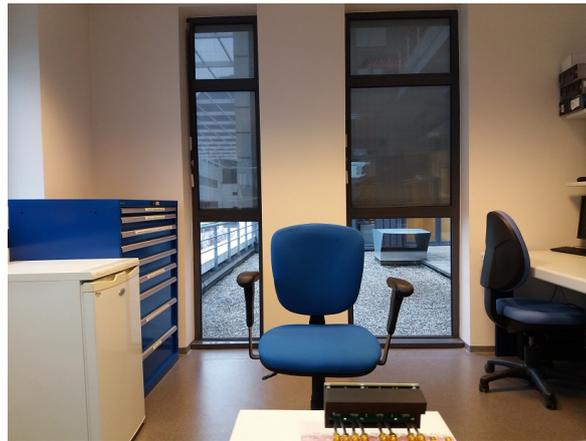


FIGURE 4.31 – Photo du site de test avec une chaise de bureau à 2 m et à la direction 0°

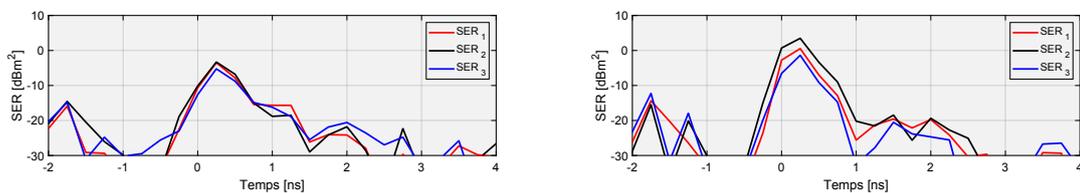


FIGURE 4.32 – SER de la chaise de bureau vue des réseaux d'antennes horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).

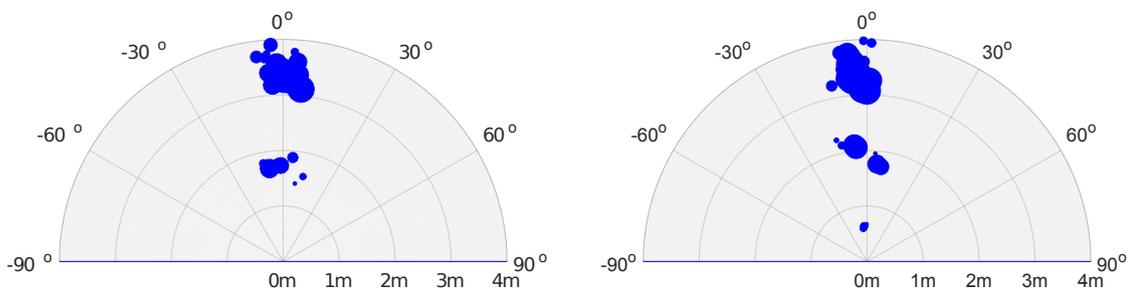


FIGURE 4.33 – Vue en 2D dans le plan azimut devant le Radar de réseau d'antennes horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).

Les mesures avec la chaise à 1 m et à 3 m présentées dans la figure 4.34 sont faites seulement sur les réseaux d'antennes horizontalement orientées. À 1 m, la chaise occupe réellement une ouverture de 44° en azimut, ce qui est correctement interprété par Radar, montré à la figure 4.35 à gauche. Quand la chaise est à 3 m (collée au mur), on voit par contre un groupe d'échos au delà de 3 m qui contient en fait l'écho de la chaise et du clutter dû à l'effet de masquage du mur, montré à la figure 4.35 à gauche.



FIGURE 4.34 – Photo du site de test avec une chaise de bureau à 1 m (à droite) et à 3 m (à gauche), et à la direction 0° .

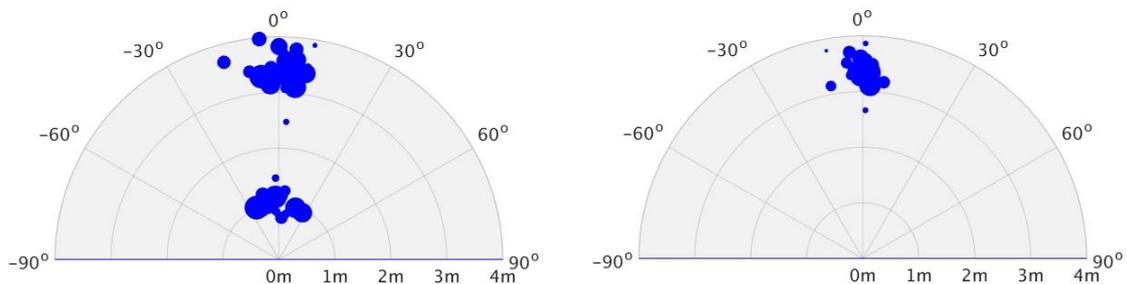


FIGURE 4.35 – Vue en 2D dans le plan azimut devant le Radar avec le réseau d'antennes horizontalement orientées.

La mesure avec la chaise à 2 m mais à la direction de -30° (à la gauche du Radar) est présentée à la figure 4.36. La vue en 2D de Radar après le traitement est ensuite présentée à la figure 4.37. On y observe la présence de la chaise autour de -30° dans l'orientation horizontale des antennes, et de -45° dans l'orientation verticale des antennes. On remarque aussi que dans la mesure avec les antennes horizontalement orientées, un clutter d'une puissance considérable apparaît à la droite à 30° . Cet écho est interprété par la rétrodiffusion multiple du dos de la chaise à droite en passant par la chaise à gauche en question pour arriver au Radar. Il est en dessous du seuil choisi dans la mesure avec les antennes de l'orientation verticale.



