

Université de Limoges

École Doctorale Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique (ED 521)
XLIM-SYSTÈMES RF

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges
Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par

Fabien BERLAND

le 07 octobre 2021

Contribution au développement de radars MIMO opto-microondes courte portée

Thèse dirigée par Philippe DI BIN, Cyril DECROZE, Thomas FROMENTEZE et Christelle
AUPETIT-BERTHELEMOT

Jury :

Présidente du Jury :

Mme. Angélique RISSONS, Professeur, Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace, Toulouse

Rapporteurs :

M. Hervé AUBERT, Professeur, LAAS, Institut National Polytechnique de Toulouse

M. Jean-Yves DAUVIGNAC, Professeur, LEAT, Université de Côte d'Azur

Examineurs :

M. Philippe POULIGUEN, Responsable Scientifique domaine Acoustique et Ondes Radioélectriques,
DGA, Paris

M. Cyril DECROZE, Professeur, XLIM, Université de Limoges

M. Thomas FROMENTEZE, Maître de Conférences, XLIM, Université de Limoges

M. Philippe DI BIN, Professeur, XLIM, Université de Limoges

Mme. Christelle AUPETIT-BERTHELMOT, Professeur, XLIM, Université de Limoges

Invités :

M. Ettien KPRES, Ingénieur de recherche, MC2-Technologies, Villeneuve-d'Ascq

M. Sébastien REYNAUD, Responsable axe Systèmes Hyperfréquences, CISTEME, Limoges

On fait la science avec des faits, comme on fait une maison avec des pierres : mais une accumulation de faits n'est pas plus une science qu'un tas de pierres n'est une maison.
Henri Poincaré

À Leslie,

Remerciements

Ce manuscrit présente les travaux réalisés dans le cadre de ma thèse menée au sein de l'équipe Antennes & Signaux de l'institut de recherche XLIM. Cette thèse n'aurait pu être soutenue sans l'apport d'un grand nombre de personnes qui ont su m'aiguiller, me motiver, me diriger tout au long de ces trois années. Dans ce cadre, j'aimerais commencer par exprimer mes profonds remerciements à mes quatre directeurs de thèse : Cyril Decroze, Thomas Fromenteze, Philippe Di Bin et Christelle Aupetit-Berthelemot qui m'ont transmis une part de leurs savoirs et qui m'ont accompagné au cours de cet exercice afin qu'il se passe dans les meilleurs conditions.

Je tiens ensuite à exprimer ma gratitude aux personnes qui ont bien voulu constituer mon jury de thèse, en particulier Hervé Aubert, professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, et Jean-Yves Dauvignac, professeur à l'Université de Nice, qui ont accepté de rapporter mes travaux de thèse, et Angélique Rissons, professeur à l'Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace (Toulouse), qui a eu l'amabilité de présider ce jury.

Mes remerciements sont également adressés à Patricia Leroy, secrétaire de l'équipe Antennes & Signaux pour sa grande disponibilité et son support dans les démarches administratives inhérentes au doctorat. De façon plus général, j'aimerais aussi remercier tous les doctorants et permanents qui donnent un vrai visage bienveillant et joviale à cette équipe.

J'aimerais aussi remercier Laurent Delage et Ludovic Grossard, professeurs d'optiques à l'IUT Mesures Physiques de Limoges, pour m'avoir d'une part encadré au court de mon passage dans cet institut en temps qu'élève, mais aussi pour m'avoir permis de revenir pour enseigner dans leur matière dans le cadre du doctorat. L'enseignement a été, pour moi, une vraie aventure agréable et enrichissante.

D'un point de vue plus personnel, je tiens à remercier Vincent Olivier, Axel Chambinaud, Yann Leventoux, Raphael Jauberteau et Morgane Portelance. On se connaît et on se suit depuis la L3. On a grandi et muri ensemble (certains plus que d'autres). Maintenant que le doctorat se finalise pour beaucoup d'entre nous et qu'une nouvelle page se tourne, je tenais à vous remercier pour tous ces moments passés ensemble et je vous souhaite bonne chance pour la suite. Je profite de ce paragraphe pour remercier Jérémy Fouré d'O&H pour ce "support psychologique", qu'il a su nous apporter ces dernières années.

Enfin, comment ne pas finir ce monologue de remerciements en présentant toute ma gratitude à ma famille et à ma compagne. Vous avez toujours été là pour moi dans les bons et les un peu moins bons moments et pour cela je vous serai éternellement reconnaissant.



This work is licensed under a Creative Commons Attribution - NonCommercial - NoDerivatives 4.0 International License. Available on-line in : <https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 Imagerie radar de courte portée et apports de l'opto-électronique	5
1.1 Introduction	6
1.2 Principe de fonctionnement des systèmes d'imagerie à courte portée	7
1.2.1 L'utilisation des ondes électromagnétiques pour l'imagerie radar	7
1.2.1.1 Équations régissant les champs électromagnétiques	7
1.2.1.2 Propagation des ondes en espace libre	8
1.2.1.3 Propagation des ondes dans un milieu comportant des sources	9
1.2.1.4 Approximation pour les systèmes d'imagerie courte portée	9
1.2.2 Les différentes formes d'ondes utilisées dans les systèmes radars	10
1.2.2.1 Les signaux impulsionnels	10
1.2.2.2 Les signaux à ondes entretenues modulées en fréquence	12
1.2.2.3 Les signaux aléatoires ou pseudo-aléatoires	13
1.2.3 Les architectures développées pour l'imagerie radar à courte portée	14
1.2.3.1 Les systèmes d'imagerie radar à synthèse d'ouverture	15
1.2.3.2 Les systèmes d'imagerie Multiple-Input Multiple-Output	16
1.3 L'opto-électronique dans les systèmes radars	19
1.3.1 Transport de signaux RF par liaison optique	19
1.3.2 Génération de signaux RF hautes fréquences	20
1.3.3 Transposition de signaux RF vers les basses fréquences	21
1.3.4 Génération de signaux ultra large bande à forte puissance	23
1.3.5 Convertisseur optique analogique vers numérique	24
1.3.6 Formation de faisceaux à l'aide de lignes à retard	25
1.3.7 Multiplexage temporel et analogique de signaux RF	26
1.4 Positionnement de la thèse	27
1.4.1 Problématique d'imagerie MIMO à courte distance en temps réel	27
1.4.2 Les solutions existantes pour l'imagerie 3D rapide à courte distance	28
1.4.3 Le projet OBIWAM	32
1.5 Conclusion du chapitre	33
Chapitre 2 Conception d'un sommateur opto-RF de type Air-Clad	35
2.1 Introduction	36
2.2 La sommation opto-RF	37
2.2.1 Le principe de conversion opto-RF	37
2.2.2 Les bruits associés au photodétecteur	38
2.2.3 Dynamique d'un photodétecteur	39
2.2.4 Les différentes approches permettant une sommation et une conversion opto-RF	40
2.2.5 Méthodes de réalisation de la fonction de sommation optique	42

2.3	Présentation des versions existantes du sommateur opto-RF développé au laboratoire XLIM	45
2.3.1	Première version du sommateur avec sortie multimodale	45
2.3.1.1	L'effet interférométrique	45
2.3.1.2	Principe de fonctionnement d'un sommateur avec superposition spatiale	46
2.3.1.3	Réalisation d'un sommateur opto-RF avec sortie multimodale	48
2.3.1.4	Résultats et conclusion	50
2.3.2	Deuxième version du sommateur avec sortie multicœur	50
2.3.2.1	Conception du concentrateur optique	51
2.3.2.2	Résultats et conclusion	54
2.4	Développement d'un sommateur de type Air-Clad	55
2.4.1	Choix des fibres optiques monomodes	56
2.4.2	Etude du nombre de modes en sortie du concentrateur optique	59
2.4.3	Conclusion pour une topologie de type Air-Clad	62
2.5	Conclusion du chapitre	63
Chapitre 3 Système d'imagerie opto-RF en bande C		65
3.1	Introduction	66
3.2	Mise en place d'un système d'imagerie MIMO opto-RF en régime impulsionnel	66
3.2.1	Etude de la configuration du réseau MIMO	66
3.2.2	Présentation et caractérisation de l'architecture de multiplexage opto-RF utilisée	72
3.2.3	Présentation de l'architecture globale du système d'imagerie opto-RF	75
3.2.4	Modélisation mathématique du comportement du système d'imagerie et développement de deux méthodes de reconstruction	77
3.2.5	Calibration du système d'imagerie	82
3.2.6	Caractérisation du système d'imagerie	83
3.2.7	Etude de la capacité du système à reconstruire des scènes complexes	87
3.2.8	Conclusion sur la mise en place d'un système d'imagerie opto-RF	91
3.3	Intégration d'une architecture FMCW au système d'imagerie opto-RF	92
3.3.1	Présentation de l'architecture FMCW	92
3.3.2	Modélisation mathématique de l'utilisation de signaux FMCW	93
3.3.3	Etude de l'impact des signaux FMCW sur la reconstruction d'images par simulation	96
3.3.4	Validation expérimentale de l'intégration de l'architecture FMCW	101
3.3.5	Conclusion sur l'intégration d'une architecture FMCW	102
3.4	Conclusion du chapitre	102
Chapitre 4 Développement d'un prototype de scanner corporel dans le cadre du projet OBIWAM		105
4.1	Introduction	106
4.2	Scanner corporel cylindrique et algorithme de reconstruction 3D associé	107
4.2.1	Proposition d'une nouvelle architecture de scanner corporel	107
4.2.2	Développement d'un algorithme de reconstruction 3D par décomposition spectrale	109
4.2.3	Mise en place d'un prototype d'imagerie 2D opérant en bande C	114
4.2.3.1	Présentation du prototype d'imagerie	114
4.2.3.2	Adaptation de l'algorithme de reconstruction au prototype d'imagerie cylindrique 2D	117
4.2.3.3	Résultats de mesures	117
4.2.4	Validation de la reconstruction 3D par simulation	119

4.2.4.1	Comparaison entre la méthode de reconstruction par décomposition spectrale et une méthode de reconstruction de type back-propagation	120
4.2.4.2	Reconstruction de scènes complexes 3D	123
4.2.5	Conclusion sur la possibilité d'utiliser un scanner corporel cylindrique avec l'algorithme de reconstruction rapide développé	126
4.3	Mise en place d'un prototype de scanner linéaire dans la bande 15 - 20 GHz	127
4.3.1	Présentation du prototype en configuration MISO	127
4.3.1.1	Système d'émission FMCW	127
4.3.1.2	Support d'antennes	129
4.3.2	Première preuve de principe	130
4.3.3	Conclusion sur la mise en place du prototype d'imagerie dans la bande 15 - 20 GHz	131
4.4	Conclusion du chapitre	132
Conclusion générale de la thèse		133
Annexes		141
Liste des figures		144
Liste des tableaux		151
Bibliographie		153

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Ces dernières années, les systèmes d'imagerie courte portée ont suscité un intérêt croissant pour la sécurisation de lieux publics. Cet intérêt s'explique par un manque de solutions permettant de détecter des objets dangereux dissimulés dans une foule en mouvement. Les systèmes microondes, grâce à leur capacité de pénétration de matériaux non-conducteurs, tels que les textiles, et à leur faible pouvoir d'ionisation, qui les rend plus sûre pour les utilisateurs que les rayons X, semblent tout indiqués pour répondre à cette problématique. Cependant, pour que ces systèmes puissent réellement avoir un impact sur la sécurité de tels lieux, il est essentiel qu'ils puissent imager de larges scènes avec un fort pouvoir de résolution et cela en temps réel. La zone de visibilité ainsi que la résolution pouvant être obtenues sont directement liées au nombre d'antennes qui composent le système. Dans ce contexte, l'utilisation de réseaux constitués de plusieurs émetteurs et récepteurs qui interagissent entre eux (i.e. configuration *multiple-input multiple-output* (MIMO)) permet d'optimiser l'échantillonnage spatial de la scène tout en conservant un nombre limité d'éléments rayonnants. La difficulté d'utilisation de ces configurations réside cependant dans la nécessité de mesurer toutes les interactions entre chaque antenne d'émission et chaque antenne de réception. Cette mesure peut être réalisée par le biais de matrices de commutation mais leur utilisation n'est généralement pas adaptée à une reconstruction en temps réel. Par conséquent, de nombreuses approches, tels que le multiplexage d'information par codage analogique, sont aujourd'hui investiguées pour proposer une solution d'acquisition rapide de tous les couples émetteur/récepteur. C'est dans ce contexte que sont réalisés les travaux présentés dans ce manuscrit.

Ces travaux, effectués dans le cadre d'un projet transverse du laboratoire XLIM sur les radars optoélectroniques (projet supporté par le labex Sigma-Lim, la région Nouvelle Aquitaine et l'Agence de l'Innovation de Défense (AID)), sont axés sur l'étude d'une nouvelle solution qui permettrait d'acquérir en un minimum de temps et sur une seule voie de numérisation toutes les informations acquises simultanément par les antennes de réception qui composent un réseau MIMO. Pour réaliser cela, l'idée est de mettre en place une architecture de multiplexage temporel dans le domaine optique afin de tirer partie des propriétés des fibres optiques qui permettent de propager des signaux sur de longues distances avec de faibles pertes. Cette solution trouve des applications concrètes dans le cadre du projet OBIWAM (Optically Based Instantaneous microWAve iMagerY) soutenu par l'Agence Nationale de la Recherche. Ce projet, regroupant les laboratoires XLIM et C2N ainsi que les entreprises MC2-Technologies, Vectrawave et ST-Microelectronic, a en effet pour objectif de mettre en place un démonstrateur d'imagerie radar à courte portée opérant dans la bande de fréquences 15 - 20 GHz et utilisant cette technique d'acquisition pour diminuer le temps nécessaire à l'imagerie d'une scène.

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont structurés autour de quatre chapitres. Le premier chapitre permet de contextualiser de façon général le cadre de la thèse. Une introduction est tout d'abord rédigée de façon à mettre en lumière les différents tournants de l'histoire qui ont amené au développement de l'imagerie microonde. Une fois cette introduction réalisée, les bases permettant de comprendre le fonctionnement de ce principe sont exposées et l'apport que peuvent présenter les composants optiques aux systèmes radars en général est expliqué. Enfin, la thèse présentée ici est positionnée par rapport aux travaux existants.

Le deuxième chapitre de ce manuscrit est axé sur la conception d'un sommateur opto-RF qui,

couplé à un réseau de lignes à retard fibrées, permet de réaliser la fonction de multiplexage temporel dans le domaine optique. Ce composant innovant a initialement été développé dans le cadre de deux thèses réalisées à l'Université de Limoges. L'objectif ici consistera à proposer une nouvelle topologie permettant de répondre aux besoins du projet OBIWAM.

Pour le troisième chapitre, les travaux sont orientés vers l'étude d'une architecture novatrice d'imagerie MIMO intégrant le multiplexage optoélectronique. Cette étude débouchera sur le développement d'un démonstrateur fonctionnel en bande C. L'architecture de multiplexage temporel sera composée de modulateurs électro-optiques du commerce et d'un sommateur développé dans le cadre d'une thèse précédente. Un générateur d'impulsions ultra-brèves connecté à une matrice de commutation sera utilisé en émission. Le fonctionnement du démonstrateur avec l'architecture optique sera caractérisé dans cette configuration puis, une étude sera proposée pour remplacer le générateur d'impulsion par une source de signaux modulés en fréquences dans l'objectif de diminuer les contraintes liées à la fréquence d'échantillonnage des signaux multiplexés.

Enfin, dans le quatrième et dernier chapitre, les concepts vus précédemment seront étendus en bande K dans le contexte du projet OBIWAM. Les travaux présentés seront cependant majoritairement axés sur l'analyse de la configuration possible du système d'imagerie final. Pour cela, deux approches seront investiguées. La première proposera d'étudier la possibilité de disposer un réseau d'antennes MIMO sur un arc de cercle autour de la scène à imager et d'utiliser un déplacement mécanique vertical afin de permettre une reconstruction en trois dimensions. Cette configuration étant peu documentée dans la littérature actuelle, un algorithme de reconstruction rapide adapté sera développé et validé. Dans la deuxième configuration, plus conventionnelle cette fois, un réseau MIMO disposé à l'horizontal sera couplé à un déplacement vertical. Les études réalisées sur ces deux configurations permettront de mettre en place un dernier prototype qui sera utilisé ici pour tester les composants développés dans le cadre du projet.

CHAPITRE 1

Imagerie radar de courte portée et apports de l'opto-électronique

Sommaire

1.1	Introduction	6
1.2	Principe de fonctionnement des systèmes d'imagerie à courte portée	7
1.2.1	L'utilisation des ondes électromagnétiques pour l'imagerie radar	7
1.2.2	Les différentes formes d'ondes utilisées dans les systèmes radars	10
1.2.3	Les architectures développées pour l'imagerie radar à courte portée	14
1.3	L'opto-électronique dans les systèmes radars	19
1.3.1	Transport de signaux RF par liaison optique	19
1.3.2	Génération de signaux RF hautes fréquences	20
1.3.3	Transposition de signaux RF vers les basses fréquences	21
1.3.4	Génération de signaux ultra large bande à forte puissance	23
1.3.5	Convertisseur optique analogique vers numérique	24
1.3.6	Formation de faisceaux à l'aide de lignes à retard	25
1.3.7	Multiplexage temporel et analogique de signaux RF	26
1.4	Positionnement de la thèse	27
1.4.1	Problématique d'imagerie MIMO à courte distance en temps réel	27
1.4.2	Les solutions existantes pour l'imagerie 3D rapide à courte distance	28
1.4.3	Le projet OBIWAM	32
1.5	Conclusion du chapitre	33



1.1 Introduction

L'imagerie correspond à la conception ou à la fabrication d'images. Or pour pouvoir fabriquer des images, il faut comprendre comment elles se forment. Les premières études dans ce domaine coïncident avec les premières tentatives de l'homme pour expliquer le fonctionnement de l'œil. Cet organe qui permet de reconstruire la scène qui se situe devant nous est l'un des plus importants de l'être humain. Aujourd'hui, nous savons que cet organe se comporte comme un capteur de lumière visible mais ceci n'a pas toujours été le cas. En effet, différents philosophes de l'Antiquité tel que Platon ou Euclide, pensaient que la perception visuelle se produisait grâce à des rayons lumineux émis par les yeux. Platon en parle ainsi dans le Timée [1] :

« Le premier organe que les dieux fabriquèrent est l'œil qui nous apporte la lumière ; [...] et le feu pur, et semblable à celui-là, qui est au dedans de nous, ils le firent s'écouler par les yeux, à flots pressés mais uniformes [...] Quand donc la lumière du jour s'applique au courant de la vue, alors le semblable rencontre son semblable, l'union se forme et il n'y a plus dans la direction des yeux qu'un seul corps, qui n'est plus un corps étranger et dans lequel ce qui vient du dedans est confondu avec ce qui vient du dehors. De cette union de parties semblables résulte un tout homogène, qui transmet à tout notre corps et fait parvenir jusqu'à l'âme les mouvements des objets qu'il rencontre ou par lesquels il est rencontré, et nous donne ainsi cette sensation que nous appelons la vue. Mais à la nuit, quand le feu extérieur se retire, le courant est détruit ; car le feu intérieur, rencontrant au dehors des êtres d'une nature différente, s'altère et s'éteint, et ne peut plus s'unir à l'air qui l'environne, puisque cet air ne contient plus de feu. Il cesse donc de voir, et alors il amène le sommeil. »

Il faudra attendre le premier millénaire de notre ère et le philosophe perse Ibn al-Haytham (965-1040), plus connu en occident sous le nom Alhazen, pour que l'œil soit reconnu comme un capteur. Alhazen, dans son ouvrage intitulé *Traité d'optique* [2], démontre que la vision se produit lorsque la lumière, générée ou réfléchiée par un objet, vient interagir avec notre œil. Ses découvertes provoquent une révolution dans le domaine de l'optique.

Pendant les siècles qui suivent, les hypothèses d'Alhazen sont considérées comme des vérités absolues, cependant une question subsiste : "Qu'est-ce que la lumière ?". Au 17ème siècle deux courants s'opposent sur ce sujet. Le premier, représenté par Christian Huygens (1629-1695) et ses partisans, clame que les lois proposées par Descartes, cinquante ans plus tôt, ne peuvent être validées qu'en considérant que la lumière est une onde qui se propage de manière rectiligne [3]. Le deuxième courant est quant à lui amené par Isaac Newton (1643-1727). Ce dernier préfère la théorie corpusculaire, selon laquelle la lumière n'est pas une onde mais un ensemble de grains en mouvement [4]. Cette dernière théorie éclipse celle supportée par Christian Huygens et perdure jusqu'au début du 19ème siècle.

La théorie d'Isaac Newton est mise à mal au début des années 1800, lorsque Thomas Young (1773-1829) fait passer un faisceau de lumière à travers deux fentes parallèles qu'il projette ensuite sur un écran [5]. L'expérience montre alors que la lumière semble se comporter comme une onde, et non comme un ensemble de grains, et cette onde, au passage des fentes, se diffracte. La sommation

des deux ondes issues des fentes permet d'observer au niveau de l'écran une alternance de bandes éclairées et éteintes, appelées franges d'interférence.

Les années qui suivent permettent à différents physiciens et mathématiciens de contribuer à l'éclaircissement de la compréhension de la lumière. Parmi ces physiciens Augustin Fresnel (1788-1827) joue un rôle majeur en expliquant le phénomène de diffraction observé par Thomas Young [6]. Cependant d'autres phénomènes tel que la polarisation de la lumière ou l'interaction onde-matière restent à étudier.

En parallèle de ces travaux sur la lumière, de nombreuses découvertes sont réalisées dans le domaine de l'électricité et du magnétisme. Les lois gouvernant les forces électromagnétiques sont observées expérimentalement et expliquées mathématiquement par différents scientifiques, tel que André-Marie Ampère (1775-1836), Carl Friedrich Gauss (1777-1855), Michael Faraday (1791-1867) ou Max Weber (1804-1891). Fort de ces avancés, James Clerck Maxwell (1831-1879) publie son livre "*A Treatise on Electricity and Magnetism*" en 1873 [7], où il synthétise les quatre équations fondamentales de l'électromagnétisme. Ses formulations permettent de décrire, pour la première fois, la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace à une vitesse égale à celle connue de la lumière. Quelques années plus tard, Heinrich Hertz (1857-1894) étudie les ondes basses fréquences (quelques kHz) et confirme expérimentalement la vitesse de propagation de ces ondes [8]. Il valide ainsi la théorie des équations de Maxwell et démontre que la lumière n'est en fait que la partie visible du spectre électromagnétique.

Des études plus poussées sur le spectre électromagnétique sont ensuite réalisées à partir de 1940 et une nouvelle bande de fréquences, appelée bande micro-ondes, est délimitée entre les ondes hertziennes et infrarouges. Cette dernière bande ouvre la voie au développement des premiers systèmes radars (acronyme de l'anglais *radio detection and ranging*). Ces systèmes, utilisés pendant la seconde guerre mondiale, permettent de "voir" un objet, de mesurer sa position, de détecter sa vitesse et même de déceler ses propriétés organiques.

Le premier chapitre de ce manuscrit présente le principe de fonctionnement de ces systèmes et montre comment ils peuvent être utilisés pour imager une scène à des fréquences micro-ondes dans le but de détecter des objets dissimulés.

1.2 Principe de fonctionnement des systèmes d'imagerie à courte portée

1.2.1 L'utilisation des ondes électromagnétiques pour l'imagerie radar

1.2.1.1 Équations régissant les champs électromagnétiques

Afin de comprendre comment les ondes électromagnétiques peuvent être utilisées pour imager une scène, revenons un instant sur les équations de Maxwell. Ces équations, qui sont au nombre de quatre, permettent de décrire les relations entre les champs électriques, les champs magnétiques et leurs charges associées dans le temps et l'espace :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{\mathcal{E}}(r, t) = -\mu(r) \frac{\partial \vec{\mathcal{H}}(r, t)}{\partial t} \quad (1.1)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{\mathcal{H}}(r, t) = \epsilon(r) \frac{\partial \vec{\mathcal{E}}(r, t)}{\partial t} + \vec{\mathcal{J}}(r, t) \quad (1.2)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{\mathcal{E}}(r, t) = \frac{\rho(r, t)}{\epsilon(r)} \quad (1.3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{\mathcal{H}}(r, t) = 0 \quad (1.4)$$

Dans ces équations, $\vec{\mathcal{E}}(r, t)$ et $\vec{\mathcal{H}}(r, t)$ représentent respectivement les champs électriques et magnétiques. $\rho(r, t)$ et $\vec{\mathcal{J}}(r, t)$ correspondent aux densités volumiques de charges et de courants électriques du milieu étudié. La permittivité diélectrique ainsi que la perméabilité magnétique sont notées respectivement $\epsilon(r)$ et $\mu(r)$. Enfin, t et r sont les variables temporelle et spatiale du domaine étudié.