FIGURE 4.36 – Photo du site de test avec une chaise de bureau à 2 m et à la direction -30°

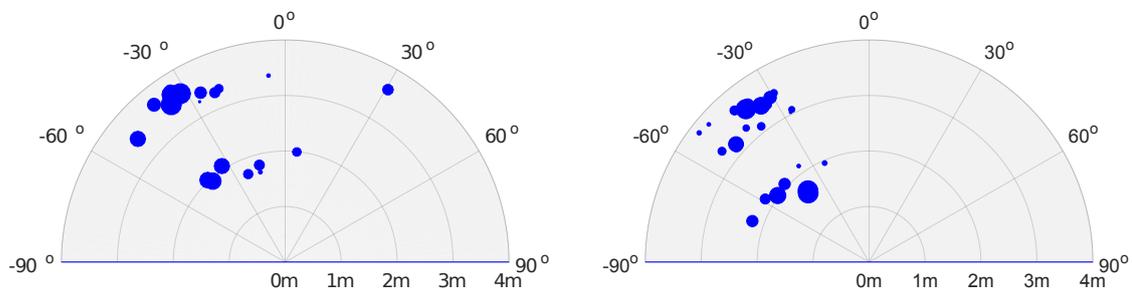


FIGURE 4.37 – Vue en 2D dans le plan azimut devant le Radar avec le réseau d'antennes horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).

Nous explorons finalement la mesure avec le poteau en plastique, représentant un obstacle vertical aux malvoyants, à 1 m et à la direction 0° de Radar, présenté à la figure 4.38. Après avoir obtenu les signaux reçus sur trois antennes réceptrices, la SER du poteau est calculée puis est présentée à la figure 4.39. La SER du poteau vue de deux orientations des antennes est à -20 dBm 2 (0.01 m 2). Vu des antennes horizontalement orientées, il y a principalement deux composantes dans l'écho du poteau à 0 ns et 2 ns, où 0 ns est référencé à la position du poteau. Alors que vu des antennes verticalement orientées, il y a principalement trois composantes à 0 ns, 1 ns et 2 ns. Le retard entre ces composantes est comparable avec la résolution temporelle du Radar (qui est de 0.25 ns en théorie mais se dégrade à environ 1 ns par la bande passante limitée à 1 GHz des antennes et de la carte de multiplexage).

L'estimation d'AOA sur les signaux reçus permet de tracer la vue 2D devant le Radar (dans le plan azimut), montrée à la figure 4.40. On y voit la présence du poteau à 1 m

et l'ensemble de clutter dû à l'effet de masquage au delà de 3 m. Vu la largeur physique du poteau, il se comporte comme un point réfléchissant dans le plan azimut, cela est correctement interprété par l'estimation d'AOA. Vue des antennes de l'orientation horizontale, l'écho du poteau se comporte comme deux points réfléchissants séparables en temps alors que dans l'orientation verticale, il se comporte comme l'ensemble des points réfléchissants non séparables. Cela est interprété par la SER du poteau vue en deux orientations des antennes. Il est donc possible d'exploiter l'orientation des antennes pour reconnaître des obstacles verticaux (e.g. le poteau) ou horizontaux (e.g. la barrière).



FIGURE 4.38 – Photo du site de test avec un poteau en plastique à 2 m et à la direction 0°

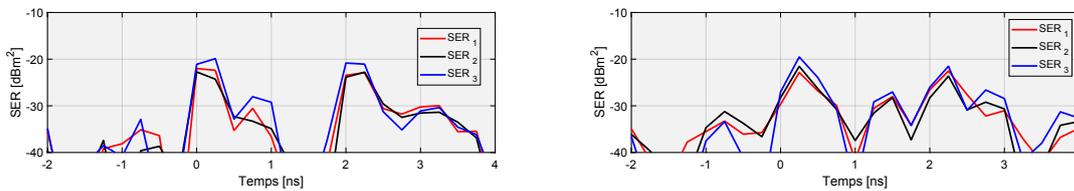


FIGURE 4.39 – SER du poteau en plastique vue du réseau d'antennes horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).

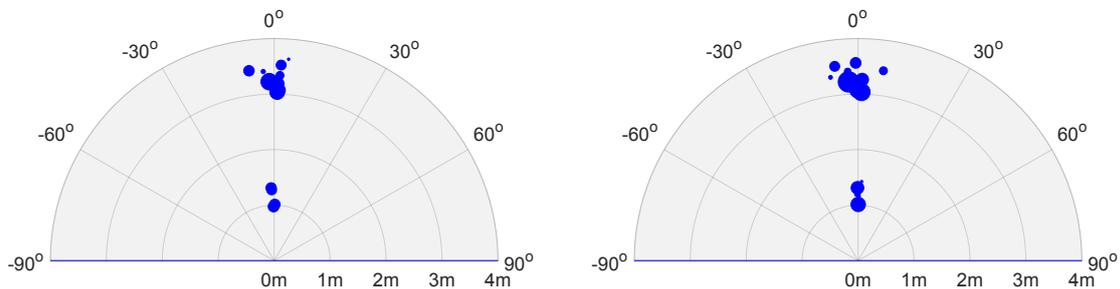


FIGURE 4.40 – Vue en 2D dans le plan azimut devant le Radar de réseau d'antennes horizontalement orientées (à gauche) et verticalement orientées (à droite).

4.6.3 Conclusions

Le concept de CDM dans le récepteur IR-UWB multi-antennes pour réduire le nombre de la chaîne RF de N (qui est le nombre d'antennes) à 1 sans ajouter l'élargissement de la bande passante sur la chaîne RF a été proposé.

Dans le système de CDM en général, des imperfections de code se traduisent par des interférences dans les signaux démultiplexés. Ce problème est surtout critique quand il s'agit de la réalisation de la génération de code en RF. La première analyse des imperfections de code a été réalisée et grâce à cette étude de nombreux choix du code de multiplexage et de la réalisation du bloc de multiplexage ont été proposés et évalués.

Avec le prototype de CDM fabriqué au laboratoire, les premières expériences de mesure Radar dans un environnement non-anéchoïque avec des cibles telles qu'une sphère, une chaise de bureau et un poteau ont toutefois montrés le fonctionnement correct de l'ensemble des blocs ainsi que des techniques dédiées pour exploiter l'angle d'arrivée et corriger des imperfections des antennes proposées dans le chapitre 3.

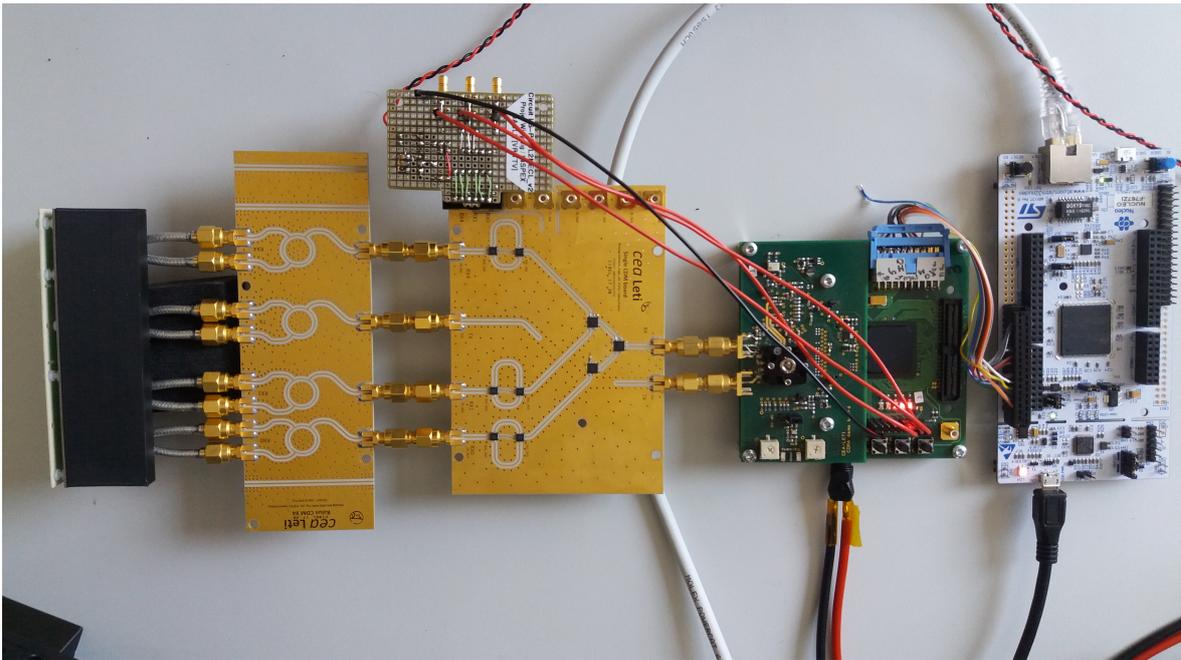


FIGURE 4.41 – Prototype complet, de gauche à droite : le réseau d'antennes horizontalement/verticalement orientées, l'adaptateur de ligne de transmission (différentielle à single), la carte de multiplexage par répartition de code, la carte FPGA et la puce IR-UWB, et la carte d'interface STM32.

En perspective, une fois le sous-système testé avec la mesure dans le domaine temporel avec la puce IR-UWB, présentée à la figure 4.41, des scénarii de test plus complexes pourront être réalisés pour s'adapter aux usages des malvoyants.

Chapitre 5

Conclusions et perspectives

*« Et il s'enfonça dans une rêverie
qui dura longtemps. Puis, sortant
mon mouton de sa poche, il se
plongea dans la contemplation de
son trésor. »*

Antoine de Saint-Exupéry

Sommaire

5.1 Conclusions	116
5.2 Perspectives	118

5.1 Conclusions

La thèse s'inscrit dans un contexte de maturité de la technologie UWB dans l'industrie, grâce à la recherche et aux développements académiques et industriels menés depuis plus de 15 ans. Compte tenu des progrès technologiques en CMOS et en conception, des contraintes réglementaires (bande passante internationale de l'ordre de 500 MHz à 1 GHz) et opérationnelles (résistance aux interférences), il s'avère finalement que des implémentations relativement classiques ont été retenues. S'inscrivant dans la suite des travaux au LETI sur l'UWB et plus spécifiquement les applications Radar, la thèse a pour objectif principal d'ajouter une fonction de mesure précise de la direction d'arrivée de l'onde électromagnétique à un récepteur associé à un réseau d'antennes, tout en limitant l'accroissement de la complexité du récepteur. Cela ouvre la porte à deux applications dans le domaine du bien-être, celle de la mesure du rythme respiratoire humain à courte portée et celle de la localisation d'obstacles devant les malvoyants (pour laquelle une fonction de mesure de la direction d'arrivée du signal est requise). Les besoins de telles applications sont l'estimation du déplacement de la cage thoracique et de l'abdomen pendant la respiration avec une orientation du corps humain pas forcément face au Radar, la limitation de la taille du réseau d'antennes et la consommation du capteur pour leur intégration sur la canne ou les lunettes. Au vu de ces besoins, les travaux décrits dans la thèse se sont concentrés sur le canal de propagation en rétrodiffusion sur corps humain. Ils se sont aussi portés sur les techniques de traitement du signal pour pouvoir estimer le rythme respiratoire dans le signal rétrodiffusé du corps humain, et sur l'estimation de la direction d'arrivée de l'onde à un réseau d'antennes avec une résolution au degré près. Enfin, cette thèse aborde l'architecture du système, et notamment du récepteur associé au réseau d'antennes, afin de pouvoir réaliser la mesure angulaire sans augmenter la complexité, le coût et la consommation du récepteur.