Ces équations différentielles peuvent être simplifiées en passant dans le domaine de Fourier. Dans ce cas, les champs $\vec{\mathcal{E}}(r, t)$ et $\vec{\mathcal{H}}(r, t)$ sont vus comme des variations de signaux temporels harmoniques pouvant être redéfinis par leur forme complexe $A(r) \exp(j\omega t)$, telle que : $\vec{\mathcal{E}}(r, t) = \Re[\vec{A}(r) \exp(j\omega t)]$. Chaque forme différentielle temporelle correspond alors à une multiplication par un facteur $j\omega$ et les termes en $\exp(j\omega t)$ se simplifient de part et d'autre de l'égalité. Le système d'équations s'écrit alors :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E}(r) = -j\omega\mu(r)\vec{H}(r) \quad (1.5)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H}(r) = j\omega\epsilon(r)\vec{E}(r) + \vec{J}(r) \quad (1.6)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E}(r) = \frac{\rho(r)}{\epsilon(r)} \quad (1.7)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{H}(r) = 0 \quad (1.8)$$

1.2.1.2 Propagation des ondes en espace libre

Les différents champs électromagnétiques et les différentes variables étant couplés les uns aux autres, la résolution des équations de Maxwell peut s'avérer compliquée. Afin d'en réduire la complexité, une approche courante consiste à se placer dans le cas où le milieu de propagation est homogène et isotrope (i.e. $\epsilon(r) = \epsilon$ et $\mu(r) = \mu$) et où aucune source n'est présente (i.e. $\vec{\mathcal{J}}(r) = \vec{0}$ et $\rho(r) = 0$). Dans le cas d'un système radar, cette dernière hypothèse revient à considérer que l'onde électromagnétique a été émise par une antenne d'émission, positionnée en dehors du domaine étudié, et n'a pas encore été réfléchi par une cible. La dérivation et le réarrangement de l'équation (1.5) permet d'obtenir l'équation de propagation du champ électrique seul :

$$\nabla^2 \vec{E}(r) + k^2 \vec{E}(r) = 0 \quad (1.9)$$

avec $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ qui représente le vecteur d'onde. Une équation similaire peut être obtenue pour le

champ magnétique en travaillant l'équation (1.6). Les composantes des champs étant maintenant découplées, ce nouveau problème peut être résolu en décomposant l'expression vectorielle sous forme scalaire :

$$\nabla^2 U(r) + k^2 U(r) = 0 \quad (1.10)$$

où la variable $U(r)$ représente une des composantes cartésiennes du champ électrique (i.e. E_x , E_y ou E_z) ou magnétique (i.e. H_x , H_y ou H_z). L'équation (1.10) étant de la forme d'une équation d'Helmholtz homogène, admet une solution harmonique de type :

$$U(r) = U_0 \exp(-jkr) \quad (1.11)$$

1.2.1.3 Propagation des ondes dans un milieu comportant des sources

Si le milieu considéré comporte maintenant une source $O(r)$, l'expression du champ scalaire de l'équation (1.10) devient :

$$\nabla^2 U(r) + k^2 U(r) = -O(r) \quad (1.12)$$

La recherche de solutions pour ce type d'équations s'effectue généralement en décomposant la source en une somme d'excitations élémentaires représentées par des distributions de Dirac positionnées en r' . Cette étude est réalisée pour chaque fréquence indépendamment :

$$\nabla^2 G_f(r, r') + k^2 G_f(r, r') = -\delta(r - r') \quad (1.13)$$

$G_f(r, r')$ est la fonction de Green en espace libre. Elle correspond à la réponse du système pour chaque excitation élémentaire à une fréquence f . Cette fonction s'écrit sous la forme suivante :

$$G_f(r, r') = \frac{\exp(-jk|r - r'|)}{4\pi|r - r'|} \quad (1.14)$$

La solution totale de l'équation (1.12) se calcule en sommant les contributions des différentes sources sur le volume V étudié :

$$U_f(r) = \int_{r'} O(r') G_f(r, r') dr' \quad (1.15)$$

1.2.1.4 Approximation pour les systèmes d'imagerie courte portée

Dans le cadre d'imagerie radar, l'onde RF est émise par des antennes d'émission, réfléchi par les cibles qui constituent la scène imagée, puis acquise par des antennes de réception. La proximité entre les cibles et leurs formes, qui peuvent s'avérer complexes, tend à faire apparaître une contribution des ondes ayant subies de multiples réflexions. La fonction de réflectivité de la scène dépend alors des cibles qui la constitue mais aussi de la position des couples émetteurs/récepteurs du système radar.

Cette fonction est notée $\sigma(r_t, r, r_r)$. Dans le cas d'une approximation scalaire, le champ reçu par les antennes de réception est défini par :

$$U_f(r_t, r_r) = \underbrace{\int_r \int_{r_t} J_f(r_t) G_f(r_t, r) dr_t}_{\text{Champs antennes d'émission}} \cdot \sigma(r_t, r, r_r) \cdot \underbrace{\int_{r_r} J_f(r_r) G_f(r, r_r) dr_r}_{\text{Champs antennes de réception}} dr \quad (1.16)$$

où J_f correspond à la densité volumétrique de courant rayonné pour les antennes d'émission ou de réception. G_f correspond aux fonctions de Green. Ces fonctions permettent d'approximer la propagation des ondes entre les antennes d'émission positionnées en r_t et les pixels positionnés en r qui composent la scène, et entre ces mêmes pixels et les antennes de réception positionnées en r_r .

L'équation (1.16) est une équation non linéaire où les ondes reçues ne dépendent pas uniquement de l'interaction entre la scène et les ondes émises, mais aussi de l'interaction entre la scène et les ondes ayant subies de multiples trajets. Afin de simplifier cette équation, une approximation usuelle consiste à considérer la scène comme une somme de cibles élémentaires ($\Delta\sigma(r)$) indépendantes les unes par rapport aux autres. Cette approximation, connue sous le nom de *première approximation de Born*, permet de redéfinir la réflectivité de la scène de façon à ce qu'elle ne dépende plus de la position des antennes. L'équation (1.16) peut donc être simplifiée :

$$U_f(r_t, r_r) \approx \int_r \int_{r_t} J_f(r_t) G_f(r_t, r) dr_t \cdot \Delta\sigma(r) \cdot \int_{r_r} J_f(r_r) G_f(r, r_r) dr_r dr \quad (1.17)$$

L'équation (1.17) sera utilisée comme point de départ des futurs développements mathématiques de ce manuscrit, mais avant d'aller plus loin intéressons-nous aux différentes formes d'ondes qui peuvent être utilisées dans les systèmes d'imagerie radar.

1.2.2 Les différentes formes d'ondes utilisées dans les systèmes radars

1.2.2.1 Les signaux impulsionnels

Les premiers signaux RF utilisés pour des applications d'imagerie radar sont les signaux impulsionnels à bande passante ultra large. Les radars basés sur l'utilisation de ces signaux, dont l'architecture générale est présentée en Fig. 1.1, fonctionnent sur le principe de l'écoute : ils émettent une impulsion ultra brève de durée τ avec une période de répétition T . La période T est choisie suffisamment supérieure à τ pour laisser le temps de mesurer les échos des différentes cibles (Fig. 1.2).

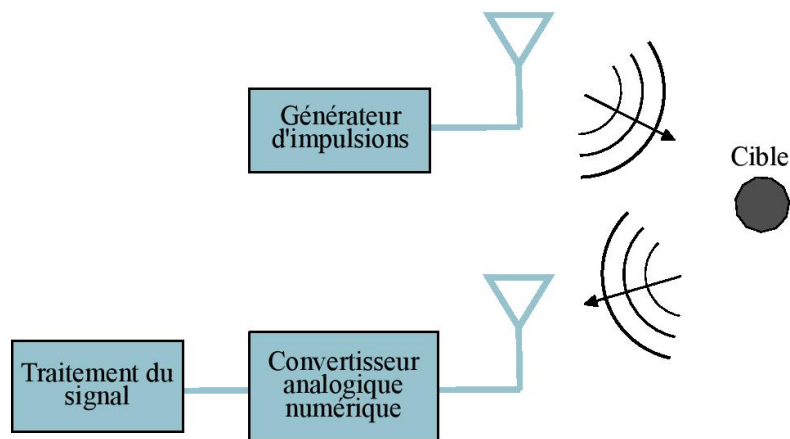


FIGURE 1.1 : Fonctionnement d'un radar impulsif

La distance séparant la cible du radar est calculée en mesurant le temps Δ_t écoulé entre le moment où l'onde est émise et le moment où ses réflexions sont acquises. En considérant le cas où l'antenne d'émission et l'antenne de réception sont suffisamment proches pour être confondues, la position de la cible est calculée ainsi :

$$R = \frac{c \Delta_t}{2} \quad (1.18)$$

avec R , la position de la cible par rapport au radar et c la célérité de la lumière. La fréquence de répétition des impulsions T , ainsi que leur durée τ , sont des données importantes pour le fonctionnement d'un radar. En effet, ce sont elles qui déterminent la distance maximale de visualisation du système, aussi appelée distance non-ambigüe :

$$R_{max} = \frac{c(T - \tau)}{2} \quad (1.19)$$

Enfin τ intervient aussi dans le calcul de la résolution du système. Plus l'impulsion est courte plus la résolution en profondeur δ_y est grande. Il est donc plus facile de différencier deux cibles proches l'une de l'autre :

$$\delta_y = \frac{\tau c}{2} \quad (1.20)$$

Dans le cadre de l'imagerie radar à courte portée une résolution en profondeur centimétrique est nécessaire pour reconstruire avec fidélité la scène imagée. Pour cela, les impulsions transmises doivent être extrêmement courtes (i.e. $\tau < 1$ ns), ce qui impose des bandes spectrales B instantanées de plusieurs GHz (i.e. $B = \frac{1}{\tau}$). La génération de signaux RF très énergétiques avec de telles bandes spectrales, ainsi que leurs échantillonnages et leurs acquisitions, peuvent s'avérer bloquants pour bons nombres de systèmes radars. Pour pallier cette problématique tout en gardant une résolution centimétrique, d'autres types de signaux peuvent être utilisés.

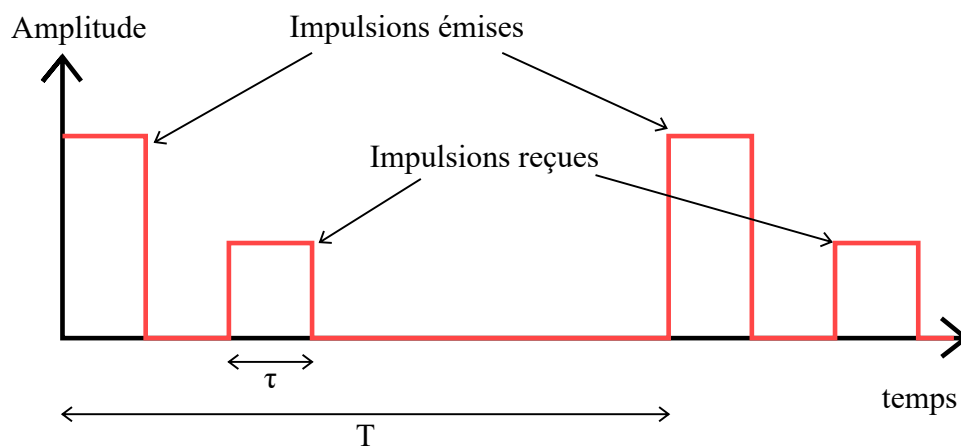


FIGURE 1.2 : Signaux impulsionnels émis et reçus au cours du temps.

1.2.2.2 Les signaux à ondes entretenues modulées en fréquence

Les signaux à ondes entretenues modulées en fréquence, *Frequency-Modulated Continuous-Wave* (FMCW) en anglais, sont une deuxième solution pour la conception de radars à courte portée et à larges bandes spectrales. Ces signaux sont générés grâce à la modulation fréquentielle d'une onde entretenue de façon à ce que cette dernière voit sa fréquence évoluer linéairement avec le temps (Fig. 1.3). Contrairement aux radars pulsés, les radars FMCW émettent en continu des signaux étalés dans le temps, permettant ainsi d'atteindre des bandes spectrales ultra larges avec de faibles puissances d'émission instantanées tout en conservant une forte énergie.

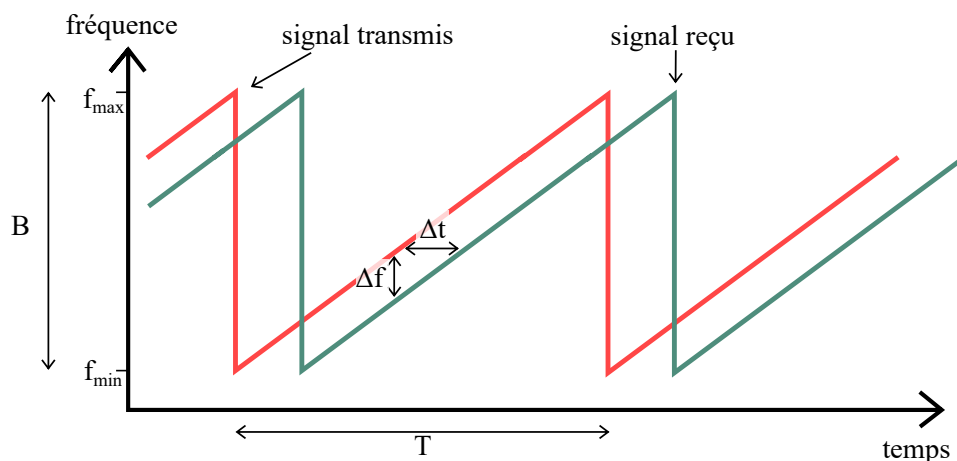


FIGURE 1.3 : Evolution fréquentielle des signaux FMCW émis et reçus en fonction du temps.

La mesure de la distance séparant la cible du radar se fait en comparant le moment où une fréquence a été émise par l'antenne d'émission et le moment où cette même fréquence est acquise par l'antenne de réception (Δt).

Les architectures FMCW sont généralement équipées d'un étage de démodulation permettant de multiplier le signal réfléchi par le signal émis (Fig. 3.28). Le décalage temporel entre les deux signaux permet d'obtenir en sortie du démodulateur un signal sinusoïdal dont la fréquence est directement liée

au temps de propagation de l'onde réfléchi. Cette fréquence, aussi appelée fréquence de battement f_b , apporte une information sur la position de la cible :

$$f_b = \frac{R/c \cdot B}{T} \quad (1.21)$$

avec R la distance de propagation de l'onde, c la célérité de la lumière, B la plage de fréquences de modulation du signal FMCW et T le temps nécessaire de modulation pour parcourir cette bande de fréquences. Dans le cas d'imageries à courte distance, la fréquence de battement du signal démodulé est inférieure à la fréquence centrale de fonctionnement du système. Prenons par exemple le cas où un signal de 3 GHz de bande spectrale et de 100 μ s de durée est propagé vers une cible positionnée à 2 m. Le signal reçu par l'antenne de réception, puis démodulé via l'utilisation d'un mélangeur RF, présente, d'après l'équation (1.21), une fréquence de battement de 100 kHz. Cette fréquence est bien inférieure à la bande spectrale du signal émis. En comparaison avec les signaux impulsionnels de même bande passante, l'utilisation de signaux FMCW permet de diminuer les contraintes d'échantillonnage des signaux et donc le coût général du système. De plus, la démodulation permet d'obtenir un signal dont l'énergie est centrée autour d'une seule et même fréquence, facilitant ainsi sa détection.

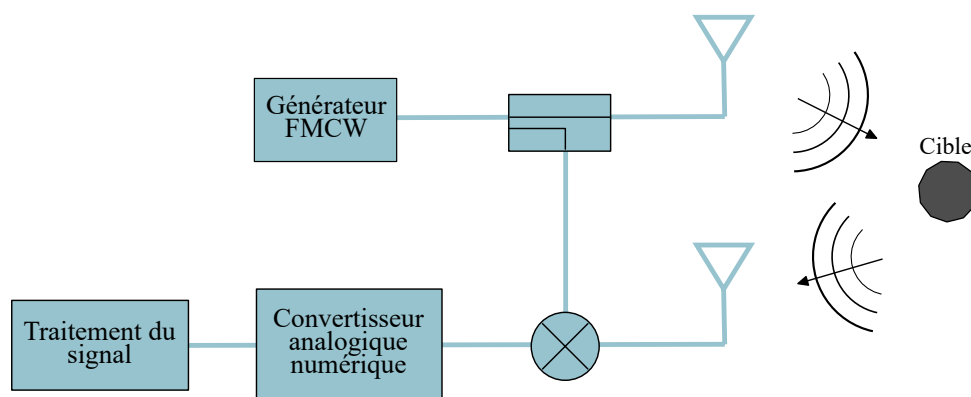


FIGURE 1.4 : Fonctionnement d'un radar FMCW.

L'utilisation de signaux FMCW permet donc d'obtenir des systèmes d'imagerie à courte distance, peu coûteux, très sensibles et présentant des bandes spectrales suffisantes pour obtenir des résolutions centimétriques. Cependant des limitations matérielles existent. En effet les oscillateurs commandés en tension (*voltage controlled oscillators* (VCO) en anglais) qui sont utilisés pour moduler en fréquence l'onde émise, présentent des difficultés à fournir une rampe de tension linéaire sur de large bandes spectrales relatives. Il est donc souvent nécessaire de monter en fréquence pour obtenir les bandes souhaitées [9, 10].

1.2.2.3 Les signaux aléatoires ou pseudo-aléatoires

A l'image des signaux FMCW, la problématique d'émission de signaux impulsionnels larges bandes et hautes puissances peut être palliée par la dispersion dans le temps des harmoniques qui composent ce signal. Cette dispersion peut être réalisée de façon contrôlée en modulant directement en fréquence

des signaux continus, ou de façon moins contrôlée en utilisant des signaux aléatoires ou pseudo-aléatoires [11–14]. Ces signaux, largement répandus dans des applications hautes sécurités, présentent l'avantage d'avoir une forte compatibilité électro-magnétique, une bonne capacité de contre-mesures et une faible probabilité d'interception [15].

Les systèmes radars basés sur leurs utilisations, présentent des architectures permettant de corrélérer les signaux reçus et émis, offrant ainsi la possibilité de réduire, d'une part, la puissance instantanée des signaux générés et, d'autre part, d'améliorer le rapport signal à bruit du système en concentrant l'énergie reçue autour d'un pic de corrélation (Fig.3 1.5). Malheureusement, dans le cas de signaux purement aléatoires, cette approche ne permet pas d'obtenir directement l'information de la distance séparant la cible du radar et il est souvent nécessaire d'utiliser un deuxième récepteur pour l'obtenir.

L'utilisation de signaux pseudo-aléatoires permet de pallier cette problématique. La réalisation d'un tel signal peut se faire en codant la phase de la porteuse à l'aide d'un signal modulant pseudo-aléatoire. Pour minimiser le niveau des lobes secondaires obtenus après l'étape d'intercorrrelation, il est possible de déterminer des motifs de modulation idéaux [16]. Malheureusement, comme pour les signaux pulsés la résolution en profondeur de ces systèmes est directement liée au temps symbole de la séquence utilisée, ce qui implique un échantillonnage à très hautes fréquences [17].

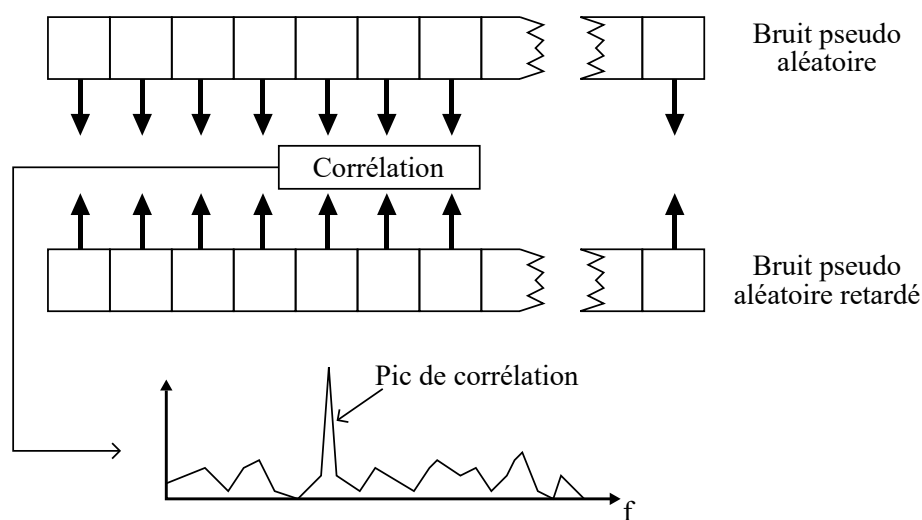


FIGURE 1.5 : Principe de corrélation de deux bruits pseudo aléatoire [18]

1.2.3 Les architectures développées pour l'imagerie radar à courte portée

Les signaux présentés ci-dessus étaient jusqu'à présent utilisés dans des systèmes radars simples où l'utilisation d'un seul émetteur et d'un seul récepteur permettait d'obtenir la fonction de visibilité de la scène en profondeur. Afin d'obtenir cette la fonction de visibilité dans le plan transverse, il est essentiel d'augmenter le nombre de points de vue. Dans cette partie nous allons voir deux architectures différentes de systèmes d'imagerie radar qui permettent de reconstruire des images 3D des scènes

imaginées.

1.2.3.1 Les systèmes d'imagerie radar à synthèse d'ouverture

Les radars à synthèse d'ouverture, *Synthetic Aperture Radar* (SAR) en anglais, ont été développés dans les années 1950 pour des applications de cartographie de terrain à haute altitude. Pour ces applications, un radar composé d'une antenne d'émission/réception est installé à l'intérieur d'un avion et des mesures de distances séparant le radar du sol sont réalisées en vol pour différentes positions de l'avion. Les mesures sont ensuite traitées à l'aide d'algorithmes spécifiques pour reconstruire une image du terrain [19–21].

Aujourd'hui, cette méthode a aussi été adaptée pour des applications d'imagerie courte distance. L'antenne est positionnée sur un rail mécanique linéaire ou circulaire et des moteurs permettent de la déplacer tout en donnant accès à sa position (Fig. 1.6).

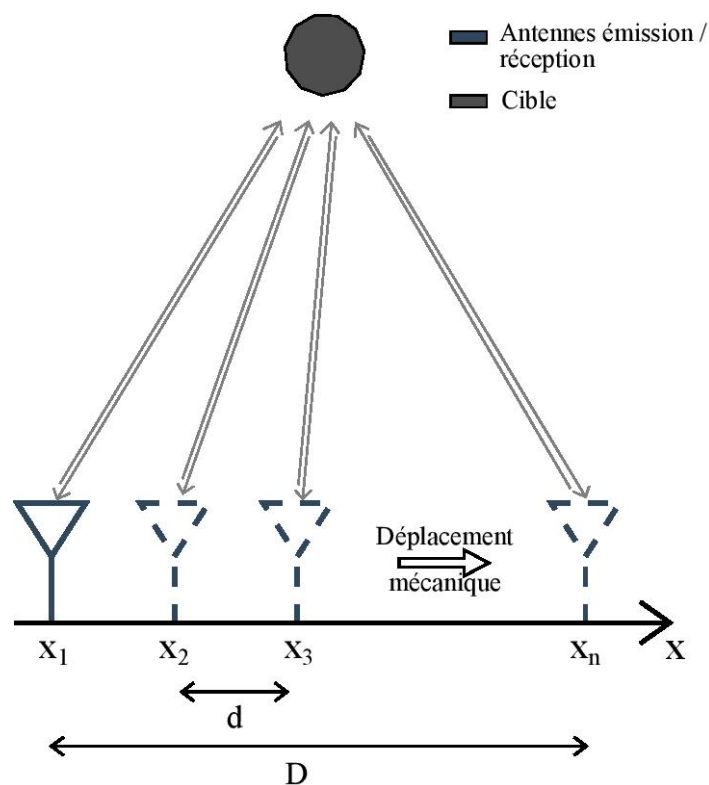


FIGURE 1.6 : Fonctionnement d'un réseau SAR émulé par déplacement mécanique linéaire suivant l'axe x

Dans le cas d'un système d'imagerie SAR avec déplacement linéaire, la résolution transverse du système, qui correspond au diamètre de la tâche représentant une cible ponctuelle, est approximée grâce à la formule suivante [22] :

$$\delta_{x/z} = \frac{R \lambda_c}{D} \quad (1.22)$$

où λ_c est la longueur d'onde centrale de fonctionnement du système, D est la taille du réseau émulé par le déplacement de l'antenne d'émission/réception et R est la distance séparant le réseau et la cible. La taille de l'image transverse de la scène est limitée par l'apparition de phénomènes de repliement. La taille maximale de cette image est appelée *Field of View* (FOV) en anglais et est calculée à partir de la distance d séparant deux acquisitions consécutives :

$$FOV = \frac{R \lambda_c}{d} \quad (1.23)$$

L'imagerie de scènes à courte portée, avec un fort pouvoir de résolution, peut donc être réalisée en venant synthétiser une large ouverture rayonnante grâce au déplacement d'une seule antenne d'émission/réception. Ceci permet de réaliser des systèmes à faibles coûts. Cependant, à partir du moment où une acquisition rapide (voir en temps réel (> 10 images par seconde)) d'une large scène hautement résolue est nécessaire, le déplacement mécanique seul ne peut être envisagé. Une solution pour le remplacer consiste à disposer autant d'antennes d'émission/réception que de positions d'acquisition (i.e. configuration Single-Input Single-Output (SISO)). Malheureusement, ceci implique une forte complexification de l'architecture du système dès lors qu'un grand nombre d'antennes est nécessaire. Une seconde solution consiste à utiliser une seule antenne d'émission et plusieurs antennes de réception (i.e. configuration Single-Input Multiple-Output (SIMO)) ou plusieurs antennes d'émission et une seule antenne de réception (i.e. configuration Multiple-Input Single-Output (MISO)). Cependant même si ces configurations permettent de diminuer la complexité de l'architecture, le nombre d'antennes nécessaire à l'imagerie d'une grande scène avec une forte résolution reste important.

1.2.3.2 Les systèmes d'imagerie Multiple-Input Multiple-Output

Les systèmes d'imagerie Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) ont été développés au début des années 2000 [23] afin de proposer une solution pour générer une large ouverture rayonnante avec un nombre limité d'antennes. Pour cela, le réseau est composé d'antennes d'émission (TX) qui illuminent chacune la scène de façon indépendante, et d'antennes de réception (RX) qui permettent l'acquisition des différents signaux réfléchis de manière indépendante également (Fig. 1.7). La mesure de toutes les interactions entre les antennes d'émission et de réception permet de générer une ouverture rayonnante effective [24]. Ce concept d'ouverture rayonnante effective définit le comportement du système d'imagerie en champ lointain. Afin de comprendre ce principe prenons l'exemple d'un réseau où toutes les M antennes d'émission et les N antennes de réception du système sont positionnées linéairement suivant l'axe x .

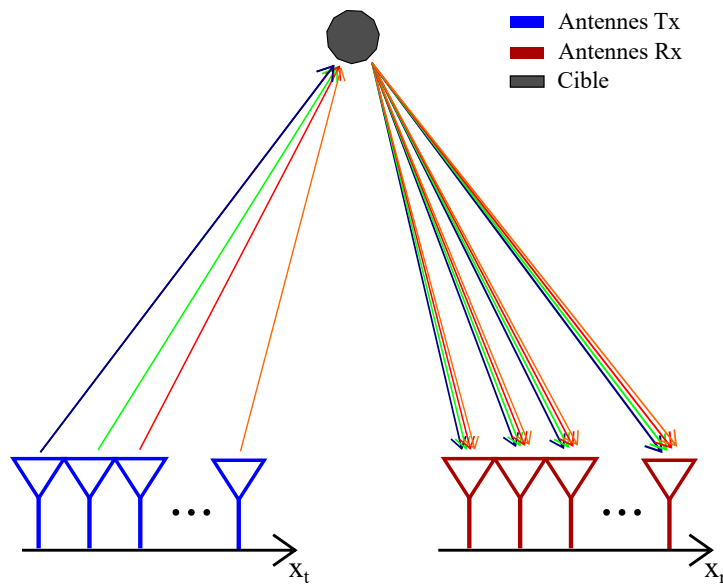


FIGURE 1.7 : Fonctionnement d'un système d'imagerie MIMO

Dans ce cas leurs positions sont définies comme suit :

$$x_t = m \times d_{x_t} \text{ avec } m = [0, 1, 2, \dots, M - 1] \quad (1.24)$$

$$x_r = n \times d_{x_r} \text{ avec } n = [0, 1, 2, \dots, N - 1] \quad (1.25)$$

d_{x_t} et d_{x_r} correspondent respectivement à l'espacement entre deux antennes d'émission consécutives et entre deux antennes de réception consécutives. Les fonctions de distributions spatiales de ces réseaux peuvent être calculées à partir des équations (1.24) et (1.25) :

$$g_t(x) = \sum_{m=0}^{M-1} \delta(x - x_{t_m}) \quad (1.26)$$

$$g_r(x) = \sum_{n=0}^{N-1} \delta(x - x_{r_n}) \quad (1.27)$$

En champ lointain, le facteur de réseau associé à ces distributions peut être calculé à l'aide de l'équation suivante :

$$a(\theta) = \int_{x_t} g_t(x) e^{-jk_x x_t} dx_t \times \int_{x_r} g_r(x) e^{-jk_x x_r} dx_r \quad (1.28)$$

$$= \mathcal{F}_x[g_t(x)] \times \mathcal{F}_x[g_r(x)] \quad (1.29)$$

k_x correspond à la projection du vecteur k suivant l'axe des x ($k_x = k \sin(\theta)$) et l'opérateur \mathcal{F}_x représente la transformé de Fourier suivant l'axe x . En utilisant les propriétés de ces transformés, on

constate qu'il est possible de définir un facteur de réseau effectif correspondant à la convolution entre les deux facteurs des réseaux utilisés :

$$g_v(x) = g_t(x) * g_r(x) \quad (1.30)$$

L'équation (1.30) montre que le comportement des deux réseaux qui composent l'architecture MIMO peut donc être intégralement décrit en champ lointain par le comportement d'un réseau virtuel équivalent dont l'ouverture rayonnante est égale à la convolution spatiale des ouvertures des deux réseaux physiques. La Fig 1.8 montre différentes architectures MIMO (sous-figures (a)-(d)) permettant d'obtenir un même réseau virtuel (sous-figure (e)).