Puisque chaque contrainte dans cette thèse correspond à une application spécifique, la conclusion est abordée sous l'angle du contexte applicatif. En ce qui concerne la mesure de la respiration humaine, le chapitre 2 de l'état de l'art relève que la mesure de distance peut atteindre une résolution d'environ 15 cm (avec la bande passante du Radar de 1 GHz) mais que la mesure Doppler en IR-UWB se basant sur la phase du signal reçu peut atteindre une résolution nettement plus fine, de l'ordre du millimètre, pour mesurer le déplacement (e.g. de la cage thoracique pendant la respiration). Dans le chapitre 3, la mesure et la modélisation de la respiration humaine pour le Radar IR-UWB relie la respiration au déplacement d'un objet dont la SER est quantifiée entre -18 dBm^2 à -7 dBm^2 . Par conséquent, dans une mesure réelle, il suffit de bénéficier d'une bande passante UWB pour discriminer le signal rétrodiffusé du corps humain avec les diffuseurs des alentours et observer la phase de ce signal pour déduire le rythme respiratoire. Le modèle de la SER de respiration est fait sur toutes les orientations du corps humain, un aspect qui n'est pas pris en compte dans la littérature.

En ce qui concerne le récepteur IR-UWB mono-antenne, le chapitre 2 relève deux problèmes principaux dans les applications Radars à courte portée, qui sont le faible signal reçu par rapport au bruit du récepteur et la bande passante significativement large par rapport aux récepteurs en bande étroite si la totalité de la bande passante FCC (7.5 GHz) est en jeu. Pour cela, dès 2000, les études ont cherché à exploiter la bande la plus large possible en gardant la capacité de détecter le faible signal reçu. Elles se concentrent sur l'architecture de l'ADC, et la détection et l'intégration cohérente pour amplifier le signal reçu dès les blocs analogiques. Les évaluations de ces études, prenant en compte la bande passante UWB internationale d'aujourd'hui (d'environ 1 GHz) nettement moins contrai-

gnante que celle de la FCC, concluent finalement que l'implémentation classique (l'ADC échantillonne à la fréquence de Nyquist et la détection et l'intégration cohérente s'effectue en numérique) répond à nos besoins. Pour cette raison, un compromis a été fait dans l'implémentation du récepteur en appliquant une technique de réglage de l'instant d'échantillonnage de l'ADC. Cela permet d'acquérir les mêmes nombres d'échantillons avec la fréquence d'échantillonnage quelques fois moins rapide que celle de Nyquist et pendant un temps quelques fois plus long.

En ce qui concerne la mesure précise de l'angle de visée des obstacles à un réseau d'antennes, on observe d'un côté que des traitements multi-antennes se basant sur la phase des signaux reçus (techniques classiques en bande étroite) permettent d'atteindre une résolution angulaire du degré avec un réseau de 2 à 4 antennes. Et de l'autre côté, des traitements se basant sur le retard des signaux reçus (techniques classiques en IR-UWB) fournissent une résolution angulaire nettement moins importante (une dégradation d'un facteur 25) mais sont capables d'accorder cette résolution à de multiples obstacles. Pour ces raisons, le chapitre 2 relève que la façon optimale d'opérer la localisation d'obstacles en IR-UWB est d'utiliser le retard d'un signal reçu (à une antenne) pour y séparer les signaux rétrodiffusés des multiples obstacles et ensuite d'utiliser la phase des signaux reçus pour pouvoir obtenir une résolution angulaire adéquate. Un problème traité dans le chapitre 3 concerne l'estimation de l'angle de visée d'un obstacle au Radar pour des configurations différentes de réseau d'antennes. Même avec 2 à 4 antennes, plusieurs configurations sont disponibles. Or les configurations classiques (les antennes se distribuent sur une ligne avec l'espacement entre deux antennes adjacentes de $\lambda/2$) ne sont pas toujours les meilleurs choix pour ce qui est de la résolution angulaire et de l'intégration (il faut tout de même ajouter une antenne émettrice entre elles). Pour rendre le traitement multi-antenne flexible vis-à-vis des configurations de réseau d'antennes, l'estimation Phase/AOA se basant sur les différences de phase des signaux reçus a été proposée. Cette estimation permet aussi d'identifier des configurations pertinentes pour atteindre la résolution angulaire souhaitée. Cette approche offre des choix dans la conception du Radar. Le chapitre 3 traite aussi de la calibration du réseau d'antennes avec ou sans antenne de référence. Des techniques de calibration sont proposées pour lever le couplage mutuel et la dissemblance entre antennes, ce qui permet d'atteindre l'objectif initial de mesure de l'angle de visée avec une moindre complexité. Un réseau d'antennes à la configuration précédemment choisie est finalement fabriqué. La calibration et l'estimation Phase/AOA sont testées sur ce réseau, confirmant la résolution angulaire atteinte en pratique.

Enfin, en ce qui concerne le récepteur IR-UWB associé à un réseau d'antennes, l'accroissement de la complexité et la consommation du récepteur pour traiter les signaux reçus de multi-antennes sont inévitables, ce qui rend difficile l'intégration du Radar sur une canne et des lunettes. Le chapitre 2 présente des techniques de multiplexage des signaux reçus dans le récepteur. Ces techniques sont récemment implémentées dans le récepteur en bande étroite mais plusieurs problèmes restent à résoudre pour l'implémentation en IR-UWB. Ce chapitre discute aussi d'un des problèmes qui est l'occupation de la ressource temps-fréquence du système (i.e. une bande de fréquence est réservée à chaque signal), il relève aussi la flexibilité du multiplexage par répartition de code en modifiant le rythme du code et la longueur du code. Dans la suite, le chapitre 4 propose le concept de multiplexage par répartition de code sur les signaux IR-UWB. Or comme le signal IR-UWB est déjà étalé en fréquence, il suffit de choisir un code de multiplexage suffisamment lent par rapport à la bande passante du signal (1 GHz) mais suffisamment rapide par rapport à la fréquence de répétition des impulsions ($PRF = 15.6$ MHz) pour résoudre le problème

de la ressource temps-fréquence. Les codes de multiplexage sont ensuite choisis et les simulations de la fonction du multiplexage et démultiplexage sur les signaux IR-UWB sont validées. Pour l'implémentation dans une conception électronique, une analyse de dégradation du signal après multiplexage/démultiplexage sur le bruit et l'interférence préalablement dans le domaine temporel relève la cause du mode commun (le signal multiplexé quand le code est "+1" n'est pas tout à fait opposé à celui quand le code est "-1"). Étant donné que le mode commun, extrait des paramètres S , ne traduit pas directement par un niveau de l'interférence et vice versa, la modélisation de l'interférence et des paramètres S vis-à-vis du multiplexage par répartition de code a été étudiée. Cela permet ensuite de relier un niveau adéquat d'interférence (normalement suffisamment petit devant le bruit) à un certain niveau de mode commun, constituant la règle en conception. Des propositions de bloc réalisant la fonction de multiplexage sont évaluées et deux d'entre elles sont finalement implémentées en circuit imprimé. Une campagne de mesure pour la localisation d'obstacles par un sous-système comprenant le bloc de multiplexage et le réseau d'antennes (présenté dans le chapitre 3) est faite, montrant la fonctionnalité correcte de multiplexage/démultiplexage et validant l'ensemble des travaux sur la localisation d'obstacles.

5.2 Perspectives

Les pistes de poursuite de ce travail de thèse se dégagent. Ici l'implémentation de technique de multiplexage par répartition de code a été réalisée sur un circuit imprimé. La prochaine étape sera de l'implémenter en technologie CMOS et l'intégrer dans la puce émetteur-récepteur IR-UWB, permettant réellement l'intégration du Radar avec la fonction de mesure de direction d'arrivée du signal sur une canne et des lunettes. Il permet aussi la mesure de rythme respiratoire de plusieurs personnes, c'est-à-dire il suffit d'équiper un seul Radar par pièce. Il facilite plusieurs applications dans la localisation, par exemple la localisation du colis sur lequel une étiquette émettant un signal est collée dans un entrepôt.

Bibliographie

- [1] T. E. McEwan, "Ultra-wideband radar motion sensor," Nov. 1994. U.S. Patent No. 5,361,070. [ix](#), [4](#), [20](#), [21](#)
- [2] E. A. Alwan, S. B. Venkatakrishnan, A. A. Akhiyat, W. Khalil, and J. L. Volakis, "Code Optimization for a Code-Modulated RF Front End," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 260–273, 2015. [x](#), [34](#)
- [3] F. Tzeng, A. Jahanian, D. Pi, and P. Heydari, "A CMOS code-modulated path-sharing multi-antenna receiver front-end for spatial multiplexing, spatial diversity and beamforming," in *2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 335–338, June 2008. [x](#), [33](#), [34](#), [95](#)
- [4] I. S.-C. Lu, N. Weste, and S. Parameswaran, "ADC precision requirement for digital ultra-wideband receivers with sublinear front-ends : a power and performance perspective," in *19th International Conference on VLSI Design held jointly with 5th International Conference on Embedded Systems Design (VLSID'06)*, pp. 6 pp.–, Jan. 2006. [xiii](#), [21](#), [22](#)
- [5] D. Zito, D. Pepe, M. Mincica, and F. Zito, "A 90nm CMOS SoC UWB pulse radar for respiratory rate monitoring," in *2011 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 40–41, Feb. 2011. [xiii](#), [21](#), [35](#)
- [6] H. Gao, P. Baltus, and Q. Meng, "2gsps 6-bit ADC for UWB receivers," in *2010 International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, vol. 1, pp. 1–4, Sept. 2010. [xiii](#), [21](#)
- [7] "IEEE Standard for Ultrawideband Radar Definitions," *IEEE (2006) Std 1672-2006*, pp. c1–9, May 2007. [2](#)
- [8] J. D. Taylor, *Ultrawideband Radar : Applications and Design*. CRC Press, May 2012. [2](#)
- [9] W. Elmannai and K. Elleithy, "Sensor-Based Assistive Devices for Visually-Impaired People : Current Status, Challenges, and Future Directions," *Sensors (Basel, Switzerland)*, vol. 17, Mar. 2017. [2](#), [31](#)
- [10] R. Morey, "Geophysical surveying system employing electromagnetic impulses," Apr. 1974. U.S. Patent No. 3,806,795. [4](#)
- [11] "U.S. Federal Communications Commission (FCC) 47 U.S.C. Sections 154, 302a, 303, 304, 307, 336, and 544a.," *Legal Information Institute*. [4](#), [13](#)
- [12] "ECC Decision of 24 march 2006 on the harmonised conditions for devices using UWB technology in bands below 10.6 GHz," *CEPT (2006), Electronic Communications Committee, TG3*. [5](#)