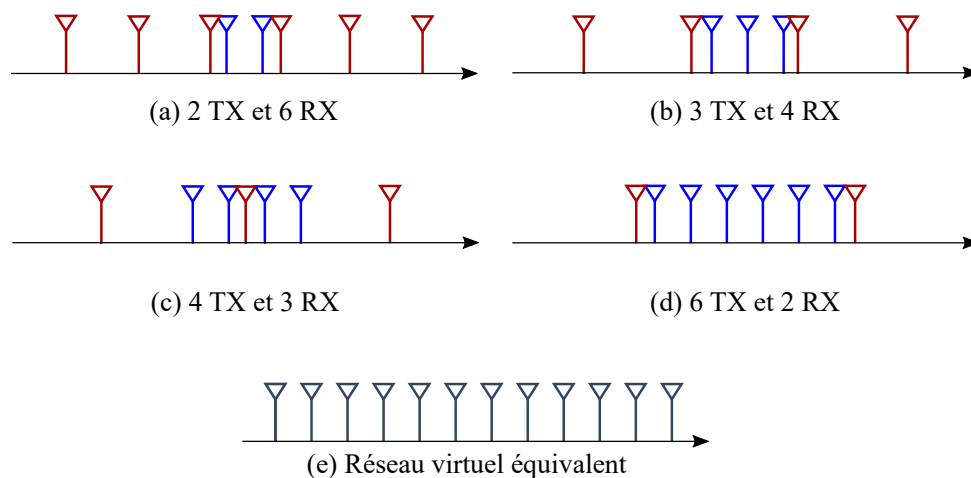


FIGURE 1.8 : Configurations MIMO (a)-(d). Réseau virtuel équivalent (e).

Ce principe d'ouverture rayonnante effective est basé sur le fait que chacun des réseaux d'émission et de réception permet d'obtenir un diagramme de rayonnement avec un lobe principal et des lobes secondaires. En champ lointain, si les antennes sont correctement positionnées, la position des lobes secondaires d'un réseau correspond à la position des zéros du deuxième. La superposition des deux diagrammes de rayonnement permet alors de supprimer les lobes secondaires. Néanmoins, dans le cas où l'on s'approche du système d'imagerie, les conditions de champ lointain diminuent et la superposition n'assure plus obligatoirement la suppression de ces lobes. L'ouverture rayonnante effective pour les systèmes d'imagerie à courte portée est alors principalement utilisée à titre d'approximation permettant de pré-dimensionner le système final [25].

Malgré cela, l'approche MIMO reste particulièrement adaptée pour des applications d'imagerie courte portée où une grande ouverture rayonnante est nécessaire à la surveillance de scènes complexes car elle permet de réduire considérablement le nombre d'antennes utilisées. Cependant, il reste nécessaire de développer des solutions pour mesurer toutes les interactions entre les antennes d'émission et de réception. Aujourd'hui nombreuses de ces solutions sont basées sur des approches *full-RF*. Malheureusement, ces solutions sont généralement limitées par le nombre d'antennes possible ainsi que par la rapidité d'acquisition des différentes données. L'un des objectifs de la thèse présentée dans ce manuscrit est de tirer profit d'une nouvelle solution de multiplexage opto-électronique pour

pallier ces problématiques.

Avant de voir comment nous pouvons intégrer cette technique dans un nouveau système d'imagerie à courte portée pour améliorer l'acquisition des interactions entre toutes les antennes d'émission et toutes les antennes de réception, intéressons nous aux solutions optiques développées jusqu'à présent pour améliorer les performances des systèmes radars en général.

1.3 L'opto-électronique dans les systèmes radars

Afin de profiter des différents avantages des domaines de l'électronique et de l'optique, d'importants efforts ont été déployés au début des années 1990 pour regrouper les deux communautés scientifiques travaillant sur ces sujets. De ces regroupements, il en a résulté la mise en évidence de perspectives intéressantes pour l'amélioration des systèmes RF.

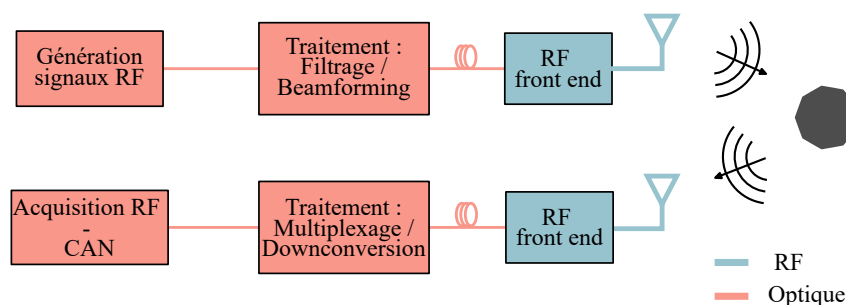


FIGURE 1.9 : Différentes possibilités d'intégration des composants optiques dans les systèmes radars [26].

Dans le cas particulier de la détection radar, ces perspectives se sont traduites par le développement d'une nouvelle génération de systèmes profitant des propriétés offertes par les composants optiques, telles que le fonctionnement sur de larges bandes passantes, l'immunité aux interférences électromagnétiques, les faibles pertes et les faibles distorsions liées à la propagation des signaux, la forte limitation du bruit de phases des composants ainsi que la large flexibilité de fonctionnement à hautes fréquences. Toutes ces propriétés sont aujourd'hui exploitées à différents niveaux de fonctionnement comme indiqué sur la Fig. 1.9 [26–31].

1.3.1 Transport de signaux RF par liaison optique

Parmi toutes les fonctions RF qui peuvent être réalisées avec des composants optiques, il y en a une qui apparaît de façon récurrente : c'est le transport de signaux RF à l'aide de fibres optiques sur de grandes distances (connu sous le nom anglais *Radio over Fiber* (RoF)). En effet, la propagation guidée de signaux RF hautes fréquences est limitée à quelques mètres dès lors que l'on dépasse les 30 GHz. Ceci s'explique par le fait que les câbles RF utilisés voient leurs pertes de propagation augmenter de façon significative avec l'augmentation de la fréquence des signaux propagés. A contrario, les fibres optiques sont des moyens de propagation guidés extrêmement légers, immunes aux interférences électromagnétiques et de plus elles peuvent présenter des pertes inférieures à 1 dB après 1 km de

propagation (ceci dépend de la technologie de fabrication de la fibre ainsi que de la longueur d'onde du signal optique utilisé).

Au vu de ces nombreux avantages, la propagation de signaux RF à travers des fibres optiques, via l'utilisation de modulateurs RF de porteuses optiques, a été déployé dans un grand nombre d'applications. Ce principe est appelé *Radio over Fibers* (RoF) en anglais. On le retrouve dès 1990 dans un démonstrateur où 4 canaux de téléphonie compris entre 864-868 MHz ont été propagés à travers une fibre optique à l'aide d'un multiplexage de sous-porteuses [32]. Depuis, de nombreuses études ont été réalisées pour augmenter le débit de données possible [33–36]. Ces systèmes sont aussi bien utilisés pour relier des stations de bases que pour acheminer internet chez des particuliers [37–41].

1.3.2 Génération de signaux RF hautes fréquences

Les systèmes de détection radar nécessitent aujourd'hui l'utilisation de signaux micro-ondes hautes fréquences et larges bandes afin d'améliorer leur capacité de détection. Les générateurs RF étant limités en fréquences de fonctionnement et en bande passante, ces signaux sont le plus souvent générés à basses fréquences avant d'être transposés à plus hautes fréquences. Malheureusement, ces étages de conversion amènent inéluctablement des bruits de phase et d'amplitude qui détériorent la qualité du signal. En plus de cela, les signaux générés par les oscillateurs locaux associés aux mélangeurs sont généralement incohérents les uns avec les autres, ce qui entraîne une diminution de la stabilité du signal propagé à mesure que la fréquence du signal est augmentée.

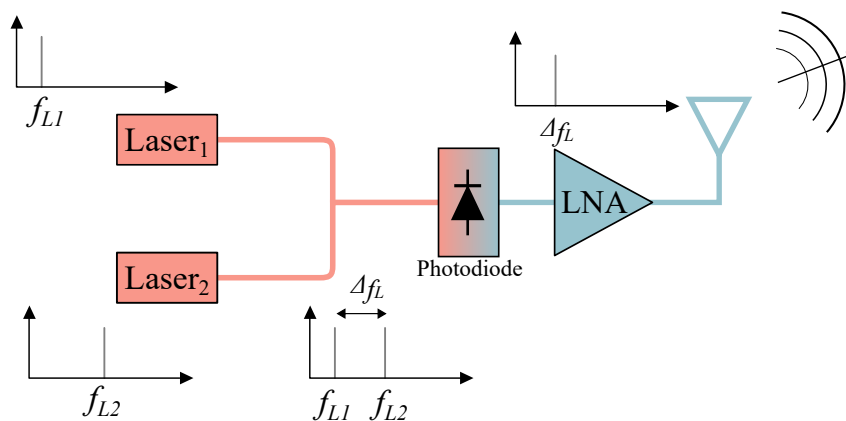


FIGURE 1.10 : Génération de signaux RF avec des composants optiques.

Une solution pour générer des signaux RF à hautes fréquences sans utiliser de mélangeur RF consiste à utiliser une approche opto-électronique. En effet, la détection quadratique caractéristique des photodiodes permet, lorsque deux signaux lasers de longueurs d'ondes différentes sont détectés, de générer un signal RF de battement hétérodyne dont la fréquence correspond à la différence de fréquences entre les deux lasers [42, 43] (Fig. 1.10). Cette approche rend ainsi possible la génération de signaux RF avec des fréquences supérieures aux THz, la seule limite étant la bande passante des photodétecteurs. Ce principe est par exemple utilisé dans le cadre de systèmes radars multibandes. Ces radars permettent une meilleure classification et détection des cibles [44–46]. De plus, l'imagerie

multispectrale apporte des informations complémentaires sur la scène. Cependant, ils nécessitent l'utilisation d'impulsions hautes fréquences dont la phase est stable et cohérente. Quelques exemples de tels radars utilisant uniquement des composants RF sont disponibles [47, 48] mais ils sont fortement limités par les bandes passantes des composants utilisés.

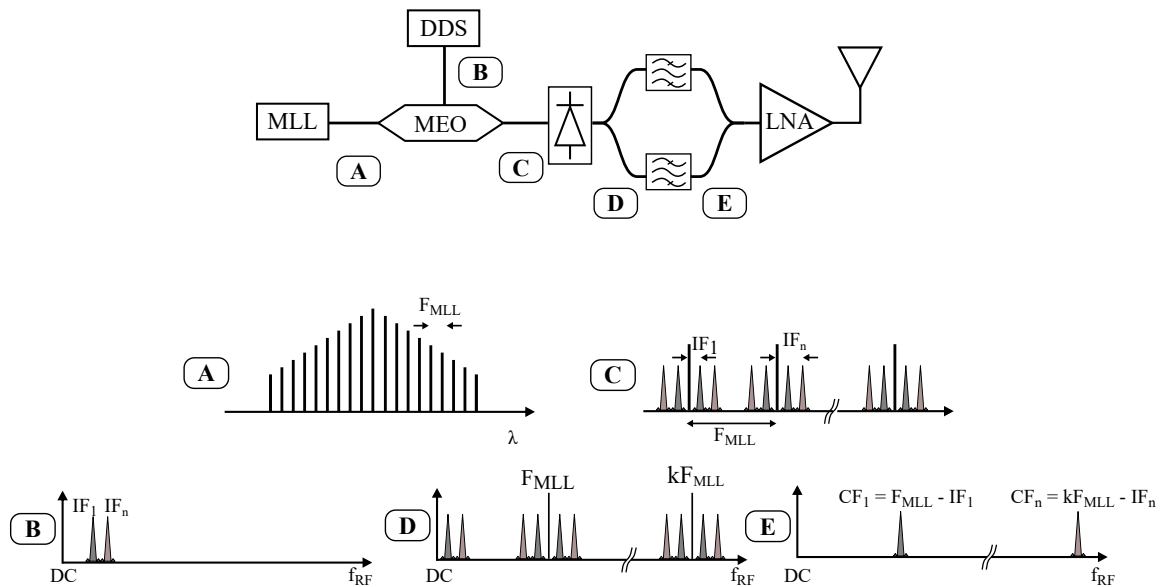


FIGURE 1.11 : Système de génération de signaux RF électro-optique développé par F.Scotti *et al.* [49]. (A) Spectre du signal optique en sortie du laser à verrouillage de modes (MLL), (B) Spectre du signal RF généré par la DDS (Direct digital synthesis), (C) Spectre du signal optique après le modulateur électro-optique (MEO), (D) Spectre du signal RF après la photodiode, (E) Spectre du signal RF après filtrage.

L'approche hétérodyne permet de pallier ce problème [49–51]. Dans [49] un laser à verrouillage de modes (Mode-locked laser (MLL)) est utilisé pour générer un train d'impulsions optiques cohérentes à une fréquence de répétition F_{MLL} (Fig. 1.11). Ce laser est modulé en amplitude à basses fréquences à l'aide d'un générateur de type DDS (Direct digital synthesis) via un modulateur électro-optique (MEO). Le signal optique est capté par une photodiode ultra rapide et le signal RF résultant est composé de plusieurs fréquences qui correspondent au signal émis par la DDS répété autour de chaque fréquence centrale kF_{MLL} . Toutes ces fréquences n'étant pas forcément désirées un filtrage RF en sortie de la photodiode permet de ne sélectionner que celles souhaitées.

1.3.3 Transposition de signaux RF vers les basses fréquences

A l'image de la génération de signaux hautes fréquences et larges bandes, l'acquisition de ces mêmes signaux est aujourd'hui principalement basée sur l'utilisation d'étages de mélangeurs et de diviseurs de fréquences. Ces composants permettent de relâcher les contraintes liées à la fréquence d'échantillonnage du système de mesure mais en contrepartie ils diminuent le rapport signal à bruit, et donc sa sensibilité.

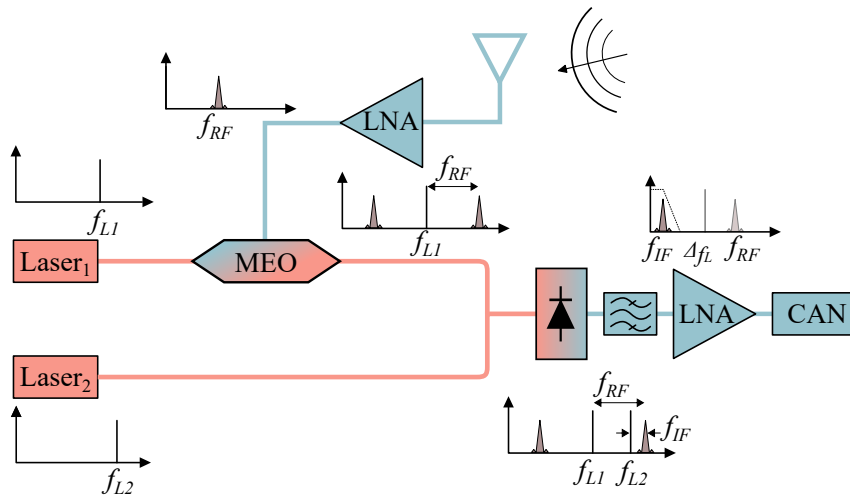


FIGURE 1.12 : Principe d'une transposition fréquentielle avec des composants optiques. (MEO) : Modulateur électro-optique, (CAN) : convertisseur analogique vers numérique, (LNA) : Amplificateur faible bruit

La détection de signaux hautes fréquences utilisant des composants opto-électroniques exploite la large bande passante des modulateurs électro-optiques développés aujourd'hui pour traduire les signaux RF dans le domaine optique. Une fois dans ce domaine, la détection hétérodyne permet de réduire simplement la fréquence de ces signaux [19, 52, 53].

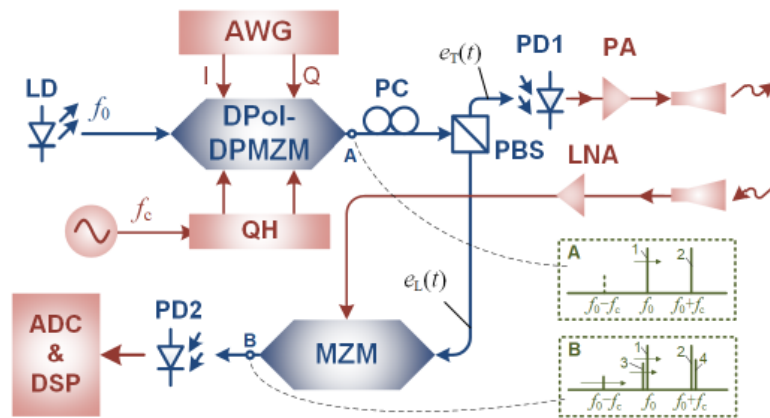


FIGURE 1.13 : Système radar FMCW utilisant des composants opto-électroniques proposé par X.Ye et al. [54].

Pour réaliser cela deux lasers de longueurs d'ondes différentes sont utilisés. Le premier laser, avec une fréquence de fonctionnement f_{L1} , est modulé par le signal RF et le deuxième, dont la fréquence de fonctionnement est choisie de façon à avoir $f_{L1} < f_{L2} < f_{L1} + f_{RF}$, ne reçoit aucune modulation. Le signal RF résultant de la détection hétérodyne de la photodiode est alors composé de trois fréquences principales : la première est égale à la différence de fréquence entre les deux lasers (Δf_{laser}), la deuxième est égale à la fréquence du signal RF de départ (f_{RF}), enfin la troisième est égale à la

différence de fréquence entre le deuxième laser et le signal optique du premier laser modulé par la porteuse RF (f_{IF}). Un filtrage RF en sortie de la photodiode permet de supprimer les fréquences indésirables du signal avant de l'échantillonner à basses fréquences (Fig. 1.12).

Une deuxième solution pour limiter l'utilisation de composants RF hautes fréquences dans la chaîne de réception consiste à appliquer une modulation FMCW à une porteuse optique. Comme décrit dans le paragraphe (1.2.2.2), ce type de signal est particulièrement adapté pour réduire les contraintes d'échantillonnage. Toutefois, la partie démodulation du signal nécessite un modulateur RF ayant une large bande passante et fonctionnant à hautes fréquences. Pour remplacer ce dernier, différentes approches opto-électroniques ont été proposées ces dernières années [54–60]. Les systèmes ainsi développés sont principalement basés sur l'utilisation de plusieurs modulateurs électro-optiques positionnés en cascade. La Fig. 1.13 montre un exemple d'utilisation de cette approche [54]. Dans cet exemple, un premier modulateur (DPMZM) est utilisé pour moduler en fréquence un signal optique en émission. Le signal optique résultant est divisé en deux parties égales à l'aide d'un coupleur optique 50/50. La première partie est acheminée à une photodiode afin de générer le signal RF qui sera propagé vers la cible et la deuxième partie est envoyée vers un deuxième modulateur électro-optique (MZM) pour servir de signal de référence. La modulation de ce signal de référence par l'écho de la cible permet de faire apparaître la fréquence de battement dans le domaine optique. Enfin l'extraction du signal RF est obtenue après une détection hétérodyne du signal optique.

1.3.4 Génération de signaux ultra large bande à forte puissance

La génération de signaux ultra large bande (ULB) à forte puissance profite elle aussi de l'utilisation d'approches opto-électroniques. En effet, ces signaux, généralement utilisés dans des applications radars pour améliorer la capacité d'un système à détecter et identifier une cible [61], ou pour étudier l'impact de phénomènes d'interférences électromagnétiques intentionnels sur les structures publiques [62], sont générés à l'aide d'un système fonctionnant en deux étapes. Ce système emmagasine tout d'abord une grande quantité d'énergie dans un ou plusieurs éléments capacitifs pour atteindre les caractéristiques de puissances souhaitées, puis libère cette énergie le plus rapidement possible afin d'avoir un signal ULB. Cette libération se fait par le biais de commutateurs hautes fréquences pouvant soutenir de fortes puissances. Il existe aujourd'hui trois familles de commutateurs dédiés à ces applications : les semi-conducteurs de puissance, les éclateurs à gaz et les composants opto-électroniques. Ces derniers proposent, à la différence des deux autres familles, des fréquences de réactivation élevées couplées à une faible gigue temporelle (jitter) de déclenchement. Cette gigue est définie comme étant l'incertitude entre l'instant de réception de la commande de déclenchement et le déclenchement en lui même.

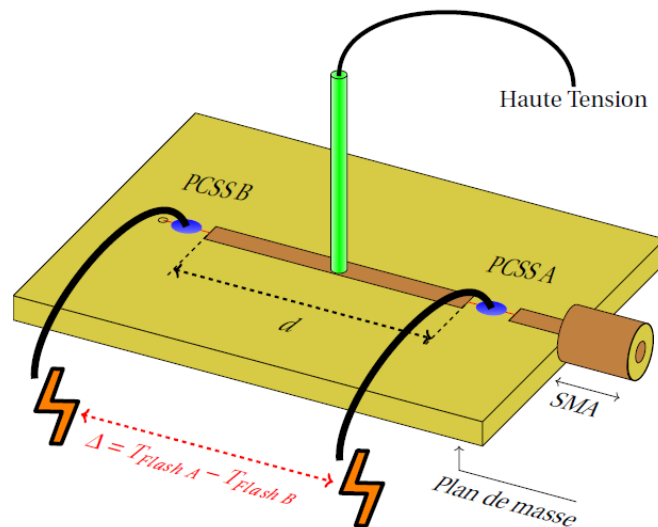


FIGURE 1.14 : Générateur de signaux ULB et hautes puissances basé sur une approche opto-électronique développé au laboratoire XLIM [63].

R. Negrier *et. al* montrent qu'il peut être intéressant d'utiliser ces commutateurs dans des systèmes radars ULB pour permettre de délivrer des trains d'impulsions hautes puissances à différentes antennes en contrôlant avec précision le temps séparant ces impulsions. Sur ce principe, il est donc possible de créer un réseau d'antennes à balayage autonome à forte puissance en faisant varier le temps entre chaque impulsion en fonction de l'antenne d'émission visée [63]. La Fig. 1.14 présente un schéma du générateur de signaux développé dans le cadre de l'article.

1.3.5 Convertisseur optique analogique vers numérique

La conversion analogique vers numérique est une étape importante en électronique car elle permet de numériser un signal RF avant de le soumettre à différents traitements numériques. Malgré de récents progrès dans le domaine, la fréquence d'échantillonnage des systèmes développés jusqu'à présent reste un point bloquant pour des applications où une numérisation des signaux rapide est nécessaire. C'est pourquoi, ces dernières années, beaucoup de personnes se sont tournées vers l'utilisation de l'optique pour pallier ce problème [64–69]. En effet, la technologie liée au développement de lasers pulsés ayant grandement murie, il est maintenant possible de générer des impulsions d'échantillonnage optique ultra-brèves avec une forte cadence de répétabilité et une gigue temporelle bien inférieure à ce qui est possible en électronique. De plus, l'échantillonnage optique permet de diminuer de façon non-négligeable le couplage entre le signal RF à numériser et les impulsions d'échantillonnage.

Parmi les pionniers de cette technologie on retrouve H.F. Taylor, qui proposa d'utiliser quatre modulateurs de type Mach-Zehnder en parallèle [70, 71], . Ces modulateurs étaient développés avec des électrodes dont la longueur doublée par rapport à l'électrode du modulateur précédent. Ainsi, le quatrième modulateur, qui correspondait au bit de poids faible, présentait une sensibilité de modulation 8 fois supérieure à celle du premier modulateur. Cette approche permettait de coder l'information reçue

suivant un code de Gray à 4 bits (Fig. 1.15). Cependant, même si la technologie pour convertir des signaux analogiques vers des signaux numériques avec des fréquences d'échantillonnages supérieures à la dizaine de GHz existaient, la faible possibilité d'intégration des composants optiques limitait leurs utilisations.

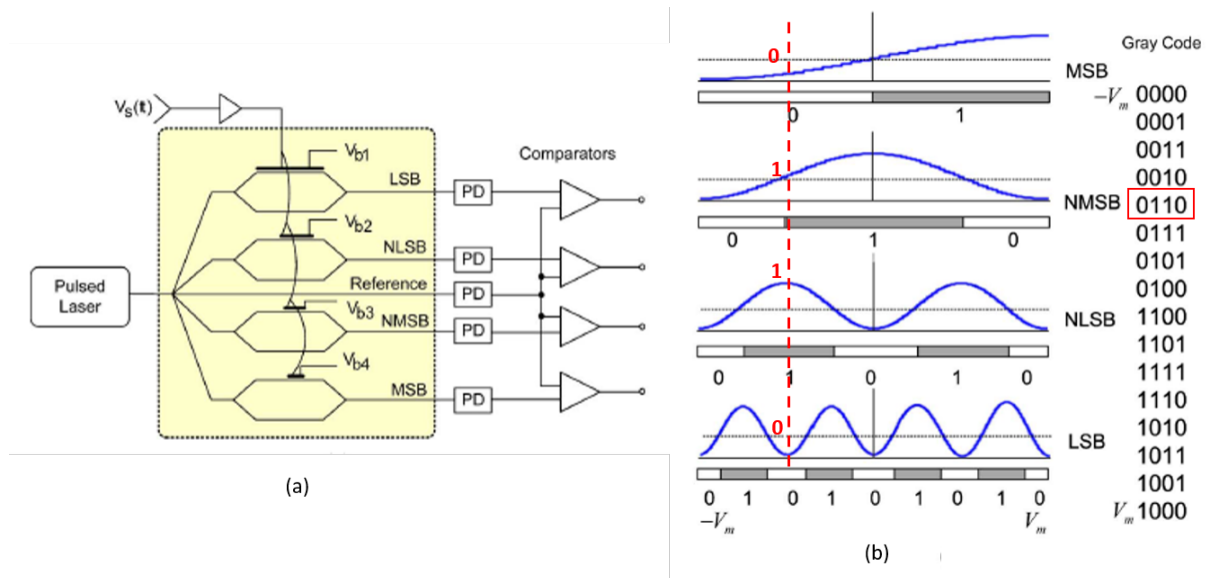


FIGURE 1.15 : Convertisseur analogique vers numérique 4 bits développé par H.F.Taylor [71] (a). L'image (b) montre le code de Gray obtenue en sortie du système.

Aujourd'hui, ces techniques ont évolué et l'intégration des composants opto-électroniques sur puces s'est généralisée [31]. De nombreuses solutions permettant de numériser des signaux RF à l'aide d'approches optiques ont ainsi vu le jour et on peut maintenant retrouver des solutions d'échantillonnage avec plus de 150 Gsample/s [72].

1.3.6 Formation de faisceaux à l'aide de lignes à retard

La formation de faisceaux, ou *beamforming* en anglais, est une méthode de détection radar consistant à diriger le faisceau d'un réseau d'antennes dans une direction particulière de l'espace sans déplacement physique du radar. Usuellement, la formation de faisceaux se fait en déphasant les différents éléments qui composent le réseau à l'aide de déphaseurs RF individuels. Le comportement de ces déphaseurs étant dépendant de la fréquence du signal qui leur est appliquée, le déphasage des éléments du réseau dans une direction donnée est limité à un fonctionnement faible bande. Cette problématique peut être résolue en remplaçant les déphaseurs RF par des tronçons de lignes permettant de créer des retards vrais indépendants de la fréquence.

En parallèle des études menées pour améliorer la formation de faisceaux avec des composants RF, de nombreux systèmes optiques permettant de réaliser des retards vrais ajustables ont été réalisés ces dernières années. Ces systèmes peuvent être classés suivant deux catégories : les systèmes permettant de créer des retards grâce à une propagation en espace libre [73, 74] et les systèmes permettant de créer des retards grâce à une propagation à travers des fibres optiques ou des guides d'ondes

optiques [75–83].

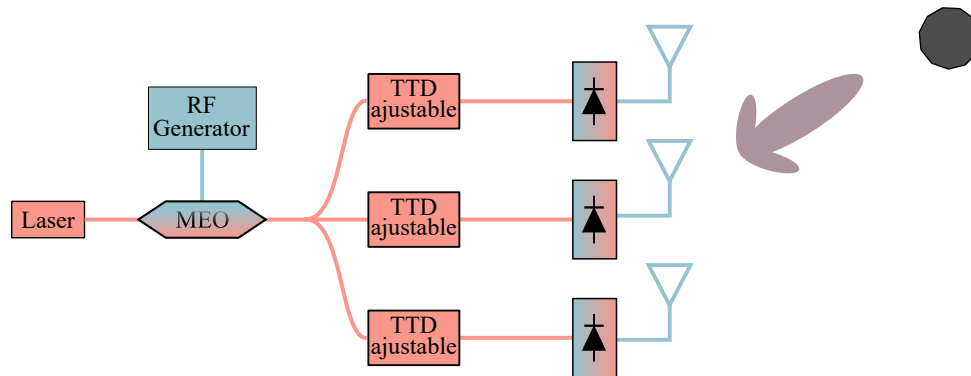


FIGURE 1.16 : Formation de faisceaux à l'aide de retards vrais ajustables (TTD)

A l'opposé des systèmes avec propagations en espace libre, les systèmes avec propagations guidées bénéficient d'une meilleure intégration ce qui les rend plus adaptés à des applications embarquées. Un schéma de fonctionnement d'une formation de faisceaux basée sur la réalisation de retards vrais à l'aide de composants optiques ajustables est présenté en Fig. 1.16.

1.3.7 Multiplexage temporel et analogique de signaux RF

Le multiplexage temporel est une méthode utilisée en traitement du signal pour permettre la concaténation d'informations présentes sur différents canaux dans le but de limiter les chaînes de propagations. Dans le cadre des systèmes radars multi-antennaires, cette technique peut s'avérer intéressante en réception pour limiter le nombre de convertisseurs analogique numérique nécessaires à la numérisation des signaux réfléchis par une scène et reçus par différentes antennes de réception. Toutefois, dans le domaine RF cette méthode reste difficile à mettre en œuvre pour des signaux ultra large bande. En effet, le multiplexage temporel consiste à retarder les signaux les uns par rapport aux autres avant de les sommer. Malheureusement, les composants RF permettant d'appliquer ce retard sont généralement limités en bande passante alors qu'au contraire les systèmes radar ont besoin, eux, de signaux large bande afin d'améliorer leurs résolutions en profondeur.

Pour pallier cette problématique, de récents travaux réalisés au laboratoire XLIM ont montré qu'il était possible d'utiliser une architecture opto-RF en réception d'un système radar pour acquérir les signaux reçus par quatre antennes de réception sur une seule voie d'acquisition [84]. Pour cela une architecture opto-RF composée d'un réseau de fibres optiques dont la longueur augmente linéairement en fonction de l'antenne de réception considérée est utilisée (Fig. 1.17). Cette incrémentation de longueur est choisie en fonction de la distance de visibilité souhaitée. Une fois retardés, les signaux sont acheminés, par le biais d'un concentrateur optique [85], devant une seule et unique photodiode. Cette technique permet de sommer les signaux optiques et de les reconvertir en signaux RF en limitant fortement les pertes en comparaison avec d'autres solutions de sommation optique. Dans leur article Tegegne *et al.* montrent que cette architecture peut être utilisée pour réduire la complexité des systèmes d'imagerie radar.

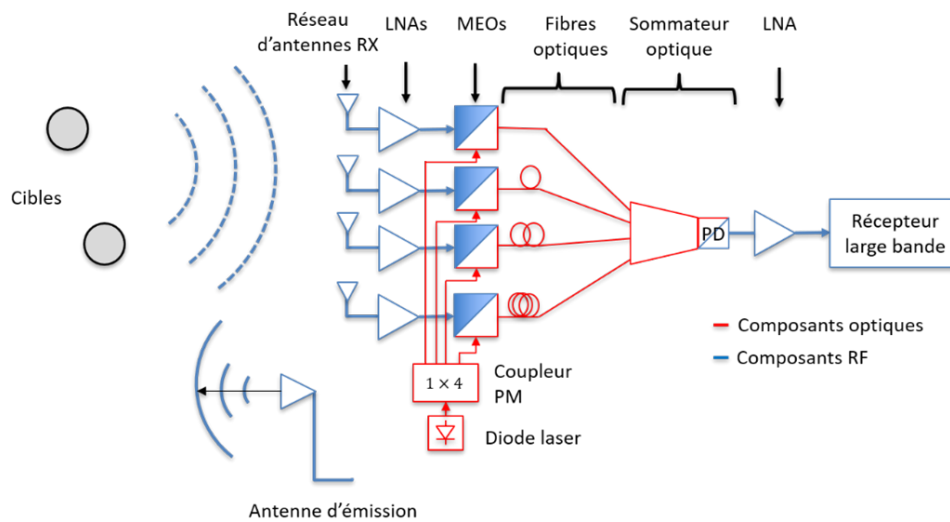


FIGURE 1.17 : Système d'imagerie radar composé d'une antenne d'émission et de quatre antennes de réception utilisant une architecture de multiplexage temporel opto-RF en réception [84].

1.4 Positionnement de la thèse

1.4.1 Problématique d'imagerie MIMO à courte distance en temps réel

De façon général, les travaux présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans un objectif de sécurisation des lieux publics, tels que les aéroports ou les centres commerciaux. Cette sécurisation passe par la détection d'objets dangereux dissimulés par des personnes sur eux-mêmes ou dans leurs bagages. Aujourd'hui, cette détection est principalement réalisée à l'aide de deux systèmes : les détecteurs de métaux et les systèmes d'imagerie par rayons X. Les premiers sont utilisés pour détecter si une personne transporte un objet métallique sur elle, mais ils ne permettent pas de faire la différence entre un objet dangereux et un objet qui ne l'est pas. De plus, ils sont inefficaces dès lors que les armes sont réalisées en matériaux non-métalliques (i.e. plastiques ou céramiques). Les rayons X permettent de pallier ces problématiques grâce à leur capacité d'imager des scènes à travers des matériaux opaques aux longueurs d'ondes optiques [86]. Cependant, les photons qu'ils génèrent sont hautement énergétiques et ils présentent un risque pour la santé des utilisateurs. Ces systèmes ne peuvent donc pas être utilisés directement sur des personnes. Il existe donc aujourd'hui un réel besoin pour la réalisation de systèmes d'imagerie corporel permettant de détecter avec précision d'éventuelles armes dissimulées sur une personne. L'utilisation de radiofréquences est l'alternative la plus prometteuse pour répondre à ces besoins car elles présentent de bonnes capacités de pénétration de matériaux opaques non-conducteur tels que les textiles, tout en offrant un risque limité pour la santé grâce à la génération de photons peu énergétiques.

L'objectif pour les solutions RF développées aujourd'hui est donc d'imager de grandes scènes avec une grande résolution, une forte sensibilité, un temps d'acquisition et de traitement rapide, une forte compacité et un coût de mise en œuvre limité. Dans le paragraphe qui suit, différentes solutions

développées pour répondre à ces contraintes sont présentées. Ces solutions utilisent des réseaux MIMO avec différentes méthodes d'acquisition afin d'augmenter la vitesse de reconstruction des scènes imagées. Leur comparaison permettra de positionner les travaux présentée dans ce manuscrit par rapport aux systèmes existants.

1.4.2 Les solutions existantes pour l'imagerie 3D rapide à courte distance

Système MIMO séquentiel

Un des premiers systèmes de surveillance 3D fonctionnant en temps réel est le système développé par Sherif Sayed Ahmed lors de sa thèse réalisée en coopération entre l'université de Nuremberg (Allemagne) et la société Rhode & Schwarz et soutenue en 2013 [25]. Ce système d'imagerie est composé de 768 antennes d'émission et 768 antennes de réception regroupées en 16 clusters et fonctionnant sur une bande de fréquences comprise entre 70 GHz et 80 GHz [87].

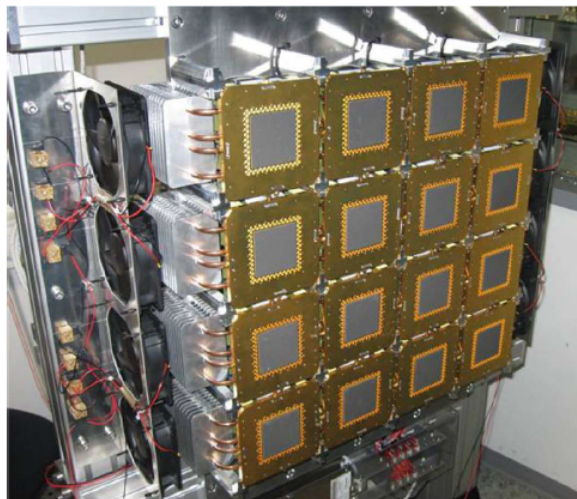


FIGURE 1.18 : Système développé par Sherif Sayed Ahmed au cours de sa thèse en partenariat avec Rohde & Schwarz. Chacun des 16 carrés gris est entouré de 48 antennes d'émission et 48 antennes de réception. Le tout fonctionne entre 70 GHz et 80 GHz et permet d'obtenir des images 3D en moins de 500 ms [87].

L'émission est réalisée de façon séquentielle à l'aide d'une matrice de commutation RF. Les 768×768 signaux correspondant aux différentes interactions entre les antennes d'émission et de réception subissent une transposition vers les basses fréquences après chaque récepteur. Les signaux IF sont ensuite multiplexés par groupe de 16 à l'aide de multiplexeur 16 : 1. Les signaux résultant sont acquis à l'aide de 48 convertisseurs analogique vers numérique (CAN). Cette architecture permet d'acquérir toutes les informations nécessaires à la reconstruction d'une scène en moins de 500 ms avec une résolution transverse de 2 mm à 50 cm et une résolution en profondeur de 20 mm. Le système d'imagerie développé par Sherif Sayed Ahmed lors de sa thèse, malgré sa complexité et son coût élevé, est considéré comme une référence dans le domaine de l'imagerie courte portée. L'objectif principal des systèmes développés par la suite est de proposer des solutions permettant de réduire le

nombre de voies d'acquisition, tout en limitant au maximum le temps d'acquisition, afin d'obtenir des systèmes moins coûteux de mise en œuvre.

Réseau MIMO avec déplacements mécaniques (MIMO-SAR)

Une solution pour permettre de diminuer la complexité de l'architecture d'un système d'imagerie radar consiste à utiliser une approche MIMO-SAR. Pour cette approche, un réseau MIMO avec un nombre limité d'antennes est déplacé mécaniquement afin de créer une ouverture rayonnante suffisamment large pour scanner une scène avec une grande résolution. Le système L3 Provision développé par le *Pacific Northwest National Laboratory (PNNL)* fonctionne sur ce principe [88]. Il est constitué de deux réseaux MIMO verticaux qui sont mis en rotation autour d'une personne. Cette personne doit rester immobile le temps du scan afin d'éviter l'apparition de flou lors de la reconstruction d'images.

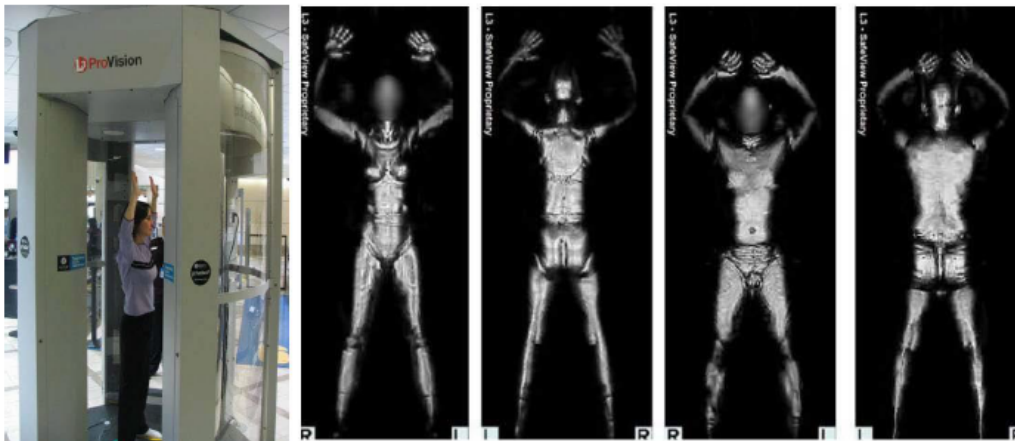


FIGURE 1.19 : Système Provision avec des exemples de reconstructions 3D de personnes [88]

Les antennes d'émission et de réception sont contrôlées de façon séquentielle. Le nombre limité d'antennes permet de réaliser une acquisition rapide de toutes leurs interactions. Cependant, le déplacement mécanique interdit les reconstructions temps réel. Ce système est donc limité à une application de détection individuel mais sa rotation cylindrique reste un atout pour augmenter les chances de détections d'objet dissimulés.

Sondage simultané des canaux MIMO par codage analogique

Une autre solution pour réduire la complexité d'une architecture MIMO consiste à acquérir sur une seule voie d'acquisition toutes les interactions entre les antennes en simultanée. Cependant, cette approche est uniquement possible si tous les signaux mesurés sont codés analogiquement de façon à être orthogonaux les uns par rapport aux autres. Pour réaliser cela, le laboratoire Xlim a développé un système basé sur l'utilisation de codeur analogique passif à diversité fréquentielle qui permet de

générer des fonctions de transfert décorrélées entre elles en fonction du chemin emprunté par l'onde lors de sa propagation.

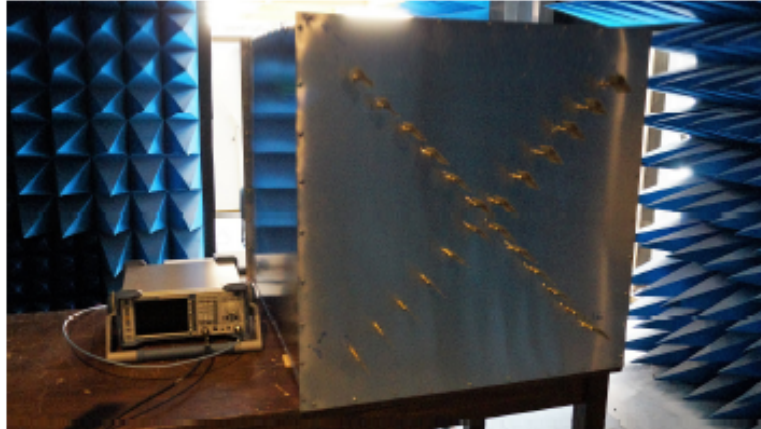


FIGURE 1.20 : Systèmes développé par T.Fromenteze *et al.* [89]. On y voit la cavité chaotique connectée à 24 antennes.

Dans [89], ce codage analogique est réalisé à l'aide d'une cavité chaotique disposant de deux ports d'accès : un pour l'émission et l'autre pour la réception. Les 24 antennes utilisées dans ce système sont disposées suivant une configuration de croix de Mill (Fig. 1.20) permettant de synthétiser un réseau virtuel de 144 antennes. La fréquence de fonctionnement est comprise entre 2.5 GHz et 12.5 GHz. Les auteurs ont démontré que cette méthode permettait d'émettre et de recevoir les informations MIMO avec une seule voie d'émission et une seule voie de réception, réduisant ainsi fortement la complexité de l'architecture du système d'imagerie. Cependant cette solution souffre de problèmes de pertes importantes et d'une difficulté de caractérisation des champs émis.

En parallèle de ces travaux, une deuxième méthode de codage a été développée à l'université de Duke [90]. Ces travaux ont par la suite débouchés sur une collaboration entre les deux laboratoires et sur la mise en place d'un prototype permettant le scan d'un corps entier [91]. Finalement, plus récemment, T.Fromenteze *et al.* ont démontré que ces méthodes de codage analogique pouvaient être utilisées pour réaliser des systèmes d'imagerie polarimétrique [92].

Systèmes MIMO courte portée avec architecture opto-électronique

Enfin, de nouvelles solutions d'architectures MIMO pour l'imagerie à courte portée utilisant des composants opto-électroniques ont récemment été développées. Ces architectures fonctionnent en émettant de façon simultanée des signaux FMCW avec les différentes antennes d'émission. Ces signaux sont décorrélés en fréquence par le biais de réseau de diodes lasers de longueurs d'ondes différentes. Dans [56], le système MIMO est constitué de deux antennes d'émission et de deux antennes de réception et les signaux sont acquis en parallèle grâce à l'utilisation d'un démultiplexeur de longueurs d'ondes (wavelength-division multiplexer (WDM) en anglais). Jingwen Dong [60], propose lui aussi un système constitué de deux antennes d'émission et de deux antennes de réception, mais à la différence

de [56], l'acquisition est réalisée avec une seule voie de réception grâce à un multiplexage temporel des informations reçues. Ces deux systèmes prouvent que l'opto-électronique peut s'avérer intéressante pour lever les contraintes liées aux systèmes d'imagerie actuels. Cependant, ils sont encore trop limités en nombre d'antennes pour permettre une acquisition 3D hautement résolue d'une scène imagée.

Tableau récapitulatif

Le tableau 1.1 résume les différents points forts et points faibles des solutions d'imagerie MIMO courte portée présentées ci-dessus. Ce tableau permet de constater qu'aujourd'hui il n'existe pas de réelle solution pour imager des scènes 3D de façon simple et rapide. En effet, les systèmes fonctionnant de façon séquentielle peuvent permettre une acquisition rapide des signaux réfléchis par une scène. Mais, pour cela ils nécessitent une architecture complexe comportant souvent plusieurs convertisseurs analogique numérique.

Solutions	Avantages	Inconvénients
Système MIMO séquentiel [87]	+ Acquisition < 500ms + Forte capacité de résolution	- Architecture complexe - Coût de mise en œuvre élevé
Réseau MIMO avec déplacement mécanique (MIMO-SAR) [88]	+ Nombre d'antennes limité + Architecture simple	- Temps réel impossible
Sondage simultané du canal MIMO par codage analogique [89]	+ Une seule voie d'acquisition et une seule voie de réception + Acquisition simultanée de toutes les informations + Contrôle des états de polarisation	- Pertes de transmission importantes - Difficulté de caractérisation des champs rayonnés
Systèmes MIMO courte portée avec architecture opto-électronique [56, 60]	+ Utilisation des propriétés des composants opto-électroniques	- Nécessite plus de maturité pour proposer des approches avec un grand nombre d'antennes

TABLEAU 1.1 : Récapitulatif des différentes solutions existantes pour l'acquisition de signaux avec des architectures MIMO utilisées pour des applications d'imagerie à courte portée.

D'autres solutions purement RF permettent quant à elles de réduire la complexité de l'architecture du système radar grâce à l'utilisation d'un déplacement mécanique ou grâce à l'utilisation de codage analogique. Cependant pour le premier cas, le déplacement mécanique ne permet pas d'imager une grande scène avec une forte résolution en temps réel. Pour le deuxième cas c'est la difficulté de caractérisation de la méthode de codage analogique qui présente un frein à une intégration en milieu opérationnel. Enfin, les solutions basées sur l'utilisation de composants opto-électroniques proposées aujourd'hui dans la littérature permettent de lever certaines contraintes mais manquent de maturité pour être, elles aussi, intégrées en milieu opérationnel.

C'est pour répondre à ce manque de solutions que la thèse présentée dans ce manuscrit a été proposée. Cette thèse trouvera des applications dans le contexte d'un projet nommé OBIWAM (Optically Based Instantaneous microWAVE iMagery).

1.4.3 Le projet OBIWAM

Le projet OBIWAM, soutenu par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR) et par l'Agence de l'Innovation de Défense (AID), regroupe trois partenaires industriels (MC2-Technologies, Vectrawave et ST Microélectronique) et deux partenaires universitaires (C2N et XLIM). L'objectif de ce projet est de proposer un système d'imagerie micro-onde MIMO ultra rapide et haute résolution pour des applications de sécurité. Pour cela, le système sera composé de 16 antennes d'émission et 12 antennes de réception et utilisera des signaux de type FMCW dans la bande de fréquences 15 - 20 GHz. Afin de garantir la simplicité de l'architecture du système d'imagerie, une seule source d'émission et un seul canal d'acquisition seront utilisés.

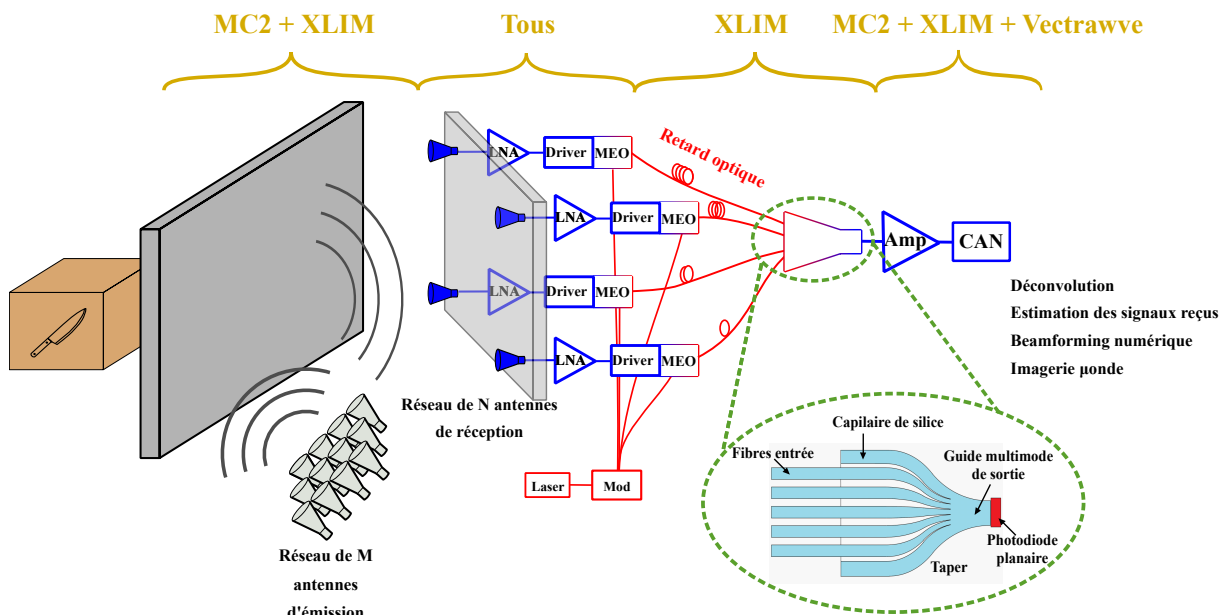


FIGURE 1.21 : Proposition d'un système d'imagerie active ultra rapide et haute résolution présenté à l'ANR dans le cadre du projet OBIWAM

Dans ce projet, les efforts seront axés sur la partie réception du système d'imagerie. Ainsi l'émission se fera par le biais d'une matrice de commutation permettant de contrôler les différentes antennes reliées à cette dernière. La réception, quant à elle, se fera à l'aide d'une approche opto-électronique. Cette approche, basée sur la preuve de principe réalisée dans [84], consistera à relier les antennes de réception à un réseau de fibres optiques de longueurs variables par le biais de modulateurs électro-optiques de type Mach-Zehnder. Ce réseau de fibres optiques, dont la longueur d'incrément est fixée par la profondeur des scènes à imager, permettra de retarder les signaux reçus les uns par rapport aux autres. Ces signaux seront ensuite sommés et reconvertis en signaux RF à l'aide d'un sommateur innovant opto-microonde fibré présentant très peu de perte (Fig. 1.21) [85]. Afin de faciliter une

hypothétique industrialisation de ce produit, les modulateurs électro-optiques, ainsi que leurs drivers, seront intégrés directement sur silicium. Cette intégration sera réalisée par le laboratoire C2N et les entreprises Vectrawave et ST-Microelectronics. MC2-Technologie, quant à elle, sera en charge de la réalisation de la source hyperfréquence, de la conception et de la réalisation des antennes et de la réalisation de la chaîne de démodulation des signaux FMCW. Enfin Xlim, qui coordonne le projet, s'impliquera dans la validation des différents sous-systèmes et dans la mise en place du prototype final.