- [13] “The Protection Requirements of Radiocommunications System below 10.6 GHz From Generic UWB Applications,” *Electronic Communications Committee within the European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (ECC-CEPT)*, *ECC Report 64*, Feb. 2005. 5, 13
- [14] “Overview of ARIB Standards (STD-T91),” *Association of Radio Industries and Businesses*. 5, 13
- [15] A. R. J. Ruiz and F. S. Granja, “Comparing Ubisense, BeSpoon, and DecaWave UWB Location Systems : Indoor Performance Analysis,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 66, pp. 2106–2117, Aug. 2017. 5
- [16] “X4m200 Respiration Sensor - Single-chip radar sensor with sub-mm resolution - XeThru,” *Xethru (Novelda) (2017)*. 5
- [17] “Overall presentation of Inspex project,” *CEA/Inspex H2020 Project*, Mar. 2017. 5
- [18] I. Oppermann, M. Hämäläinen, and J. Iinatti, *UWB Theory and Applications*. John Wiley & Sons, 2005. 16, 17
- [19] S. Dubouloz, *Développement d’architectures avancées pour communications ultra large bande (UWB) dans des applications bas débit*. PhD thesis, June 2008. 17
- [20] S. Gezici and H. V. Poor, “Position Estimation via Ultra-Wide-Band Signals,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, pp. 386–403, Feb. 2009. 18, 20
- [21] I. Guvenc, Z. Sahinoglu, and P. V. Orlik, “TOA estimation for IR-UWB systems with different transceiver types,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 1876–1886, June 2006. 19
- [22] S. Gezici, “A Survey on Wireless Position Estimation,” *Wireless Personal Communications*, vol. 44, pp. 263–282, Feb. 2008. 19
- [23] S. Gezici, Z. Sahinoglu, A. F. Molisch, H. Kobayashi, and H. V. Poor, “A two-step time of arrival estimation algorithm for impulse radio ultra wideband systems,” in *2005 13th European Signal Processing Conference*, pp. 1–6, Sept. 2005. 20
- [24] M. I. Skolnik, *Radar Handbook*. McGraw-Hill, 1990. 20
- [25] S. Hoyos, B. M. Sadler, and G. R. Arce, “Monobit digital receivers for ultrawideband communications,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, pp. 1337–1344, July 2005. 21
- [26] C. T. Rodenbeck, A. C. Ferguson, and J. M. Pankonin, “Monobit Sub-sampler for Digital Downconversion in Pulse-Doppler Radar Applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, pp. 1036–1043, May 2009. 21
- [27] C. El Kassis, J. Picheral, and C. Mokbel, “Advantages of nonuniform arrays using root-MUSIC,” *Signal Processing*, vol. 90, pp. 689–695, Feb. 2010. 23, 25
- [28] Z. Sahinoglu, S. Gezici, and I. Güvenc, *Ultra-wideband Positioning Systems : Theoretical Limits, Ranging Algorithms, and Protocols*. Cambridge University Press, Sept. 2008. 23, 26

- [29] T. P. Bronez, "Sector interpolation of non-uniform arrays for efficient high resolution bearing estimation," in *ICASSP-88., International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pp. 2885–2888 vol.5, Apr. 1988. [25](#)
- [30] B. Friedlander and A. J. Weiss, "Direction finding using spatial smoothing with interpolated arrays," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 28, pp. 574–587, Apr. 1992. [25](#)
- [31] P. Hyberg, M. Jansson, and B. Ottersten, "Array interpolation and bias reduction," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, pp. 2711–2720, Oct. 2004. [25](#)
- [32] T. E. Tuncer, T. K. Yasar, and B. Friedlander, "Direction of arrival estimation for nonuniform linear arrays by using array interpolation," *Radio Science*, vol. 42, Aug. 2007. [25](#)
- [33] A. A. M. Saleh and R. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, pp. 128–137, Feb. 1987. [26](#)
- [34] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, C.-c. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster, and K. Siwiak, "IEEE 802.15.4a channel model - final report," in *Converging : Technology, work and learning. Australian Government Printing Service*, [Online]. Available, 2004. [26](#)
- [35] L. Taponecco, A. A. D'Amico, and U. Mengali, "Joint TOA and AOA Estimation for UWB Localization Applications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, pp. 2207–2217, July 2011. [26](#)
- [36] S. Galler, W. Gerok, J. Schroeder, K. Kyamakya, and T. Kaiser, "Combined AOA/TOA UWB localization," in *2007 International Symposium on Communications and Information Technologies*, pp. 1049–1053, Oct. 2007. [26](#)
- [37] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, May 2012. [27](#)
- [38] H.-S. Lui, H. T. Hui, and M. S. Leong, "A Note on the Mutual-Coupling Problems in Transmitting and Receiving Antenna Arrays," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, pp. 171–176, Oct. 2009. [27](#), [28](#)
- [39] T. T. Vo, L. Ouvry, A. Sibille, and S. Bories, "Mutual Coupling Modeling and Calibration in Antenna Arrays for AOA Estimation," in *2018 2nd URSI Atlantic Radio Science Meeting (AT-RASC)*, pp. 1–4, May 2018. [27](#)
- [40] K. R. Dandekar, H. Ling, and G. Xu, "Experimental study of mutual coupling compensation in smart antenna applications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, pp. 480–487, July 2002. [27](#), [28](#)
- [41] I. Gupta and A. Ksienski, "Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, pp. 785–791, Sept. 1983. [27](#), [28](#)
- [42] R. S. Adve and T. K. Sarkar, "Compensation for the effects of mutual coupling on direct data domain adaptive algorithms," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, pp. 86–94, Jan. 2000. [27](#)

-
- [43] H. T. Hui, "Improved compensation for the mutual coupling effect in a dipole array for direction finding," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2498–2503, Sept. 2003. [28](#)
- [44] Hui, "A new definition of mutual impedance for application in dipole receiving antenna arrays," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 364–367, 2004. [28](#)
- [45] N. M. Al Lawati, S. R. Patel, and N. T. Ayas, "Epidemiology, risk factors, and consequences of obstructive sleep apnea and short sleep duration," *Progress in Cardiovascular Diseases*, vol. 51, pp. 285–293, Feb. 2009. [29](#)
- [46] A. Lazaro, D. Girbau, and R. Villarino, "Analysis of Vital Signs Monitoring Using an IR-UWB Radar," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 100, pp. 265–284, 2010. [29](#)
- [47] E. Pittella, B. Zanaj, S. Pisa, and M. Cavagnaro, "Measurement of Breath Frequency by Body-Worn UWB Radars : A Comparison Among Different Signal Processing Techniques," *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, pp. 1772–1780, Mar. 2017. [30](#)
- [48] E. Pittella, A. Bottiglieri, S. Pisa, and M. Cavagnaro, "Cardiorespiratory Frequency Monitoring Using the Principal Component Analysis Technique on UWB Radar Signal," *International Journal of Antennas and Propagation*, 2017. [30](#)
- [49] G. Vinci, S. Lindner, F. Barbon, S. Mann, M. Hofmann, A. Duda, R. Weigel, and A. Koelpin, "Six-Port Radar Sensor for Remote Respiration Rate and Heartbeat Vital-Sign Monitoring," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, pp. 2093–2100, May 2013. [30](#)
- [50] E. Piuze, P. D'Atanasio, S. Pisa, E. Pittella, and A. Zambotti, "Complex Radar Cross Section Measurements of the Human Body for Breath-Activity Monitoring Applications," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, pp. 2247–2258, Aug. 2015. [31](#)
- [51] S. Riegger and W. Wiesbeck, "Wide-band polarimetry and complex radar cross section signatures," *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, pp. 649–658, May 1989. [31](#)
- [52] T. D. Bufler, R. M. Narayanan, and T. Dogaru, "Radar signatures of indoor clutter for through-the-wall radar applications," in *Radar Sensor Technology XVIII, 90770E*, vol. 9077, International Society for Optics and Photonics, May 2014. [31](#)
- [53] T. Dogaru, *Computer models of the human body signature for sensing through the wall radar applications*. ARL-TR (Aberdeen Proving Ground, Md.), Army Research Laboratory, 2007. [31](#)
- [54] R. Neely, K. Naishadham, A. Sharma, and K. Bing, "Electromagnetic human body modeling with physiological motion for radar applications," in *2012 IEEE Radar Conference*, pp. 0818–0823, May 2012. [31](#)
- [55] "Vision impairment and blindness," *World Health Organisation*, Oct. 2018. [31](#)
- [56] L. Scalise, V. M. Primiani, P. Russo, D. Shahu, V. D. Mattia, A. D. Leo, and G. Cerri, "Experimental Investigation of Electromagnetic Obstacle Detection for Visually Impaired Users : A Comparison With Ultrasonic Sensing," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, pp. 3047–3057, Nov. 2012. [31](#)

- [57] S. Pisa, E. Pittella, and E. PiuZZi, "Serial Patch Array Antenna for an FMCW Radar Housed in a White Cane," *International Journal of Antennas and Propagation*, 2016. [32](#)
- [58] W. L. Melvin, "A STAP overview," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 19, pp. 19–35, Jan. 2004. [32](#)
- [59] V. P. Ipatov, *Spread Spectrum and CDMA : Principles and Applications*. John Wiley & Sons, Dec. 2005. [33](#)
- [60] N. Andersen, K. Granhaug, J. A. Michaelsen, S. Bagga, H. A. Hjortland, M. R. Knutsen, T. S. Lande, and D. T. Wisland, "A 118-mW Pulse-Based Radar SoC in 55-nm CMOS for Non-Contact Human Vital Signs Detection," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, pp. 3421–3433, Dec. 2017. [35](#)
- [61] R. Blazquez, P. P. Newaskar, F. S. Lee, and A. P. Chandrakasan, "A baseband processor for impulse ultra-wideband communications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, pp. 1821–1828, Sept. 2005. [40](#)
- [62] X. Qing, Z. N. Chen, and M. Y. W. Chia, "Characterization of ultrawideband antennas using transfer functions," *Radio Science*, vol. 41, no. 1, 2006. [41](#), [42](#)
- [63] C. Roblin, "Characterization Tools of Antennas in the Time Domain," in *2003 International Workshop on Ultra Wideband Systems (IWUWBS)*, June 2003. [41](#), [42](#), [66](#)
- [64] E. F. Knott, J. F. Schaeffer, and M. T. Tulley, *Radar Cross Section*. SciTech Publishing, 2004. [46](#)
- [65] S. Cloude, *An Introduction To Electromagnetic Wave Propagation And Antennas*. CRC Press, Dec. 1995. [46](#)
- [66] S. Kuutti, S. Fallah, K. Katsaros, M. Dianati, F. Mccullough, and A. Mouzakitis, "A Survey of the State-of-the-Art Localization Techniques and Their Potentials for Autonomous Vehicle Applications," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 5, pp. 829–846, Apr. 2018. [53](#)
- [67] J. Shang, D.-m. Fu, Y.-b. Deng, and S. Jiang, "Measurement of phase center for antenna with the method of moving reference point," in *2008 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, pp. 114–117, Nov. 2008. [68](#)
- [68] D. E. Bockelman and W. R. Eisenstadt, "Combined differential and common-mode scattering parameters : theory and simulation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, pp. 1530–1539, July 1995. [70](#), [93](#)
- [69] "Measurement techniques for Baluns," *Anaren*, May 2005. [70](#), [93](#)
- [70] "HHM1595a1," *TDK*, Apr. 2005. [98](#)
- [71] B. Zivanovic, "Series-Fed Aperture-Coupled Microstrip Antennas and Arrays," *Graduate Theses and Dissertations*, Jan. 2012. [99](#)