1.5 Conclusion du chapitre

Le premier chapitre de ce manuscrit a été rédigé de façon à introduire, dans un premier temps, les concepts de l'imagerie radar qui permet, grâce à l'utilisation d'ondes électromagnétiques dans le domaine des radiofréquences, de détecter des objets à travers des matériaux diélectriques sans risque d'ionisation. Dans un second temps, la rédaction a été axée sur la présentation de l'apport que pouvait offrir l'utilisation de composants électro-optiques dans ces systèmes d'imagerie. En effet, ces composants présentent de faibles pertes de propagation, de fortes bandes passantes et une insensibilité aux interférences électromagnétiques. Ils sont par conséquent de plus en plus utilisés pour proposer des solutions visant à pallier les limites des architectures purement électroniques. Enfin, le cas particulier de l'imagerie radar à courte portée dédiée à la sécurisation des lieux publics a été étudié. Il a ainsi été montré que les systèmes développés aujourd'hui pour ces applications se heurtent à des problématiques de temps d'acquisition et de simplicité d'architecture dès lors qu'un trop grand nombre d'antennes est utilisé. C'est pour essayer de répondre à cette problématique que la thèse présentée dans ce manuscrit a été mise en place.

L'objectif principal des travaux réalisés dans cette thèse est de proposer une solution d'imagerie MIMO permettant l'acquisition des signaux reçus simultanément par les antennes de réception sur une seule voie de numérisation. Cette solution trouve des applications directes dans le cadre du projet OBIWAM. Pour la mettre en place, un premier prototype fonctionnant en bande C en régime impulsionnel sera développé. Ce prototype sera composé d'une matrice de commutation en émission et d'une architecture de multiplexage temporel opto-RF en réception. Il permettra de valider le bon fonctionnement de l'approche de multiplexage temporel. Le système d'émission sera ensuite remplacé par une architecture FMCW dans l'objectif de diminuer les contraintes d'échantillonnage des signaux multiplexés. L'impact de cette modification sur l'approche de multiplexage temporel sera étudiée.

Une fois la preuve de principe du bon fonctionnement de cette solution réalisée, nous mettrons en œuvre les connaissances acquises dans le développement d'architecture radar pour proposer une configuration de réseau permettant de lier le nombre d'antennes disponibles dans le cadre du projet OBIWAM avec la possibilité de scanner une scène 3D avec une forte résolution. Dans ce contexte, un algorithme de reconstruction rapide basé sur des approches de décompositions spectrales sera développé. Enfin, le fonctionnement des premiers éléments du prototype d'imagerie radar 15 - 20 GHz réalisés par les partenaires du projet sera validé. Mais, avant d'étudier la mise en place de systèmes d'imagerie radar, attardons nous un instant sur l'étude de la conception du sommateur opto-RF utilisé dans l'architecture de multiplexage temporel.

CHAPITRE 1. IMAGERIE RADAR DE COURTE PORTÉE ET APPORTS DE L'OPTO-ÉLECTRONIQUE

CHAPITRE 2

Conception d'un sommateur opto-RF de type Air-Clad

Sommaire

2.1	Introduction	36
2.2	La sommation opto-RF	37
2.2.1	Le principe de conversion opto-RF	37
2.2.2	Les bruits associés au photodétecteur	38
2.2.3	Dynamique d'un photodétecteur	39
2.2.4	Les différentes approches permettant une sommation et une conversion opto-RF	40
2.2.5	Méthodes de réalisation de la fonction de sommation optique	42
2.3	Présentation des versions existantes du sommateur opto-RF développé au laboratoire XLIM	45
2.3.1	Première version du sommateur avec sortie multimodale	45
2.3.2	Deuxième version du sommateur avec sortie multicœur	50
2.4	Développement d'un sommateur de type Air-Clad	55
2.4.1	Choix des fibres optiques monomodes	56
2.4.2	Etude du nombre de modes en sortie du concentrateur optique	59
2.4.3	Conclusion pour une topologie de type Air-Clad	62
2.5	Conclusion du chapitre	63

2.1 Introduction

Le système d'imagerie radar développé dans ce manuscrit est basé sur le multiplexage temporel des signaux acquis par les différentes antennes de réception qui composent le réseau MIMO. Cette étape de multiplexage temporel peut-être décomposée en deux sous-étapes consécutives (Fig. 2.1) :

- La première sous-étape d'un multiplexage temporel consiste à retarder les signaux reçus les uns par rapport aux autres. Les signaux étant choisis larges bandes afin d'optimiser la résolution en profondeur du système, ce retard ne peut être appliqué à l'aide de déphaseur RF trop limités en bande passante. La solution est donc d'utiliser des retards vrais réalisés avec des lignes à retard dont la longueur totale augmente linéairement en fonction de l'antenne de réception considérée. Afin d'éviter tout recouvrement de l'information, le pas d'incrémentement des longueurs de ligne doit au minimum être égal au double de la profondeur de la scène imagée. Cette scène est comprise entre 1 m et 3 m pour des applications de sécurité à courte portée. Dans ce cadre, les systèmes d'imagerie MIMO utilisés sont généralement composés de plusieurs dizaines d'antennes de réception. La longueur totale de la dernière ligne de multiplexage peut donc dépasser les 100 m. Afin d'éviter des pertes de propagation trop importantes cette sous-étapes sera réalisée dans le domaine optique afin de tirer partie des faibles pertes de propagation des fibres optiques.
- La deuxième sous-étape d'un multiplexage temporel consiste à sommer les signaux retardés afin de pouvoir les acquérir sur une seule voie d'acquisition. Les retards étant réalisés dans le domaine optique, il est nécessaire que cette sommation s'accompagne d'une conversion opto-RF. Pour cela, le laboratoire XLIM a développé un composant optique atypique, composé d'un concentrateur et d'une photodiode ultra rapide. Ce composant appelé Microwave Photonic Summation Device (MPSD) a fait l'objet d'une preuve de principe dans [85, 93]. Dans le cadre du projet OBIWAM une nouvelle version de ce composant sera proposé. Cette version devra permettre de connecter plus de 50 antennes en entrée.

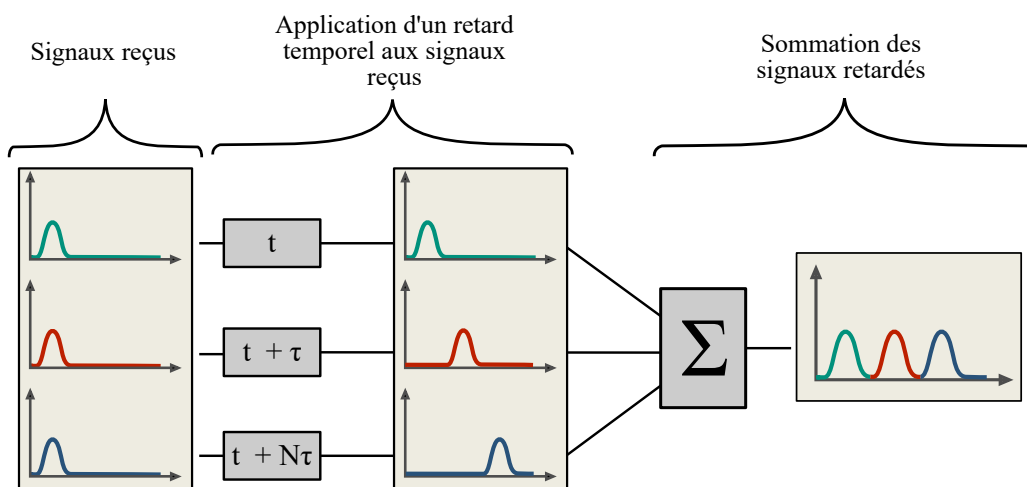


FIGURE 2.1 : Principe de fonctionnement du multiplexage temporel.

Dans le cadre de ce deuxième chapitre de manuscrit, nous rappellerons le principe de sommation opto-RF. Nous verrons ensuite les deux versions du MPSD déjà développées. Enfin, nous nous attarderons sur la réalisation d'une nouvelle version basée sur une structure de type Air-Clad, qui sera capable de répondre aux besoins du projet OBIWAM.

2.2 La sommation opto-RF

2.2.1 Le principe de conversion opto-RF

La conversion d'un signal optique en signal RF est habituellement réalisée à l'aide d'une photodiode. Ces composants à semiconducteurs sont généralement formés d'une région intrinsèque I positionnée entre deux régions fortement dopées de type N et P (Fig.2.2). Lorsque des photons interagissent avec le photodétecteur, des paires électrons-trous se forment dans le matériau. Ces charges se séparent ensuite créant un photocourant. Cette séparation peut être accélérée par l'application d'un champ électrique aux bornes du composant.

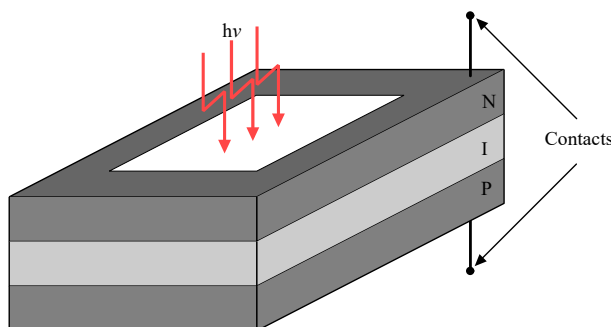


FIGURE 2.2 : Structure d'une photodiode à jonction PIN [94].

La Fig. 2.3 montre le comportement d'une photodiode. Ce comportement peut être décomposé en deux états. Le premier état correspond à la partie linéaire du comportement de la photodiode. Dans cet état la puissance RF en sortie du composant est quadratique par rapport au courant photodétecté :

$$P_{RF} = \frac{1}{2} Z(mI)^2 \quad (2.1)$$

avec Z l'impédance de charge de la photodiode, m la profondeur de modulation et I le photocourant moyen détecté. Quand la puissance optique est trop importante, la photodiode passe ensuite en saturation. Dans cet état, l'augmentation du courant photodétecté génère des fréquences harmoniques au détriment de la fréquence fondamentale. Le rapport entre le niveau de puissance à la fréquence fondamentale et le niveau de puissance disponible dans les harmoniques est appelé taux d'harmoniques. Au-delà d'un taux d'harmoniques supérieur à 30 dB la photodiode est considérée comme inutilisable. La séparation entre l'état linéaire et l'état de saturation est déterminé par le point de compression à -1 dB. Ce point correspond au moment où la puissance RF présente un écart de 1 dB par rapport à la loi de comportement idéal.

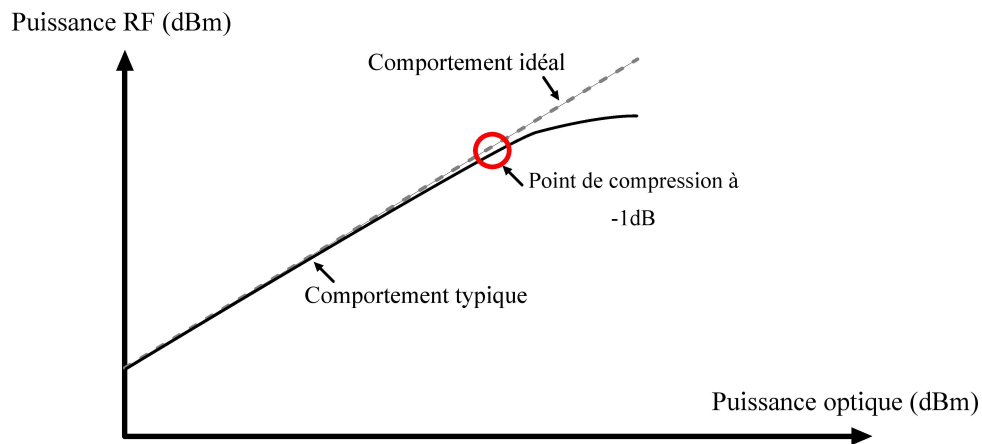


FIGURE 2.3 : Comportement d'une photodiode en fonction de la puissance optique appliquée en entrée [95].

2.2.2 Les bruits associés au photodétecteur

Lors de la détection d'un flux lumineux par une photodiode, la sensibilité du système peut diminuer malgré un fonctionnement en régime linéaire. Cette diminution peut être due à l'existence de différentes sources de bruits. Ces sources sont décrites ci-dessous [95, 96].

Le bruit thermique

Le bruit thermique, aussi bien présent dans le domaine RF que dans le domaine optique, est un bruit généré par l'agitation thermique des porteurs de charges. Ce phénomène étant indépendant de tout éclairage il ne peut être évité. Son niveau fixe le plancher de bruit du système. Ce plancher de bruit correspond au minimum de bruit que l'on peut obtenir en sorti du système. La puissance associée à ce bruit peut se calculer comme étant égale à [97] :

$$P_{th} = k T B \quad (2.2)$$

avec k la constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$), qui peut être interprété comme le facteur de proportionnalité reliant la température thermodynamique d'un système à son énergie au niveau microscopique, T la température en Kelvin du système et B la largeur de bande spectrale sur laquelle est réalisée l'étude.

Le bruit de grenaille

Le bruit de grenaille, aussi appelé *shot noise* en anglais, est quant à lui inhérent à la conversion photon-électron. En effet, le courant photodéecté correspond à la somme des courants qui se créent lors du déplacement des charges présentes dans la zone I vers les zones neutres N ou P. Or la photodétection, elle, n'est caractérisée que par la valeur moyenne et quadratique moyenne en fonction du temps de ce courant photodéecté. Toute variation locale entraîne donc un bruit parasite qui peut être modélisé par un processus de type Poisson [98]. La puissance associée à ce bruit s'écrit [99] :

$$P_{gre} = \frac{1}{2} Z q I B = \frac{1}{2} Z q (R P_i + i_d) B \quad (2.3)$$

avec Z l'impédance de charge de la photodiode, q la constante de charge d'un électron, R le coefficient de réponse du détecteur, P_i la puissance moyenne optique, i_d le courant d'obscurité du détecteur (i.e. courant résiduel de la photodiode quand cette dernière n'est pas éclairée) et B la largeur de bande spectrale considérée.

Le bruit d'intensité relative du laser

Généralement, dans le cas d'une liaison opto-RF, le signal optique détecté par une photodiode provient d'un laser. Ce laser fournit une puissance optique égale à :

$$P(t) = \bar{P} + \delta P(t) \quad (2.4)$$

avec \bar{P} la valeur moyenne de la puissance optique et $\delta P(t)$ les fluctuations qui peuvent apparaître au cours du temps. Ces fluctuations génèrent ce qui est communément appelé un *RIN* (*Relative Intensity Noise*). Ce *RIN* correspond au rapport entre la densité spectrale des fluctuations de puissance et le carré de la valeur moyenne de la puissance optique. La puissance de bruit qui lui est associée dans le cas d'une approximation de *RIN* constant sur la bande de fréquences étudiée est égale à :

$$P_{RIN} = Z RIN I^2 B = Z RIN (R P_i)^2 B \quad (2.5)$$

2.2.3 Dynamique d'un photodétecteur

La dynamique du photodétecteur dépend de son rapport signal à bruit (*SNR*). Ce rapport est calculé en divisant la puissance RF disponible en sortie du photodétecteur par la puissance totale de bruit, sur une bande passante de 1 Hz :

$$SNR = \frac{P_{RF}}{P_{th} + P_{gre} + P_{RIN}} = \frac{\frac{1}{2} Z (mI)^2}{kT + \frac{1}{2} Z q (R P_i + i_d) + Z RIN (R P_i)^2} \quad (2.6)$$

Comme vu précédemment, la puissance RF disponible en sortie augmente linéairement avec le photocourant détecté si le photodétecteur est utilisé dans sa zone linéaire. Néanmoins, ce n'est pas le cas de la puissance de bruit qui reste constante pour des niveaux de photocourants faibles (Fig. 2.4). Afin d'optimiser la dynamique du photodétecteur il est donc intéressant de se placer dans la zone linéaire de la photodiode tout en maximisant la puissance du laser utilisé. Dans ces conditions le bruit dominant correspondra au bruit du laser. Le bruit généré par le photodétecteur sera donc négligeable.

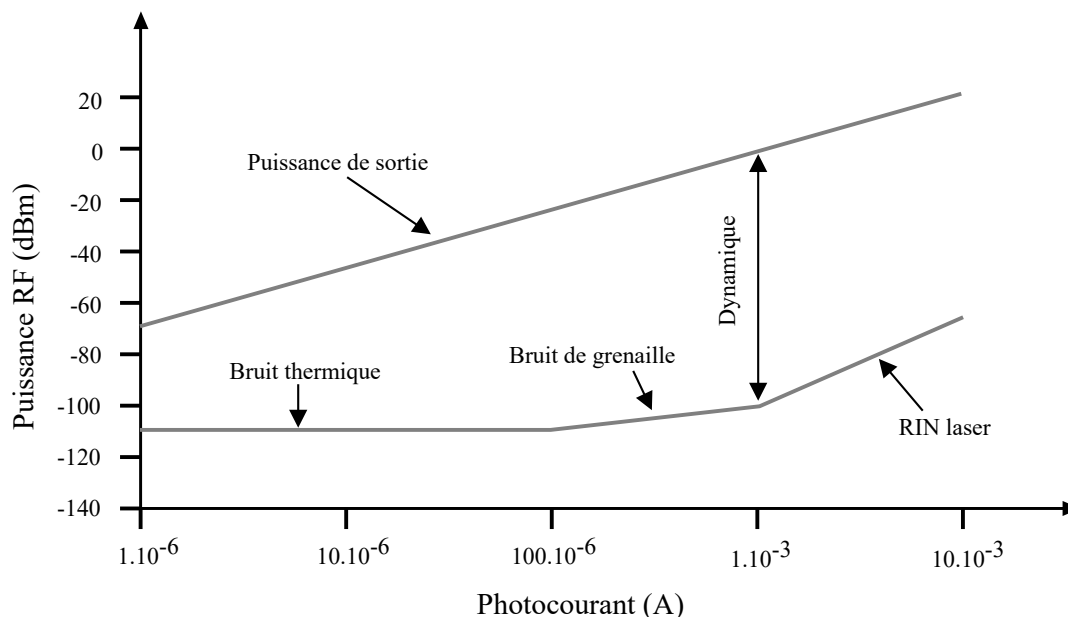


FIGURE 2.4 : Impact des différentes sources de bruits sur la dynamique d'une photodiode [95]

2.2.4 Les différentes approches permettant une sommation et une conversion opto-RF

Dans le cadre d'un multiplexage temporel opto-RF plusieurs signaux optiques doivent être sommés et convertis avant de pouvoir être acquis sur une seule voie d'acquisition. Pour cela deux approches sont possibles : la conversion des signaux optiques en signaux RF puis leur sommation dans le domaine RF ou la sommation des signaux dans le domaine optique puis la conversion opto-RF du signal résultant.

Sommation dans le domaine RF

La première solution consiste à considérer une sommation des signaux reçus et retardés dans le domaine RF. Pour cela, les signaux doivent subir une conversion opto-RF individuelle (Fig. 2.5). La sommation électrique est quant à elle plus difficile. En effet, les signaux RF utilisés dans des applications radars sont souvent large bande afin d'assurer une forte résolution en profondeur. Or, même si l'addition de signaux électriques est une opération courante aujourd'hui, les combineurs hyperfréquences large bande développés sont rares et sont souvent limités en nombre de voies d'entrée. Dans [100], une solution consistant à utiliser un réseau de photodiodes distribuées le long d'une ligne de transmission RF haute impédance est proposée. Cette solution permet de pallier les limites des combineurs RF. Cependant, la sommation dans le domaine RF reste non-optimale pour la dynamique du système.

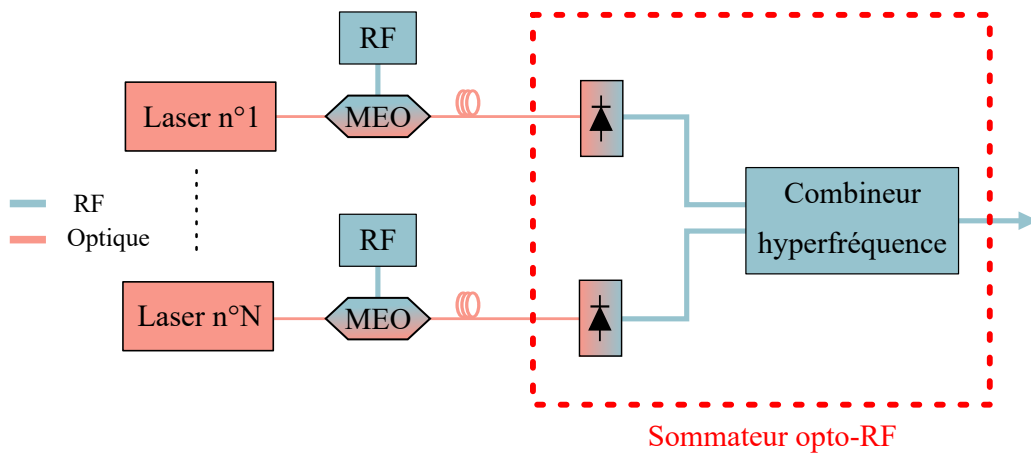


FIGURE 2.5 : Fonctionnement simplifié d'une sommation opto-RF utilisant un coupleur hyperfréquence

En effet, la puissance RF disponible en sortie du sommateur est égale à la somme des puissances RF individuelles en sortie de chaque photodiode moins les pertes du combineur hyperfréquence. Si l'on se positionne dans une approche idéal où ces pertes sont nulles, la puissance totale RF disponible en sortie du combineur est égale à [95] :

$$P_{RF_{tot}} = N P_{RF_i} \quad (2.7)$$

avec N le nombre de signaux optiques en entrée et P_{RF_i} la puissance disponible en sortie de chaque photodiode dans le cas où toutes les voies optiques sont équilibrées. La puissance du bruit en sortie est, elle aussi, égale à la somme des puissances de bruits après chaque photodiode. Le bruit généré dans la partie purement RF n'est pas considéré car il dépend de la méthode de sommation choisie. De même le bruit thermique n'est pas non plus pris en compte car il est indépendant des signaux mesurés (Fig. 2.4). Dans ces conditions, la puissance totale de bruit est égale à :

$$P_{bruit} = N (P_{gre_i} + P_{Rin_i}) \quad (2.8)$$

Le rapport signal à bruit du système vaut donc :

$$SNR_{tot} = \frac{P_{RF_{tot}}}{P_{bruit}} = \frac{P_{RF_i}}{P_{gre_i} + P_{Rin_i}} = SNR_i \quad (2.9)$$

L'équation 2.9 montre que ce rapport est égal au rapport signal à bruit de chacune des voies de conversion opto-RF prisent individuellement. La sommation dans le domaine RF n'apporte aucune amélioration de la dynamique du système en fonction du nombre de voies utilisées.

Sommation dans le domaine optique

La deuxième solution pour réaliser la sommation opto-RF de plusieurs signaux consiste à utiliser un combineur optique (Fig. 2.6).

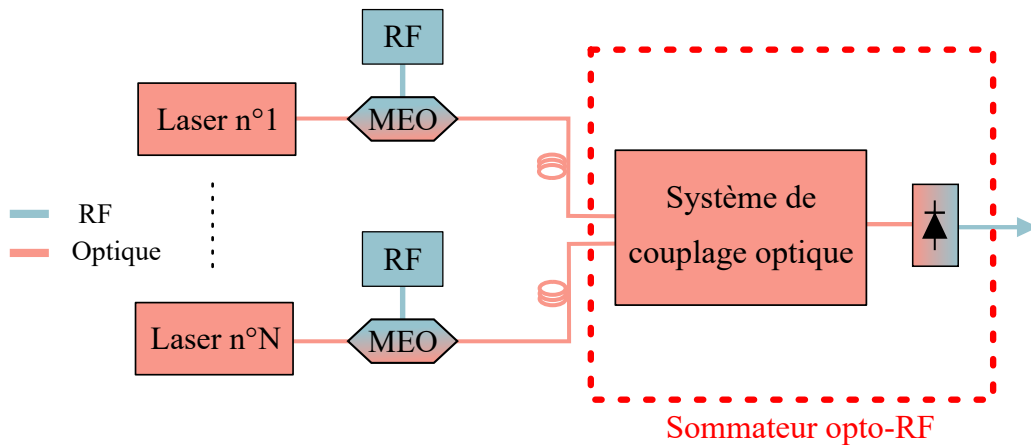


FIGURE 2.6 : Fonctionnement simplifié d'une sommation opto-RF utilisant un combineur optique

La puissance RF disponible après une photodiode est proportionnelle au carré des photocourants détecté par la photodiode (equation 2.1). Si la sommation des signaux est réalisée en amont de la photodiode et si nous considérons le cas où tous les signaux RF sont en phases sur les N voies d'entrée du sommateur afin d'éviter tout phénomène d'interférences destructives, la puissance RF disponible en sortie de la photodiode est cette fois proportionnelle au carré du nombre N de voie en entrée :

$$P_{RF_{tot}} = N^2 P_{RF_i} \quad (2.10)$$

La puissance de bruit, quant à elle, n'est proportionnelle qu'à la somme des puissance optique incidentes [95, 101] :

$$P_{bruit} = N P_{gre_i} + N P_{Rin_i} \quad (2.11)$$

Le rapport des équations (2.10) et (2.11) montre que le SNR_{tot} du système augmente avec le nombre de voies d'entrée :

$$SNR_{tot} = \frac{P_{RF_{tot}}}{P_{bruit}} = \frac{N P_{RF_i}}{P_{gre_i} + P_{Rin_i}} = N SNR_i \quad (2.12)$$

Cette équation montre que la sommation dans le domaine optique est plus intéressante d'un point de vue dynamique du système que la sommation dans le domaine RF. C'est donc cette approche qui sera considérée dans la suite de ce chapitre. Différentes solutions pour réaliser ce type de sommation étant possibles, le paragraphe suivant est axé sur la comparaison de leurs forces et faiblesses.

2.2.5 Méthodes de réalisation de la fonction de sommation optique

Coupleur optique

La première technique pour additionner plusieurs signaux optiques consiste à utiliser un coupleur. Ces composants simples permettent de relier une ou plusieurs entrées fibrées à une ou plusieurs sorties fibrées. Malheureusement, leur principal défaut réside dans leurs pertes d'insertion. En effet,

un coupleur 2 vers 1 correspond à un coupleur 2 vers 2 dont une seule sortie est utilisée. Cette architecture entraîne donc des pertes systématiques de 3 dB. Les coupleurs optiques composés de N voies d'entrées sont, quant à eux, réalisés en cascasant plusieurs coupleurs 2 vers 2. Les pertes optiques associés sont donc égales à $10 \log(N)$. En plus de ces pertes importantes, un autre problème interdit l'utilisation de ces composants dans le cadre d'un multiplexage temporel. En effet, les signaux optiques en sortie du sommateur sont superposés dans l'espace, or si deux signaux issus d'un même laser se recouvre spatialement, un phénomène d'interférence apparaît. Ce phénomène est dû à des fluctuations de phases entre les deux signaux superposés, ce qui induit des fluctuations d'amplitudes non contrôlable sur le signal résultant et donc l'apparition de bruit dit homodyne. Dans le cas où les deux signaux sont portés par des fréquences différentes, et si la différence entre ces fréquences est comprise dans la bande passante du photodétecteur, le signal RF résultant se trouve cette fois modulé par un signal de battement. Ce signal entraîne une fluctuation de puissance. On parle ici de bruit hétérodyne [102–105].