Annexe A

Liste des acronymes

- ADC** Convertisseur analogique-numérique ou *Analog to Digital Converter*. 21
- AOA** Angle d'arrivée ou *Angle of Arrival*. 22
- CDM** Multiplexage par répartition de code ou *Code-Division Multiplexing*. 33, 83
- CDMA** Accès multiple par répartition en Code ou *Code-Division Multiple Access*. 33
- CEA** Commissariat à l'énergie atomique et aux énergies alternatives. 1, 5
- CMOS** *Complementary Metal Oxide Semiconductor*. 6
- CMRR** Rapport du mode commun sur le mode différentiel ou *Common-Mode Rejection Ratio*. 92, 93
- CRB** Borne de Cramér-Rao. 23
- DAA** *Detect And Avoid*. 13
- DLL** *Delay-Locked Loop*. 21
- DSSS** Étalement de spectre à séquence directe *Direct Sequence Spread Spectrum*. 16
- ECC** Comité des communications électroniques ou *Electronic Communications Committee*. 2
- FCC** Commission fédérale des communications ou *Federal Communications Commission*. 2, 13
- FDM** Multiplexage par répartition de fréquence ou *Frequency-Division Multiplexing*. 33
- FDMA** Accès multiple par répartition en fréquence ou *Frequency-Division Multiple Access*. 33
- ICI** Interférence inter-code ou *InterCode Interference*. 86
- IF** Fréquence intermédiaire ou *Intermediate Frequency*. 43
- INSPEX** *Integrated Smart Spatial Exploration System*. 3, 5
- IR-UWB** Ultra large bande impulsionnelle ou *Impulse-Radio Ultra Wideband*. 4
- ISI** Interférence inter-symbole ou *InterSymbol Interference*. 16
- LDC** *Low Duty Cycle operation*. 13
- LETI** Laboratoire d'électronique et des technologies de l'information. 5
- LNA** Amplificateur faible bruit ou *Low Noise Amplifier*. 34, 35

- MUSIC** *MUltiple Signal Classification*. 24
- NF** Facteur de bruit ou *Noise Figure*. 18
- NLA** Réseau d'antennes linéaire non-uniforme ou *Nonuniform Linear Antenna Array*. 25
- PA** Amplificateur de puissance ou *Power Amplifier*. 69
- PCB** Circuit imprimé ou *Printed Circuit Board*. 69
- PG** Gain de traitement ou *processing Gain*. 18
- PIRE** Puissance isotrope rayonnée équivalente ou *Equivalent Isotropically Radiated Power, EIRP*. 14
- PN** Pseudo-aléatoire ou *Pseudo-random Noise*. 16
- PRF** Fréquence de répétition d'impulsions ou *Pulse Repetition Frequency*. 19, 84
- PRP** Période de répétition d'impulsions ou *Pulse Repetition Period*. 11
- Radar** Détection et estimation de la distance avec ondes électromagnétiques ou *RADio Detection And Ranging*. 2, 3, 10
- Radar CW** Radar à onde continue ou *Continuous Wave Radar*. 10
- Radar FMCW** Radar à onde continue modulée en fréquence ou *Frequency Modulated Continuous Wave Radar*. 10
- RF** Radio fréquence ou *Radio Frequency*. 6
- SELECT** *Smart and Efficient Location, idEntification, and Cooperation Techniques*. 5
- SER** Surface équivalente Radar ou *Radar Cross Section*. 12
- SINR** Rapport du signal sur interférence plus bruit ou *Signal to Interference plus Noise Ratio*. 90
- SIR** Rapport du signal sur interférence ou *Signal to Interference Ratio*. 90
- SNR** Rapport du signal sur bruit ou *Signal to Noise Ratio*. 18
- TDM** Multiplexage par répartition de temps ou *Time-Division Multiplexing*. 33
- TDMA** Accès multiple par répartition en temps ou *Time-Division Multiple Access*. 33
- TH** *Time Hopping*. 16
- TOA** Temps d'arrivée ou *Time of Arrival*. 22
- ULA** Réseau d'antennes linéaire uniforme ou *Uniform Linear Array*. ix, 24, 25
- UWB** Ultra large bande ou *Ultra-wideband*. 2
- VNA** Analyseur de réseau vectoriel ou *Vector Network Analyser*. 43

Liste de publications

1. T. T. Vo, L. Ouvry and A. Sibille, "Time domain complex radar cross section of human body for breath-activity monitoring," *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Paris, 2017, pp. 421-425.
2. T. T. Vo, L. Ouvry, A. Sibille and S. Bories, "Mutual Coupling Modeling and Calibration in Antenna Arrays for AOA Estimation," *2018 2nd URSI Atlantic Radio Science Meeting (AT-RASC)*, Meloneras, 2018, pp. 1-4.
3. T. T. Vo, L. Ouvry and A. Sibille, "Single Receiver Multi-antenna Code-Modulated IR-UWB Front-End," *2018 IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Bologna, 2018, pp. 586-587.

Liste de brevets

1. T. T. Vo, F. Hameau, L. Ouvry, V. Rat, "Multi-antenna Impulse UWB Receiver", Brevet international, dépôt le 21/12/2018 de la demande de brevet français et américain.