Multiplexeur en longueur d'onde

La technique de multiplexage en longueurs d'ondes, ou *wavelength division multiplexing (WDM)* en anglais, est une technique couramment utilisée dans des systèmes de communication très haut débit. Cette méthode permet de limiter les bruits d'homodynage et d'hétérodynage (si et seulement si les différences entre les fréquences optiques des lasers utilisés sont supérieures à la bande de fréquences des signaux RF à traiter). De plus, les multiplexeurs en longueurs d'ondes présentent très peu de pertes d'insertion. Cependant, la difficulté d'utilisation de cette méthode réside dans sa mise en œuvre. En effet, pour bien fonctionner il est essentiel que chaque signal RF en entrée soit porté par une longueur d'onde optique distincte. L'utilisation de plusieurs lasers [106, 107] ou en tout cas de techniques de décalage de spectre optique [108, 109] devient donc nécessaire. Ceci entraîne inexorablement une augmentation de la complexité et du coût du système.

Concentrateur optique avec séparation des faisceaux

Une dernière solution consiste à utiliser un concentrateur pour acheminer différents faisceaux optiques devant une seule et unique photodiode tout en évitant tout recouvrement spatial. La photodiode permet ensuite de réaliser la sommation et la conversion opto-RF des signaux simultanément. La taille de la photodiode étant inversement proportionnelle à sa bande passante, cette technique présente des difficultés de mise en œuvre dès lors que la fréquence des signaux RF utilisés est élevée. Cependant, différentes solutions ont été proposées ces dernières années. Ces solutions sont divisées en deux catégories : les guides d'ondes intégrés et les concentrateurs optiques fibrés.

Les guides d'ondes intégrés sont réalisés en venant superposer plusieurs couches de guides optiques avec des couches dites tampon (Fig. 2.7) [110]. Cette technique permet de concentrer plusieurs faisceaux sur une faible surface tout en limitant leurs interactions. Cependant, les pertes d'insertion entre les fibres utilisées en amont et le guide d'onde intégré s'avèrent non-négligeables et le nombre de fibres connectées est limité. De plus la réalisation de telles structures est encore complexe.

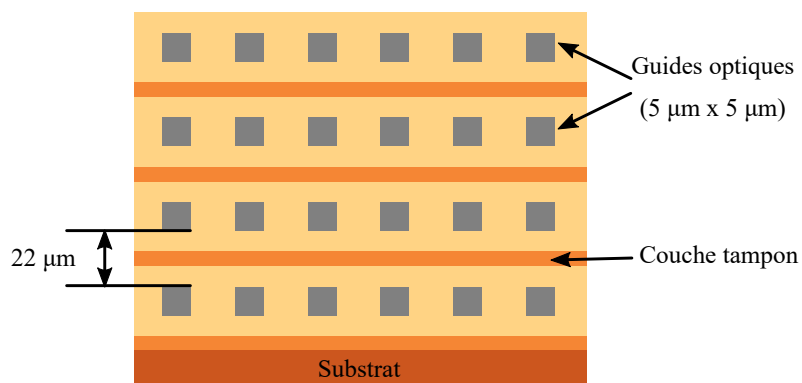


FIGURE 2.7 : Représentation de la face de sortie d'un guide d'ondes intégré [111]

Les concentrateurs optiques fibrés, quant à eux, permettent d'acheminer directement plusieurs fibres optiques devant une seule photodiode. Pour cela, une étape de diminution du diamètre de ces fibres, par étirage ou par amincissement de la gaine uniquement, est nécessaire. Cette solution présente moins de pertes optiques que les guides d'ondes intégrés mais le nombre de fibres pouvant être acheminées devant la photodiode est lui aussi limité.

Résumé des solutions de sommation opto-RF dans le domaine optique

Le tableau 2.1 présente un résumé des différentes méthodes de sommation optique introduites ci-dessus. Les concentrateurs optiques avec séparation des faisceaux sont les solutions les plus adaptées à une utilisation dans un système de multiplexage temporel. Toutefois, ces solutions sont trop vite limitées en nombre de fibres optiques.

Solutions	Avantages	Inconvénients
Coupleur optique	<ul style="list-style-type: none"> + Facilité de mise en oeuvre + Pas de limitation du nombre de fibres en entrée 	<ul style="list-style-type: none"> - Pertes élevées - Bruits d'homodynage et d'hétérodynage
Multiplexeur en longueur d'onde	<ul style="list-style-type: none"> + Faibles pertes + Pas de bruit d'homodynage ou d'hétérodynage (si la différence de fréquences optiques entre les lasers est suffisante) 	<ul style="list-style-type: none"> - Mise en œuvre complexe et onéreuse
Concentrateur optique intégré avec séparation des faisceaux	<ul style="list-style-type: none"> + Grand nombre de fibres en entrée possible + Pas de bruit d'homodynage ou d'hétérodynage 	<ul style="list-style-type: none"> - Fortes pertes - Réalisation technologique difficile

Concentrateur optique fibré avec séparation des faisceaux	+ Faibles pertes + Pas de bruit d'homodynage ou d'hétérodynage	- Compromis entre nombre de fibres en entrée et bande passante de la photodiode
---	---	---

TABLEAU 2.1 : Tableau récapitulatif des méthodes de sommation optique

2.3 Présentation des versions existantes du sommateur opto-RF développé au laboratoire XLIM

2.3.1 Première version du sommateur avec sortie multimodale

Les solutions présentées ci-dessus peinent à concilier un grand nombre de fibres optiques avec un niveau de bruit d'homo/hétérodynage faible. Or, il existe une méthode pour limiter ces bruits tout en permettant un recouvrement spatial des ondes. Cette méthode est utilisée dans [112], pour proposer une nouvelle approche de sommation optique permettant de pallier ces problèmes. Pour comprendre son fonctionnement, revenons un instant sur l'effet interférométrique.

2.3.1.1 L'effet interférométrique

L'effet interférométrique a été mis en évidence pour la première fois par Thomas Young au début du 19^{ème} siècle. Aujourd'hui, ce phénomène est couramment utilisé en industrie pour mesurer de faibles déplacements d'objets, des changements d'indices de réfraction ou pour évaluer l'irrégularité d'une surface de façon non-intrusive. Le phénomène d'interférence apparaît lorsque deux ondes de fréquences identiques se superposent. A ce moment-là, l'amplitude de l'onde résultante peut varier au cours du temps ou de l'espace en fonction de la phase des deux ondes incidentes. Lorsque les deux ondes incidentes sont en phases, un phénomène d'interférences constructives a lieu et l'amplitude de l'onde résultante est égale à deux fois la somme des amplitudes des ondes incidentes. A contrario, lorsque les deux ondes incidentes sont en opposition de phase, l'amplitude de l'onde résultante est égale à zéro. Or, pour que le phénomène d'interférométrie puisse exister d'un point de vue conservation de l'énergie, il est essentiel qu'en parallèle de la voie de sortie sur laquelle le signal résultant de ce phénomène est détecté, il existe une autre voie de sortie où un deuxième signal déphasé de π par rapport à ce premier, puisse se propager. Si aucune autre voie de sortie n'existe et si toute l'énergie issue de ce phénomène est captée par un même détecteur, alors il n'y a aucune raison de voir des fluctuations de puissances [100].

Ce principe est illustré en Fig. 2.8. Dans cet exemple, l'interférence de deux ondes optiques est réalisée en sommant ces dernières via l'utilisation d'un coupleur optique 2×2 . Dans le cas de la sous-figure (a), la puissance du signal obtenue en sortie de la première voie du coupleur varie en fonction du déphasage des deux ondes incidentes. La puissance du signal obtenue en sortie de la deuxième voie est, quant à elle, en opposition de phase par rapport à celle du premier signal.

Maintenant, si les deux voies sont observées avec une seule et unique photodiode, toute l'énergie issue des interférences est mesurée et la puissance du signal résultant ne varie plus en fonction du déphasage des signaux d'entrée. La première version du sommateur opto-RF a ainsi été développée en se basant sur le fait que le phénomène d'interférence entre deux signaux optiques pouvait être évité en intégrant spatialement l'intégralité des champs résultant.

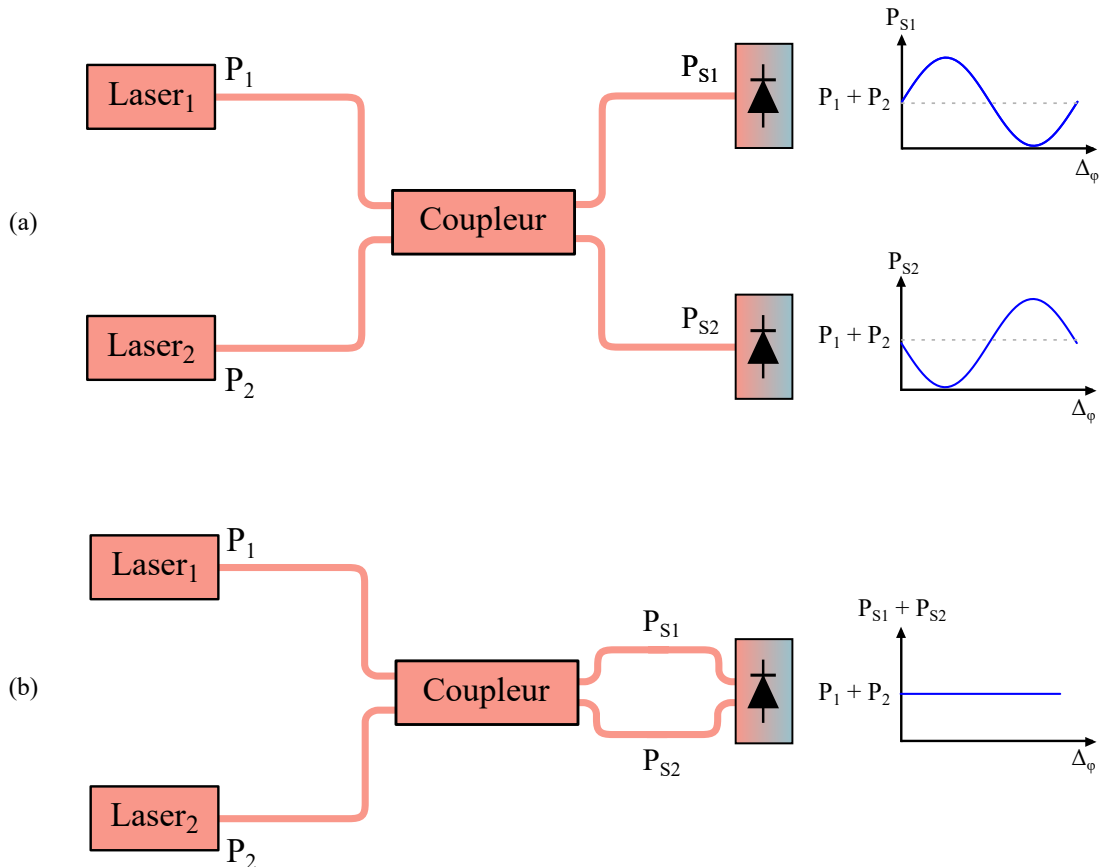


FIGURE 2.8 : Principe de mesure du phénomène d'interférométrie. Cas où plusieurs sorties existent (a). Cas où il n'y a qu'une seule sortie (b).

2.3.1.2 Principe de fonctionnement d'un sommateur avec superposition spatiale

L'idée du sommateur développé pour le projet OBIWAM est d'acheminer un maximum de fibres optiques en face d'une seule et unique photodiode afin de réaliser la sommation et la conversion des signaux optiques en signaux RF simultanément. Pour éviter tout problème d'apparition de bruits homodynes ou hétérodyne, la première version du sommateur est basée sur le principe des *photonic lanterns* [113, 114]. Ces composants sont constitués d'un cœur multimode en entrée et de cœurs monomodes en sortie (Fig. 2.9). Ces composants sont réalisés en étirant un ensemble de fibres optiques jusqu'à ce que ces dernières fusionnent entre elles.

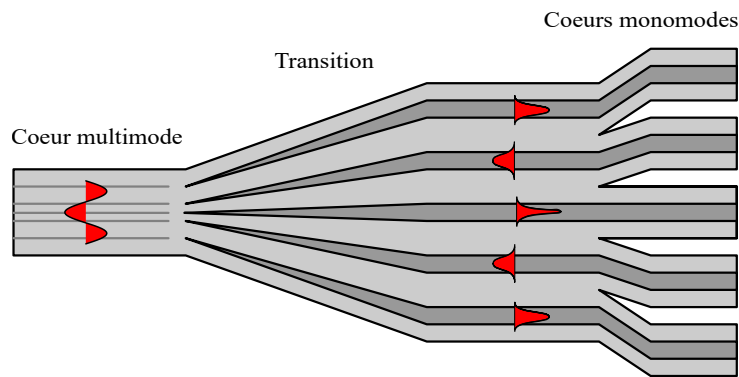


FIGURE 2.9 : Fonctionnement d'un *photonic lantern* [113]

L'utilisation de ce composant en inverse peut permettre de concentrer les faisceaux optiques issus de différentes fibres monomodes dans un cœur multimode. Cependant, pour cela il est essentiel de minimiser au maximum les pertes optiques afin de permettre la mesure de l'intégralité des champs en sortie et ainsi éviter tout phénomène d'interférométrie. La transition entre les cœurs monomodes et le cœur multimode doit donc être maîtrisée. En effet, lorsque le diamètre de cœur d'une fibre optique est diminué, ce dernier perd son pouvoir de guidage. Si la transition est réalisée de façon suffisamment graduelle, en d'autres termes si elle respecte les critères d'adiabaticité [115, 116], le mode fondamental, qui jusqu'alors était contenu dans le cœur, commence à se propager dans la gaine sans échanger d'énergie avec des modes d'ordres supérieurs. La gaine de la fibre finit alors par jouer le rôle de cœur optique et l'air entourant la fibre joue le rôle de gaine (Fig. 2.10).

La deuxième source de pertes qui peut apparaître lors de la réalisation d'une *photonic lantern* correspond à un problème de thermodynamique. En effet, pour bien fonctionner un guide d'ondes multimode doit accepter au moins autant de modes en sortie qu'il en accepte en entrée. Si ce n'est pas le cas, de la lumière acceptée en entrée peut se retrouver non guidée en sortie et doit donc trouver un autre moyen de sortir (i.e. à travers des modes évanescent). Elle se transforme donc en pertes pour le guide d'ondes. Dans le cas d'un *photonic lantern* inversé, des fibres monomodes vers le cœur multimode ne peut se faire sans perte que si le nombre de modes acceptés dans le cœur est supérieur au nombre de fibres [113].

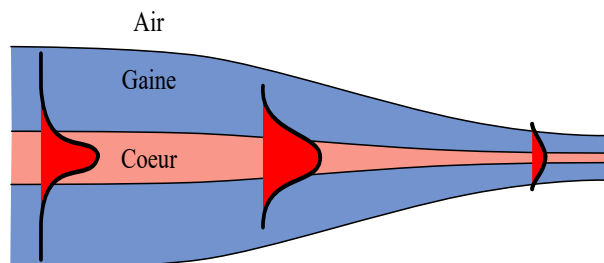


FIGURE 2.10 : Evolution du mode fondamental dans une fibre optique dont le diamètre diminue

En résumé, le principe de *photonic lanterns* peut être utilisé, dans le sens inverse (i.e. plusieurs fibres monomodes vers une sortie multimode), pour réaliser un concentrateur optique à condition que

la transition entre les différentes fibres d'entrée et la sortie respecte le critère d'adiabaticité et que le nombre de modes acceptés en sortie soit suffisant.

2.3.1.3 Réalisation d'un sommateur opto-RF avec sortie multimodale

Pour réaliser son sommateur optique, Nicolas Mothe [112] propose d'insérer des fibres optiques monomodes standards dans un capillaire (i.e. barreau de silice creux chauffé et étiré à l'aide d'une tour de fibrage pour créer des fibres optiques).

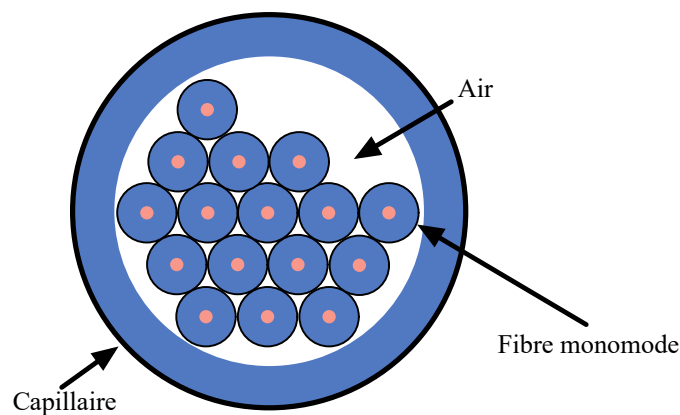


FIGURE 2.11 : Représentation de la disposition des fibres optiques dans la première version du sommateur opto-RF développée par Nicolas Mothe [112]

Cette structure est ensuite chauffée en son centre à l'aide d'un chalumeau sur une certaine longueur pendant que des moteurs, sur lesquels sont fixés les extrémités de la structure, sont utilisés pour l'étirer. Le contrôle de la vitesse de déplacement des moteurs ainsi que de la longueur de la zone sur laquelle est appliquée le chalumeau permet de contrôler la géométrie de la transition entre les extrémités et la zone centrale. Pour chauffer la silice il est nécessaire d'utiliser des sources avec des températures d'environ 1700°C. De plus, afin d'améliorer le contrôle de la zone de chauffe et afin d'avoir une transition la plus linéaire possible, la flamme doit être choisie fine.

La Fig. 2.12(a) montre la méthode de réalisation du concentrateur optique. Le capillaire de silice avec les fibres monomodes à l'intérieur est chauffé et étiré afin d'obtenir au centre une structure de diamètre assez petit pour éclairer une photodiode rapide. Dans cette zone, toutes les fibres sont fusionnées entre elles. La structure est ensuite divisée en deux au niveau du centre pour ne garder que la partie connectée aux fibres d'entrée. La Fig. 2.12(b), quant à elle, correspond au banc d'étirage utilisé par Nicolas Mothe. On y voit les deux moteurs d'étirage et le chalumeau positionné sur une platine de translation X,Y,Z commandée par des moteurs. Des bouteilles d'oxygène et de propane sont reliées au chalumeau pour créer la flamme nécessaire à l'étirement de la silice et les différents moteurs sont gérés via un programme LABVIEW.

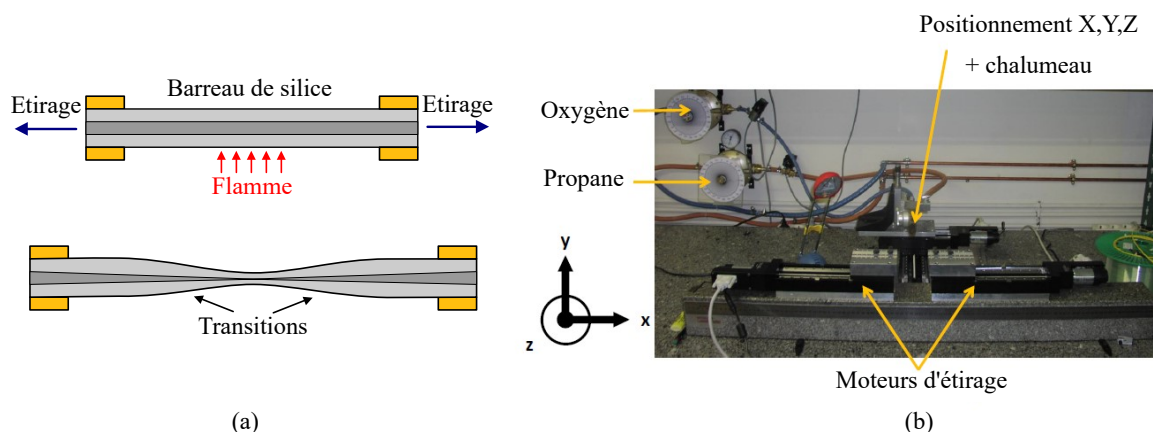


FIGURE 2.12 : Principe de la réalisation d'un concentrateur optique [113] (a), Banc d'étirage utilisé par Nicolas Mothe [112] (b).

Enfin, la Fig. 2.13 présente des photographies du sommateur optique. La sous-figure (a) montre une coupe du concentrateur optique à un diamètre extérieur de $800 \mu\text{m}$. Les différentes fibres optiques insérées dans le capillaire de silice sont encore reconnaissables. La photographie de la sous-figure (b) a, quant à elle, été prise une fois l'étirage fini. Le diamètre extérieur de la structure est alors de $67 \mu\text{m}$ et cette fois toutes les fibres ont fusionné entre elles. Cette partie est donc uniquement composée de silice et l'air entourant le composant joue le rôle de gaine optique. Enfin la sous-figure (c) est une vue générale du sommateur complet avec 15 fibres monomodes et un concentrateur optique.

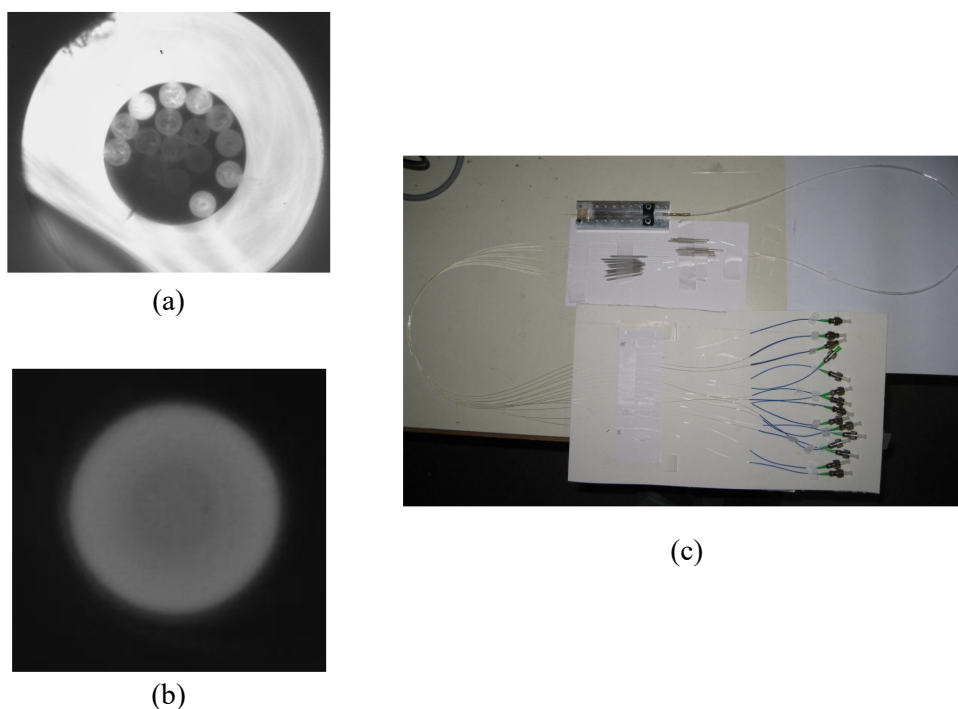


FIGURE 2.13 : Sommateur optique avec sortie multimodale [112]. Photographie de la face d'entrée du concentrateur (a), Photographie de la face de sortie du concentrateur (b), Photographie du sommateur avec les fibres d'entrée et le concentrateur optique (c).

2.3.1.4 Résultats et conclusion

Dans [93], Nicolas Mothe démontre la capacité du composant développé à réaliser une sommation des signaux RF tout en minimisant les pertes optiques. Pour cela il utilise un concentrateur à 19 voies avec une photodiode de 80 μm de diamètre avec une bande passante de 5 GHz. La caractérisation des pertes d'insertions des différentes voies du composant, prises individuellement, permet de mesurer une perte moyenne pour 14 premières voies de 1.9 dB. Sur les 5 voies restantes, 4 présentent des pertes moyennes de 2 dB et une de 3.8 dB. Cette différence de pertes peut s'expliquer par l'évolution du mode fondamental à travers les différentes fibres optiques qui ne respecte pas forcément les critères d'adiabaticité en fonction des conditions de leur fusion.

Afin de montrer la capacité du système à réaliser la fonction de sommation, seules les voies présentant des pertes moyennes de 1.9 dB sont utilisées. Une première série de mesure avec des signaux optique cohérent est réalisée. Les différentes voies sont sommées les unes aux autres progressivement et la valeur de puissance mesurée est comparée au calcul de la sommation des puissances des différentes voies mise en jeu. L'écart entre calcul et mesure est inférieur à 0.6 dB démontrant ainsi qu'il n'y a pas, ou peu, de bruit d'homodynage.

Une deuxième série de mesure est ensuite réalisée sur le principe de la première, mais cette fois en utilisant des signaux de longueurs d'ondes optiques différentes. Un analyseur de spectre permet de visualiser l'apparition d'un bruit d'hétérodynage. Cependant la dynamique entre ce pic de bruit et le pic principal est de 50 dB. Le bruit généré est donc considéré comme négligeable.

Ces deux séries de mesures permettent de valider la possibilité de superposer différents signaux optiques tout en limitant l'apparition de phénomène interférométrique. Cependant, d'autres problématiques liées à la réalisation du composant sont apparues au cours de ces manipulations.

Nous avons vu précédemment que lorsque le diamètre d'une fibre optique était suffisamment diminué, la lumière contenue dans son cœur se propageait dans la gaine et l'air qui entourait la fibre finissait par jouer le rôle de gaine. Le même effet apparaît dans le sommateur développé par Nicolas Mothe où, cette fois, tous les faisceaux lumineux en entrée se propage dans toute la structure en sortie. Toutes modifications de la surface du concentrateur (i.e. défauts, collage, poussières, rayures, etc...) entraînent donc une modification des conditions de propagation de la lumière. Cette modification entraîne alors une augmentation des bruits d' homo/hétérodynage caractéristiques du phénomène d'interférométrie.

Cette première version de sommateur opto-RF permet donc de montrer qu'il est possible de réaliser un sommateur opto-RF pouvant accepter un grand nombre de fibres optiques en entrée grâce à la superposition des faisceaux en sortie. Cependant la sensibilité de ce composant au condition de fusion des fibres ainsi qu'à son environnement direct (i.e. état de surface du concentrateur optique) reste trop contraignante pour une utilisation en milieu opérationnel.

2.3.2 Deuxième version du sommateur avec sortie multicœur

La deuxième version du sommateur opto-RF a été développée en 2015 par le professeur Philippe Di Bin et le doctorant Etienne Tartaret-Josnière [85]. Pour cette version une nouvelle approche a

été étudiée. En effet, la première version du sommateur souffrait, d'une part, d'une forte disparité entre les pertes d'insertion des différentes fibres d'entrée et, d'autre part, d'une forte sensibilité à son état de surface. Pour pallier ces problématiques l'idée de ce nouveau sommateur est de permettre de contenir les différents faisceaux optiques dans des zones monomodes individuelles et ceux malgré la diminution du diamètre des fibres optiques utilisées en entrée.

2.3.2.1 Conception du concentrateur optique

Pour réaliser un tel concentrateur, une canne air-silice microstructurée a été utilisée. La technologie de fabrication de ces cannes et des fibres qui en découlent est l'un des axes de recherches principaux du laboratoire XLIM depuis 1998. A contrario des fibres classiques qui sont constituées de deux matériaux : un matériau d'indice fort pour le cœur et un matériau d'indice plus faible pour la gaine, les fibres microstructurées ne sont constituées que d'une seule sorte de matériau mais présentent un arrangement de trous d'air invariant le long de l'axe de propagation. En fonction de la disposition des trous d'air, différentes fonctions peuvent être réalisées tel que la propagation d'ondes par bandes interdites qui permet de filtrer les longueurs d'ondes du faisceau incident ou la propagation d'un seul et unique mode quel que soit la longueur d'onde du faisceau lumineux utilisée [117].

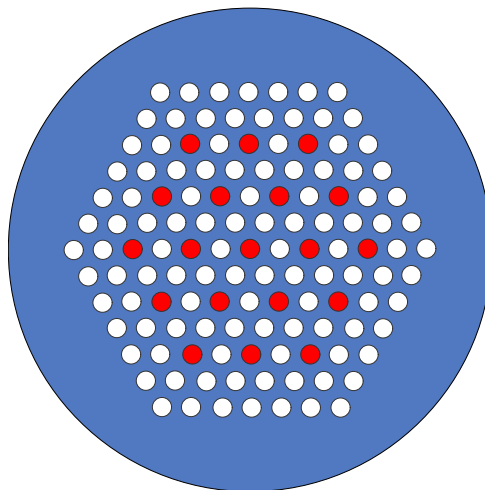


FIGURE 2.14 : Disposition des fibres optiques dans la deuxième version du sommateur opto-RF

Dans le cadre du concentrateur utilisé pour la sommation opto-RF, l'idée est d'utiliser les trous d'air de la fibre microstructurée pour contraindre les ondes optiques issues des différentes fibres. En effet, il a été montré précédemment que lorsqu'une fibre optique monomode perdait son pouvoir de guidage suite à une diminution de son diamètre de cœur, l'onde lumineuse se propageait dans la structure entière de la fibre optique et était contenue à l'intérieur par l'air entourant cette dernière. Une disposition appropriée des trous d'air autour des fibres monomodes permettrait alors de jouer le rôle de gaine pour maintenir une monomode tout au long du composant.

Le concentrateur développé par Etienne Tartaret-Josnière est constitué de 19 fibres optiques monomodes insérées dans les trous d'air d'une canne microstructurée de façon à garder un anneau de trous d'air autour de chaque fibre optique (Fig. 2.14). Une fois les 19 fibres optiques insérées

la structure entière est étirée sur le même principe que celui utilisé pour la première version du sommateur opto-RF. Ceci permet de passer d'un diamètre extérieur en entrée de 4 mm à un diamètre en sortie de 50 μm dont 20 μm utile avant d'éclairer une photodiode ultra rapide de 24 μm de diamètre (Fig. 2.15).

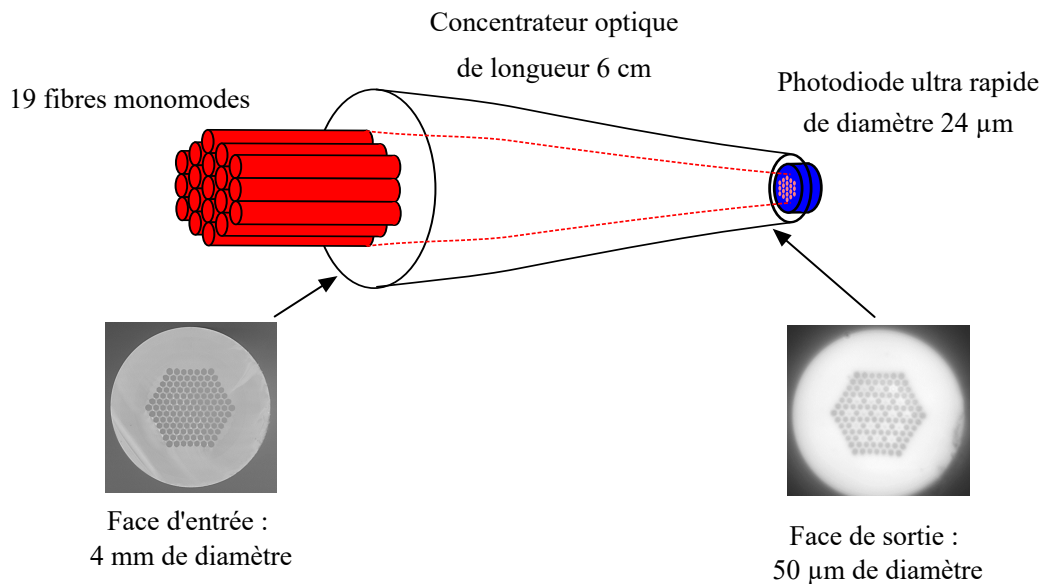


FIGURE 2.15 : Sommateur opto-RF de deuxième génération constitué de 19 fibres d'entrée. Les photographies positionnées à gauche et à droite du schéma montrent, respectivement, la face d'entrée de la canne et la face de sortie une fois les fibres insérées et le tout étiré. La silice est ici visible en gris clair et les trous d'air en gris foncé [85].

La Fig. 2.16 montre une simulation de la structure avec les logiciels COMSOL et MATLAB. Seule une coupe 2D prenant en compte une fibre monomode de diamètre de cœur 4 μm et de diamètre de gaine 80 μm entourée de 6 trous de diamètre 80 μm espacés de 170 μm est prise en compte. La simulation est réalisée à la longueur d'onde 1550 nm pour différents coefficients de réduction ($CR = \text{diamètre final}/\text{diamètre initial}$). Cette simulation permet de visualiser l'évolution du mode guidé par une fibre optique monomode à mesure que le diamètre de cette dernière diminue. Au début ($CR = 1$), le mode fondamental est confiné dans le cœur de la fibre optique. Puis, lorsque le coefficient de réduction diminue, l'onde optique commence à se propager dans la gaine ($CR \approx 0.4$). Enfin, pour un coefficient de réduction encore plus petit ($CR \approx 0.1$), la simulation montre que l'onde optique est contenue dans le cœur formé par les trous d'air. Elle semble valider l'approche imaginée pour cette nouvelle version du sommateur opto-RF.

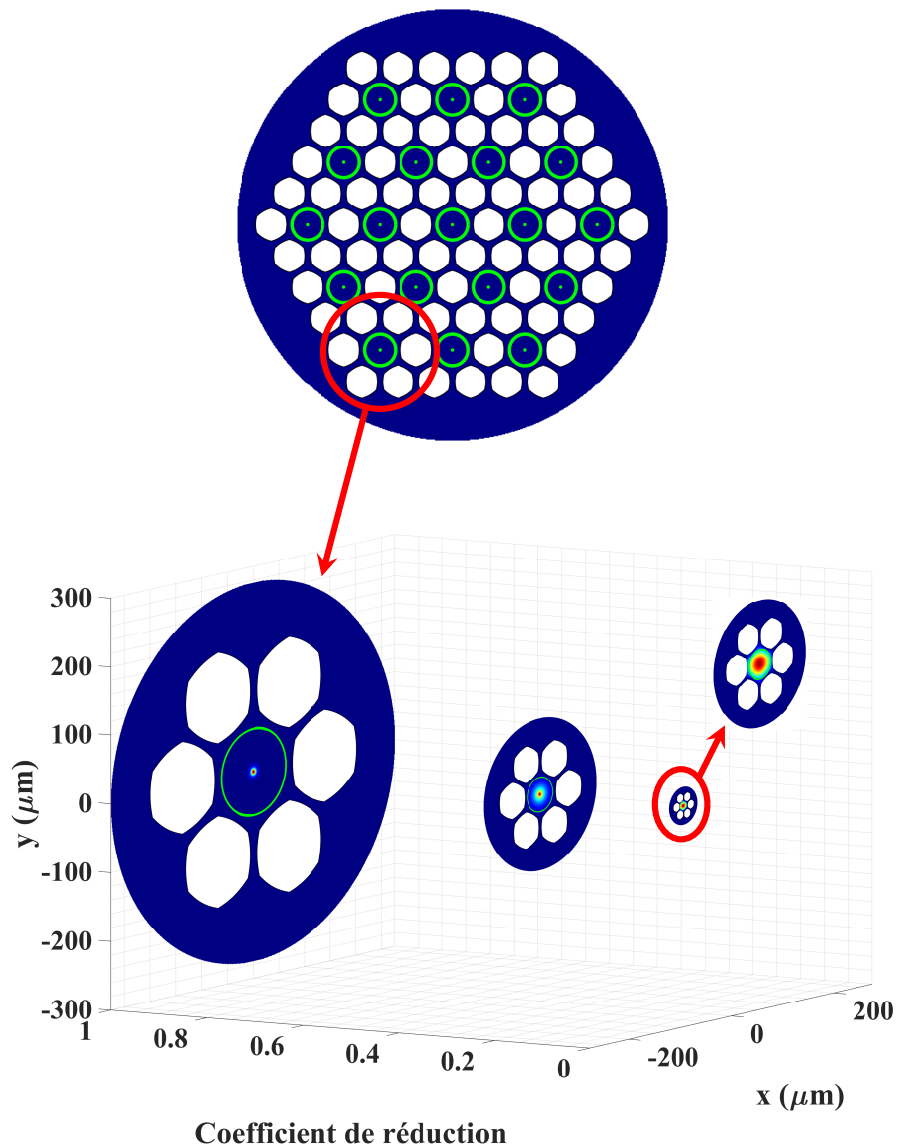


FIGURE 2.16 : Problématique de guidage de l'onde optique dans le sommateur lorsque le diamètre de ce dernier est diminué. Les fibres optiques monomodes sont représentées par les cercles verts et elles sont entourées de trous d'air représentés en blanc. Le reste de la structure correspond à la silice de la canne microstructurée. Les simulations de guidage du faisceau optique sont réalisées pour des coefficients de réduction de 1, 0.4 et 0.1.

2.3.2.2 Résultats et conclusion

Etienne Tartaret-Josnière démontre dans sa publication de 2016 [85] le bon fonctionnement du sommateur développé. Les propriétés de guidage sont tout d'abord évaluées en injectant un laser de longueur d'onde 1550 nm dans la fibre optique centrale de la structure. La face de sortie du concentrateur est observée à l'aide d'une caméra infrarouge. La Fig. 2.17 montre que l'onde optique se propage en restant centrée par rapport à la structure. Il n'y a pas de lumière qui apparaît au niveau des autres cœurs monomodes et la tâche de lumière du cœur considéré est uniforme. Les trous d'air permettent donc d'isoler chaque fibre optique de façon à maintenir une propagation monomode sur toute la longueur de la structure et ainsi limiter les pertes. Cette isolation est confirmée en Fig. 2.18, où cette fois un signal laser est injecté dans les 19 fibres qui composent le concentrateur. La propagation monomode pour chaque cœur est alors démontrée même si une légère inhomogénéité peut être observée. Cette inhomogénéité est expliquée dans l'article comme étant induite par un rapport de couplage déséquilibré au niveau du coupleur 1×32 utilisé.

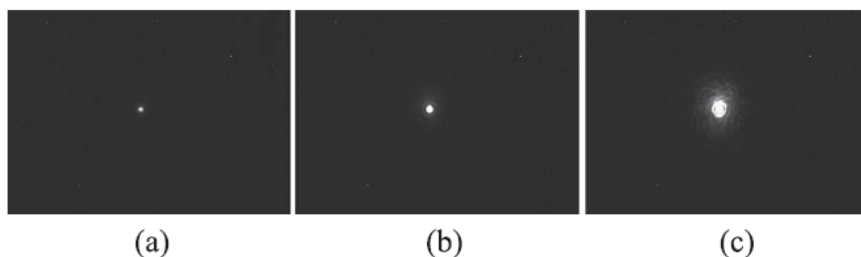


FIGURE 2.17 : Photographies de la face de sortie du concentrateur quand un laser de longueur d'onde 1550 nm est uniquement injecté dans la fibre centrale. Image non-saturée (a), 10 dB de saturation (b), 20 dB de saturation (c) [85]

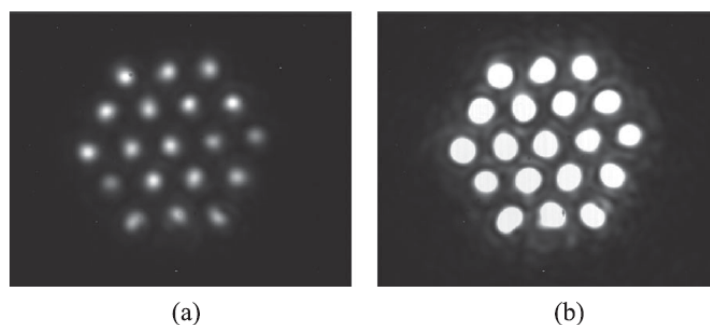


FIGURE 2.18 : Photographies de la face de sortie du concentrateur quand un laser de longueur d'onde 1550 nm est injecté dans toutes les fibres d'entrée du composant. Image non-saturée (a), 10 dB de saturation (b) [85]

Les pertes optiques sont ensuite mesurées. Ces pertes sont de l'ordre de 0.2 ± 0.1 dB à 1550 nm pour chacune des voies démontrant une forte transparence de ce composant. Enfin, sa capacité à sommer des signaux RF est étudiée. A l'image de ce qu'avait pu proposer Nicolas Mothe précédemment, un signal laser identique est envoyé à un nombre croissant de fibres optiques. La puissance RF mesurée

en sortie de la photodiode est alors comparée au calcul obtenu en sommant les puissances RF issues des différentes voies optiques prisent individuellement. L'écart entre les mesures de puissances RF résultantes et les calculs est inférieur à 0.2 dB. Aucun phénomène d'interférométrie n'apparait et le principe de sommation est donc validé.

Pour résumer, malgré le fait que cette deuxième version de sommateur soit plus difficile à réaliser car elle nécessite la fabrication de cannes microstructurées, les différentes mesures effectuées par Etienne Tartaret-Josnière montrent que les ondes optiques restent confinées dans une zone monomode sur toute la longueur du composant. Le concentrateur n'est donc plus sensible aux problématiques d'état de surface et les signaux étant séparés spatialement il n'y a plus de risque d'apparition de bruit d'homo/hétérodynage. Cependant, l'augmentation du nombre de fibres en entrée pour ce composant semble plus compliquée. En effet, l'ajout de 18 fibres (soit une couronne de cœurs supplémentaire) en entrée nécessiterait deux nouvelles rangées de trous d'air, et l'ajout de 42 fibres (soit deux couronnes de cœurs supplémentaires) nécessiterait quatre nouvelles rangées de trous d'air. L'ajout de fibres optiques augmente donc considérablement le diamètre d'entrée du concentrateur et il devient alors nécessaire de trouver des solutions pour augmenter le coefficient de réduction tout en respectant les critères d'adiabaticité.

2.4 Développement d'un sommateur de type Air-Clad

Dans le contexte du projet OBIWAM, l'objectif est de réaliser un démonstrateur à petite échelle (16 émetteurs et 12 récepteurs) dans l'optique de valider l'approche de reconstruction d'image rapide à l'aide d'une acquisition des signaux réfléchis par la scène par multiplexage temporel opto-RF. A l'issue des preuves de principes développées dans cette thèse, un grand nombre d'antennes pourrait être envisagé afin d'améliorer la qualité des images reconstruites. Dans ce cadre, il est prévu dans le projet OBIWAM d'étudier la possibilité de réaliser un sommateur opto-RF pouvant accueillir un minimum de cinquante fibres optiques en entrée.

Nous avons vu dans les paragraphes précédents que les deux versions du sommateur opto-RF existantes présentaient chacune des avantages mais aussi des inconvénients. Ainsi la première version avec sortie multimodale était facile à mettre en place et acceptait un grand nombre de fibres en entrée grâce à la superposition des faisceaux optiques au niveau de la photodiode. En contrepartie l'onde optique se propageait à travers tout le composant et chaque modification de la surface de ce dernier (i.e. défaut, collage, etc...) entraînait une augmentation des pertes. La deuxième version, quant à elle, permettait de maintenir une propagation monomodes des ondes en entrée. Cependant, les trous d'air qui étaient positionnés autour de chaque fibre optique et qui permettaient cette propagation, augmentaient l'encombrement de l'architecture et limitaient le nombre maximal de fibres en entrée. Pour obtenir un composant permettant de concentrer un grand nombre de fibres optiques tout en limitant les pertes, une nouvelle architecture de sommateur opto-RF est proposée.

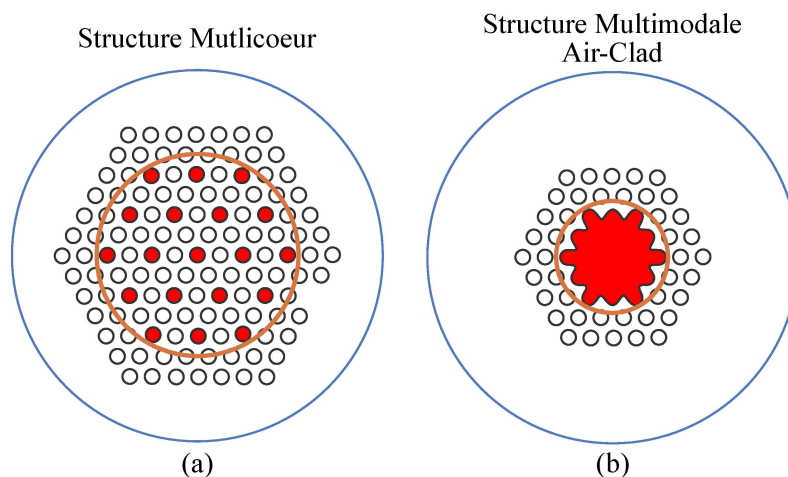


FIGURE 2.19 : Comparaison du diamètre de sortie utile d'un sommateur à sortie multicœur (a) avec celui d'un sommateur à sortie multimodale de type Air-Clad (b). Les deux schémas comportent tous les deux 19 fibres en entrée.

Cette nouvelle architecture propose de coupler une canne microstructurée et une sortie multimodes. Les fibres monomodes ne sont plus séparées physiquement les unes des autres mais deux anneaux de trous d'air sont disposés autour d'elles pour limiter la zone de propagation des ondes optiques. Cette architecture est de type Air-Clad. La Fig. 2.19 permet de faire une comparaison entre la version multicœur du composant et cette nouvelle version. Les deux schémas montrent la différence d'encombrement entre ces deux versions pour des paramètres initiaux identiques (i.e. nombre de fibres en entrée, diamètre des fibres et des trous d'air, espacement entre les trous d'air, etc...). La version multimode Air-Clad est, dans le cas de 19 fibres en entrée, 1.7 fois plus compacte que la version multicœur et les trous d'air qui entourent le cœur multimodale empêcheront les problèmes d'état de surface du composant. Cette nouvelle architecture devrait donc permettre de lier les avantages des deux versions précédentes tout en évitant les inconvénients.

Les paragraphes qui suivent montrent les études réalisées pour choisir les fibres monomodes qui seront utilisées ainsi que pour choisir l'architecture générale du concentrateur. La réalisation expérimentale du composant sera, quant à elle, effectuée en dehors du cadre de ce manuscrit.

2.4.1 Choix des fibres optiques monomodes

La première étude à réaliser avant la conception de ce nouveau sommateur opto-RF concerne le choix des fibres optiques monomodes qui seront insérées dans les trous d'air de la structure microstructurée. Ces fibres optiques seront choisies avec un diamètre de gaine réduit par rapport aux fibres standards du commerce (i.e. $80 \mu\text{m}$ au lieu de $125 \mu\text{m}$) afin d'optimiser au maximum la compacité de l'architecture. De plus, il est nécessaire que ces fibres présentent une forte capacité à guider le mode fondamental dans leurs cœurs malgré la diminution de leurs diamètres. En effet, pour éviter toute perte optique, les modes guidés ne doivent se propager dans la structure qu'une fois les trous d'air du Air-Clad suffisamment rapprochés.

Le moment où le mode fondamental s'échappe du cœur de la fibre est calculé par simulation

via le logiciel COMSOL piloté par MATLAB. La simulation consiste ici à déterminer l'évolution de l'indice effectif du mode fondamental le long d'une fibre étirée pour une longueur d'onde de 1550 nm. Cette longueur d'onde correspond à celle qui sera utilisée pour le multiplexage temporel opto-RF. Afin de réduire la complexité de l'algorithme, l'étirement de la fibre est considéré suffisamment lent pour réaliser l'approximation qu'à un point donné sa géométrie est invariante en translation. Cette approximation permet ainsi d'étudier une seule coupe 2D de la structure pour différents diamètres de fibre. Cette coupe 2D est réalisée en prenant en compte le profil d'indice de fibre mesuré. La simulation consiste ensuite à mailler la structure puis à résoudre les équations de Maxwell sur ce maillage. Afin d'obtenir un guidage d'ondes cohérent lorsque le diamètre de la fibre diminue suffisamment, la simulation est réalisée en définissant la zone entourant la fibre optique comme étant de l'air. En absence de source, les équations se simplifient et il ne reste plus qu'à chercher la solution de l'équation d'Helmholtz définie par :

$$\nabla^2 \vec{E}(r) + k_0^2 n_i^2 \vec{E}(r) = 0 \quad (2.13)$$

avec $\vec{E}(r)$ le champ électrique, $k_0 = 2\pi/\lambda$, le nombre d'onde, n_i l'indice de réfraction du milieu étudié et λ la longueur d'onde à laquelle est réalisée l'étude. La résolution de l'équation 2.13 permet d'obtenir les modes propres de propagation. Le simulateur donne accès à la constante de propagation (β) de ces modes propres. Cette constante est directement liée à l'indice effectif (n_{eff}) du mode :

$$\beta = k_0 n_{eff} \quad (2.14)$$

Afin qu'un mode propre soit guidé, il est nécessaire que son indice effectif respecte la condition suivante :

$$n_{gaine} < n_{eff} < n_{cœur} \quad (2.15)$$

Ainsi, le moment où le diamètre du cœur d'une fibre monomode ne lui permet plus de guider une onde optique correspond au moment où l'indice effectif du mode propre fondamental devient inférieur à celui de la gaine.

La recherche du diamètre minimal, permettant un guidage de l'onde optique dans le cœur, est réalisée avec 5 fibres du commerces :

- RC-SMF de chez Corning
- SM1550 80 μm de chez Ixblue
- 1550-HP-80 de chez Nufern
- CS1011-B de chez Optosun
- SM1500G80 de chez Thorlabs

La Fig. 2.20 présente les différents profils mesurés de ces fibres. Toutes les fibres sélectionnées ont des profils à saut d'indice présentant ou non un indice légèrement plus bas en leur centre. Leur rayon de cœur est compris entre 3 μm et 5 μm et leur indice de gaine est de 1.444. La Fig. 2.21 montre les indices effectifs des modes fondamentaux des différentes fibres en fonction du coefficient

de réduction (CR) qui leur est appliqué. Ce coefficient de réduction correspond au rapport entre le diamètre final et le diamètre initial de la fibre. La ligne en pointillé rouge montre l'indice de coupure du mode fondamental, à partir duquel ce dernier ne peut plus être guidé par le cœur de la fibre.

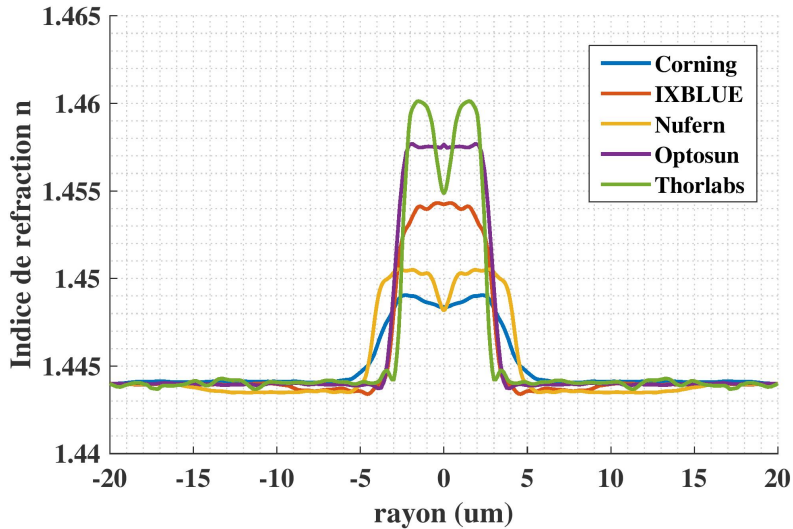


FIGURE 2.20 : Profils des fibres monomodes pré-sélectionnées pour la réalisation de la nouvelle version du sommateur opto-RF

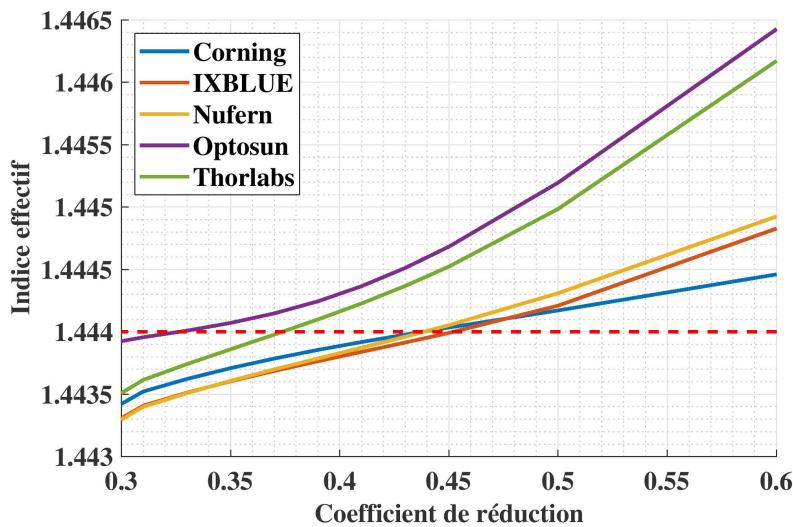


FIGURE 2.21 : Indice effectif du mode fondamental des fibres optiques en fonction du coefficient de réduction appliqué

Les fibres de chez Corning, Ixblue et Nufern, qui ont les indices de cœur les plus bas perdent leurs pouvoirs de guidage lorsqu'un coefficient de réduction d'environ 0.45 est appliqué. La fibre de chez Thorlabs qui présente l'indice de cœur le plus haut guide, quant à elle, l'onde jusqu'à un coefficient de réduction de 0.37. Enfin, la fibre de chez Optosun, dont l'indice de cœur est inférieur à celui de la fibre de chez Thorlabs, mais dont le profil ne présente pas de creux, garde son pouvoir de guidage jusqu'à un coefficient de réduction de 0.33. C'est cette fibre qui sera choisie pour la réalisation du

nouveau sommateur. Le tableau 2.2 montre un récapitulatif des différents coefficients de réduction à partir desquels le cœur des fibres optiques ne permet plus un guidage du mode fondamental.

Fibres :	Corning	IXBLUE	Nufern	Optosun	Thorlabs
Coefficient de réduction ne permettant plus un guidage de l'onde	0.44	0.46	0.44	0.33	0.37

TABLEAU 2.2 : Tableau récapitulatif des coefficients de réduction entrainant une perte du pouvoir de guidage des cœurs des fibres optiques

2.4.2 Etude du nombre de modes en sortie du concentrateur optique

Comme vu dans le paragraphe 2.3.1.2, pour qu'un concentrateur optique fonctionne il est essentiel que le nombre de modes pouvant être propagés en sortie soit supérieur au nombre de modes présent en entrée [113]. Le nouveau sommateur réalisé dans le cadre du projet OBIWAM sera constitué de 61 fibres réparties en 7 anneaux avec 2 anneaux de trous d'air autour (Fig. 2.22). Les fibres seront des fibres monomodes. Le nombre de mode en entrée sera donc égal au nombre de fibres. La photodiode en sortie aura un diamètre d'environ $15 \mu\text{m}$ afin d'assurer une bande passante supérieur à 20 GHz. Le diamètre utile en sortie du concentrateur optique devra donc être égal ou inférieur à ces $15 \mu\text{m}$.

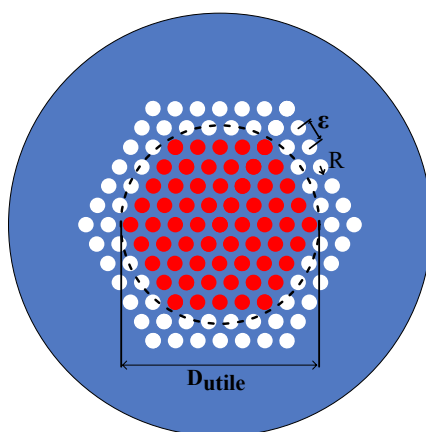


FIGURE 2.22 : Coupe 2D de l'entrée de la nouvelle version du sommateur avec 61 fibres (ronds rouges) et 2 couronnes de trous d'air (ronds blancs) autour.

L'étude du nombre de modes pouvant se propager en sortie de ce concentrateur est réalisée via une nouvelle série de simulations. A l'image des précédentes, cette nouvelle série de simulations est basée sur le principe du calcul de modes propres dans une structure 2D. Cette structure représente ici la face de sortie du concentrateur avec un diamètre de gaine de fibre initial de $80 \mu\text{m}$ et un diamètre de trous d'air initial de $80 \mu\text{m}$ aussi. Enfin, la longueur d'onde utilisée pour la simulation est de 1550 nm .

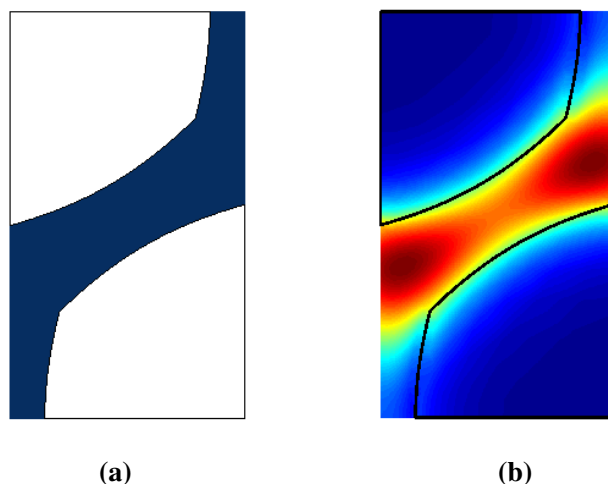


FIGURE 2.23 : Motif élémentaire de la gaine optique composée de trou d'air (la silice est représentée en bleu foncé et l'air en blanc) (a). Mode fondamental se propageant dans ce motif (b).

Lors de la conception du concentrateur de l'air est injecté dans les trous pour éviter qu'ils se referment. Cette pression exercée sur les parois intérieures tend à déformer les trous. Afin de s'approcher au plus de la réalité, une forme hexagonale leur est appliquée lors de la simulation. De plus, en sortie du concentrateur les fibres monomodes sont fusionnées entre elles et le diamètre de leurs cœurs les rends négligeable. L'approximation est donc faites que ces fibres ne sont constituées que de silice d'indice de réfraction 1.444 (i.e. indice de réfraction des gaines de ces fibres). La canne microstructurée, qui est la base du concentrateur optique, étant elle aussi constituée de silice d'indice de réfraction 1.444, toute la structure simulée sera matérialisée avec ce même matériau.

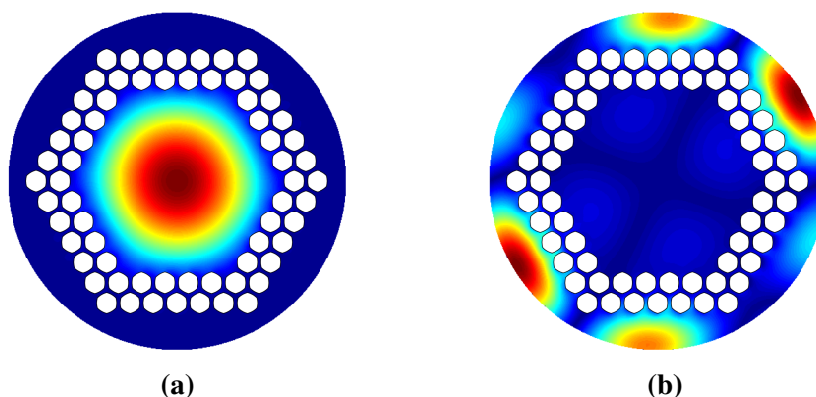


FIGURE 2.24 : Exemple de calcul de modes pouvant se propager à l'intérieur de la zone délimitée par les trous d'air (a) et à l'extérieur (b).

Les modes pouvant être acceptés en sortie du concentrateur ont un indice effectif compris entre celui de la silice et celui de la gaine définie par les anneaux de trous d'air (équation 2.15). Cet indice ne pouvant être calculé directement, une simulation est réalisée afin de définir l'indice effectif du

mode fondamental se propageant dans le motif élémentaire de cette gaine (Fig. 2.23). Le calcul du nombre de modes en sortie du concentrateur est ensuite réalisé en recherchant tous les modes propres de la structure ayant un indice effectif compris entre l'indice de la silice et celui du mode fondamental du motif élémentaire de la gaine. Les solutions trouvées par le simulateur pouvant aussi bien être localisées à l'intérieur de la gaine qu'à l'extérieur (Fig. 2.24), un calcul prenant en compte la répartition de l'énergie du mode permet de définir si la solution est cohérente ou non.

Pour définir la géométrie du concentrateur deux études sont proposées. La première correspond à l'épaisseur du pont de silice présent entre les trous d'air de la canne microstructurée. Lorsque cette épaisseur augmente, les différents modes guidés à l'intérieur du cœur multimodal sont moins contraint et leur nombre diminue. A contrario, lorsque l'espacement diminue, la structure perd en solidité. Il est donc important d'optimiser ce paramètre. La deuxième étude est axée sur l'impact du diamètre utile en sortie du concentrateur. Plus ce diamètre est grand et plus il y aura de modes acceptés en sortie. Cependant dans le cadre du projet OBIWAM, la photodiode utilisée en sortie doit avoir un diamètre égal ou inférieur à $15 \mu\text{m}$. Un diamètre utile inférieur peut permettre la relaxation des contraintes d'alignement entre la sortie du concentrateur et la photodiode. Ces deux études sont présentées dans les sous-paragraphes suivants.

Epaisseur du pont de silice

Afin d'étudier l'impact de l'épaisseur du pont de silice entre les trous d'air, le diamètre utile de sortie est fixé à $15 \mu\text{m}$. La Fig. 2.25 montre le nombre de modes guidés en sortie du concentrateur en fonction de cette épaisseur. Le nombre de modes minimum pour que le sommateur fonctionne est délimité par la ligne en rouge pointillé.

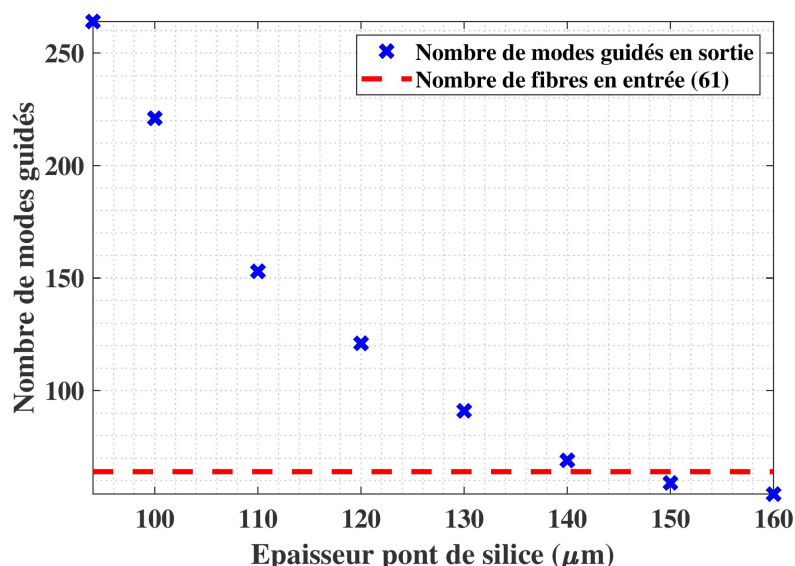


FIGURE 2.25 : Evolution du nombre de modes en sortie du concentrateur optique en fonction de l'écart entre les trous d'air.

Cette limite est choisie pour permettre l'utilisation de 4 couronnes de fibres en entrée. L'étude

montre qu'il est nécessaire d'avoir une épaisseur de pont de silice initiale (i.e. avant application du coefficient de réduction) entre les trous d'air inférieure à $140 \mu\text{m}$ pour que le concentrateur optique soit utilisable dans ces conditions. Cependant, afin de garder une marge, une épaisseur du pont de silice de $100 \mu\text{m}$ sera choisie pour la suite des simulations.

Etude du diamètre utile du concentrateur en sortie

La deuxième étude porte sur le diamètre utile du concentrateur en sortie. Afin de limiter les pertes du sommateur il est essentiel que ce diamètre soit plus petit que celui de la photodiode utilisée. Le diamètre de cette dernière étant inversement proportionnel à sa bande passante, plus le diamètre en sortie sera petit plus il sera envisageable d'utiliser des photodiodes avec des bandes passantes élevées. Afin de trouver le diamètre minimal permettant un bon fonctionnement du sommateur, une étude est réalisée avec les paramètres d'espacement et de diamètre des trous vus précédemment. La Fig. 2.26 montre les résultats de cette étude. On constate ainsi qu'avec un diamètre de $15 \mu\text{m}$ le sommateur peut accepter jusqu'à 264 fibres en entrée. A contrario, avec 61 fibres en entrée, le diamètre utile en sortie du concentrateur ne doit pas être inférieur à $8 \mu\text{m}$

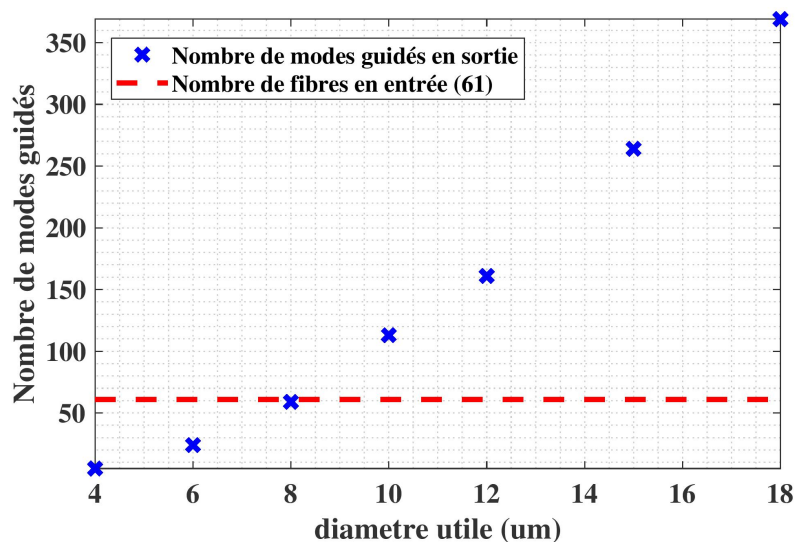


FIGURE 2.26 : Evolution du nombre de modes en sortie du concentrateur optique en fonction du diamètre utile de ce dernier

2.4.3 Conclusion pour une topologie de type Air-Clad

Les paragraphes précédents présentaient les études préliminaires nécessaires à la conception d'une nouvelle version du sommateur opto-RF qui sera utilisé dans le cadre du projet OBIWAM. La première étude portait sur la recherche d'une fibre optique dont le pouvoir de guidage permettrait de retarder au maximum le moment où le mode fondamental n'est plus guidé par le cœur de la fibre. Pour cela les profils d'indices mesurés de 5 fibres optiques du commerce ont été implémentés dans un simulateur 2D permettant de calculer l'indice effectif du mode fondamental en fonction du coefficient de réduction qui est appliqué à la fibre optique. Parmi les fibres testées, celle qui permettait de contenir

le mode fondamental le plus longtemps était la fibre CS1011-B de chez Optosun. Cette fibre sera donc utilisée pour la réalisation du sommateur opto-RF. La deuxième étude portait sur le nombre de modes pouvant être guidés en sortie du concentrateur. Ce paramètre essentiel au bon fonctionnement du composant doit être supérieur ou égal au nombre de fibres monomodes en entrée. Des simulations prenant en compte une coupe 2D de la face de sortie du concentrateur ont permis de définir deux règles essentielles. La première concerne l'épaisseur du pont de silice présent entre les trous d'air qui compose la canne microstructurée. Il a ainsi été montré que pour un bon fonctionnement cette espacement ne devait pas être supérieur à $140 \mu\text{m}$. La deuxième simulation, quant à elle, a permis de constater que le diamètre utile en sortie du concentrateur devait être compris entre $15 \mu\text{m}$ (i.e. diamètre de la photodiode utilisée) et $9 \mu\text{m}$. Les conclusions faites ici seront prises en compte lors de la réalisation de la nouvelle version du sommateur.

2.5 Conclusion du chapitre

Ce deuxième chapitre était axé sur la présentation du composant permettant la sommation des signaux optiques dans une architecture de multiplexage temporel. Ce composant, de par sa configuration innovante, autorise le multiplexage d'un grand nombre de signaux hautes fréquences tout en présentant un minimum de pertes, ce qui n'est pas le cas des solutions de multiplexage temporel utilisées aujourd'hui dans les systèmes d'imagerie radar à courte portée. Afin de comprendre les raisons de cette amélioration, la première partie de ce chapitre présentait la fonction de sommation opto-RF et ses différentes contraintes. La deuxième partie, quant à elle, était axée sur les anciennes versions du composant qui ont permis de valider l'idée d'une sommation opto-RF à l'aide d'un concentrateur optique et d'une unique photodiode. Enfin, la dernière partie du chapitre proposait d'étudier les différents paramètres nécessaires à la réalisation d'un nouveau sommateur répondant aux attentes du projet OBIWAM. Ce composant sera réalisé en dehors du cadre de la thèse présentée ici. Dans la prochaine étape de ce manuscrit nous verrons donc comment ce type de composants peut être intégré dans un système d'imagerie à courte portée.

CHAPITRE 3

Système d'imagerie opto-RF en bande C

Sommaire

3.1	Introduction	66
3.2	Mise en place d'un système d'imagerie MIMO opto-RF en régime impulsionnel	66
3.2.1	Etude de la configuration du réseau MIMO	66
3.2.2	Présentation et caractérisation de l'architecture de multiplexage opto-RF utilisée	72
3.2.3	Présentation de l'architecture globale du système d'imagerie opto-RF	75
3.2.4	Modélisation mathématique du comportement du système d'imagerie et développement de deux méthodes de reconstruction	77
3.2.5	Calibration du système d'imagerie	82
3.2.6	Caractérisation du système d'imagerie	83
3.2.7	Etude de la capacité du système à reconstruire des scènes complexes	87
3.2.8	Conclusion sur la mise en place d'un système d'imagerie opto-RF	91
3.3	Intégration d'une architecture FMCW au système d'imagerie opto-RF	92
3.3.1	Présentation de l'architecture FMCW	92
3.3.2	Modélisation mathématique de l'utilisation de signaux FMCW	93
3.3.3	Etude de l'impact des signaux FMCW sur la reconstruction d'images par simulation	96
3.3.4	Validation expérimentale de l'intégration de l'architecture FMCW	101
3.3.5	Conclusion sur l'intégration d'une architecture FMCW	102
3.4	Conclusion du chapitre	102

3.1 Introduction

Dans ce troisième chapitre de thèse, un système d'imagerie multiple-input multiple-output (MIMO) fonctionnant en bande C pour des applications courtes portées est mis en place. Ce système d'imagerie utilise en réception une architecture de multiplexage temporel opto-RF composée, d'une part, de lignes à retard fibrées et, d'autre part, d'un sommateur opto-RF avec sortie multicœur.

Dans un premier temps, le système d'imagerie sera développé en régime impulsionnel. Il sera alors présenté puis caractérisé en terme de bilan de liaison, de résolution transverse, de zone de visibilité (FOV) (i.e. dimension de la scène pouvant être reconstruite avant apparition de phénomènes de repliement) et de capacité à reconstruire des scènes plus ou moins complexes. Enfin, ce système sera comparé à un second système d'imagerie utilisant un réseau d'antennes identique mais dans lequel il n'y aura aucun composant optique. L'acquisition se fera de façon séquentielle avec une matrice de commutation RF.

Dans un second temps, le mode impulsionnel sera remplacé par une architecture à modulation de fréquence (*frequency modulated continuous wave* (FMCW)). Cette architecture permettra de diminuer les contraintes liées à l'échantillonnage des signaux multiplexés temporellement. Cependant, nous verrons que l'utilisation de cette architecture entraîne une distorsion de phase des signaux reçus. Cette distorsion sera étudiée via différentes simulations et une méthode de compensation sera proposée. Finalement, l'utilisation de signaux FMCW avec l'architecture opto-RF sera validée expérimentalement.

3.2 Mise en place d'un système d'imagerie MIMO opto-RF en régime impulsionnel

3.2.1 Etude de la configuration du réseau MIMO

Le système d'imagerie développé dans ce chapitre doit permettre de scanner une scène à 1.5 m de profondeur avec une FOV et une résolution transverses de respectivement 80 cm et 5 cm, le tout dans la bande de fréquences de 2 GHz centrée autour de 6.25 GHz. Pour atteindre ces performances un réseau MIMO 2D sera utilisé. Afin d'optimiser la disposition des antennes qui le composera, revenons un instant sur le concept d'ouverture rayonnante synthétique abordée dans le chapitre 1. Ce concept permet de décrire le comportement du réseau d'antennes en champ lointain. Dans ces conditions, les facteurs de réseaux 2D a_t et a_r des antennes d'émission et de réception sont définis par [118] :

$$a_t(\xi, \eta) = \iint g_t(x, z) e^{-j(k_x x_t + k_z z_t)} dx_t dz_t \quad (3.1)$$

$$a_r(\xi, \eta) = \iint g_r(x, z) e^{-j(k_x x_r + k_z z_r)} dx_r dz_r \quad (3.2)$$

g_t et g_r représentent les fonctions de distributions des antennes d'émission et de réception et, k_x et k_z correspondent aux projections du vecteur d'ondes k suivant les axes transverses x et z . Ces deux

composantes sont définies dans le plan cylindrique par le système d'équations suivant :

$$k_x = k \sin(\theta) \cos(\phi) \quad (3.3)$$

$$k_z = k \sin(\theta) \sin(\phi) \quad (3.4)$$

Le facteur de réseau virtuel obtenu en combinant les réseaux d'émission et réception s'écrit alors :

$$\begin{aligned} a(\xi, \eta) &= a_t(\xi, \eta) \times a_r(\xi, \eta) \\ &= \mathcal{F}_{2D}[g_t(x, z)] \times \mathcal{F}_{2D}[g_r(x, z)] \\ &= \mathcal{F}_{2D}\left[\underbrace{g_t(x, z) * g_r(x, z)}_{g_v(x, z)}\right] \end{aligned} \quad (3.5)$$

L'équation 3.5 montre ainsi qu'un réseau virtuel 2D, correspondant à la convolution des fonctions de distributions des réseaux d'émission et réception, peut être défini pour décrire le comportement du système d'imagerie MIMO en champ lointain. La résolution transverse théorique de ce réseau virtuel correspond à la distance minimale à partir de laquelle il est possible de distinguer deux cibles adjacentes avec un minimum de 50% d'amplitude (i.e. 3 dB). Ce paramètre dépend de l'ouverture rayonnante du réseau et donc de sa dimension physique. Il est défini par l'équation suivante [25] :

$$\delta_{x/z} = \frac{Rc}{f_c D_{x/z}} \quad (3.6)$$

avec R la distance séparant la cible des antennes, c la célérité, f_c la fréquence centrale de fonctionnement du système et $D_{x/z}$ la dimension physique du réseau suivant les axes x et z . La dimension maximale de l'image de la scène reconstituée dépend, quant à elle, de l'échantillonnage spatiale des ondes réfléchies par la scène. Selon le théorème de Shannon - Nyquist, cette dimension est maximale pour un échantillonnage de l'onde en $\lambda_c/2$. Dans ces conditions et en champ lointain, les lobes de réseau dont l'amplitude est comparable à celle du pic principal sont limités à des angles rasant. Cependant, dans le cas d'imagerie MIMO à courte portée, cette échantillonnage ne peut pas toujours être atteint. Les lobes de réseau sont alors dans le champ de vision du système ce qui génère l'apparition d'artefacts. La distance séparant ces artefacts de l'image d'une cible ponctuelle est appelée *Field of View (FOV)*. Ce paramètre est défini par :

$$FOV_{x/z} = \frac{Rc}{f_c d_{x/z}} \quad (3.7)$$

avec $d_{x/z}$ l'espacement inter-antennes suivant les axes x et z . Le système d'imagerie développé ici fonctionnera en champ proche. Toutefois, le principe d'ouverture rayonnante équivalente sera conservée afin d'aider au pré-dimensionnement du réseau qui sera constitué de 16 antennes d'émission et 16 antennes de réception. Le réseau équivalent, avec l'approximation champ lointain, sera donc composé de 256 antennes qui devront être réparties de façon uniforme dans une configuration en carré afin d'obtenir des performances identiques suivant les deux axes x et z . Afin d'obtenir une *FOV*

transverse de 80 cm à 1.5 m, ces antennes seront espacées de 9 cm. La taille du réseau sera donc de $135 \times 135 \text{ cm}^2$ ce qui permettra de scanner une scène située à 1.5 m avec une résolution transverse de 5.2 cm. Deux topologies de réseaux MIMO permettent la synthétisation d'un tel réseau virtuel. Ces deux topologies sont présentées en Fig. 3.1. La première topologie (a) correspond à une disposition des antennes en croix alors que la deuxième topologie (b) correspond à une disposition des antennes en carré.

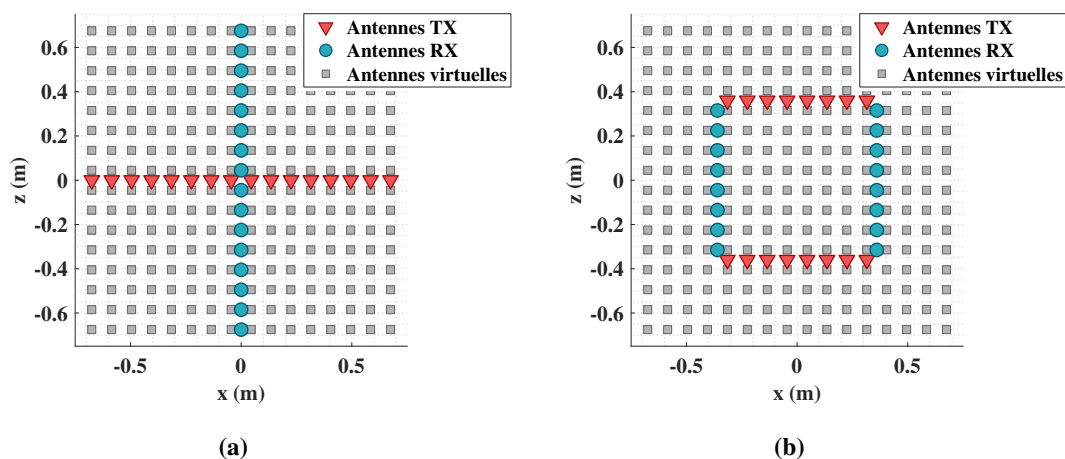


FIGURE 3.1 : Positionnement des antennes MIMO en configuration en croix (a) et en carré (b)

Les performances optimales de ces deux configurations peuvent être calculées à l'aide de la réponse spatiale à une excitation ponctuelle (*Point Spread Function* (PSF), en anglais). Cette fonction permet de vérifier la réponse d'un réseau d'antennes en termes de résolution et de FOV, mais aussi d'étudier la dynamique maximale qui pourra être obtenue lors de la reconstruction d'une scène (ce paramètre dépend aussi des méthodes de reconstructions utilisées).

Les PSF des configurations en croix et en carré sont présentées en Fig. 3.2 et Fig. 3.3. Ces PSF ont été calculées à 6.25 GHz avec une cible positionnée à 1.5 m des réseaux. Les sous-figures (a) correspondent aux PSF des réseaux d'émission et les sous-figures (b) correspondent aux PSF des réseaux de réception. Pour une topologie donnée, les facteurs de réseaux des antennes d'émission et de réception sont identiques mais orientés respectivement suivant l'axe z ou l'axe x . La ressemblance des PSF associées montre que les rôles de ces antennes peuvent être inter-changés sans modifier les caractéristiques du réseau MIMO.

La mesure des interactions de toutes les antennes d'émission vers toutes les antennes de réception permet d'obtenir une reconstruction de la cible résolue suivant les deux axes transverse (sous-figures (c)).

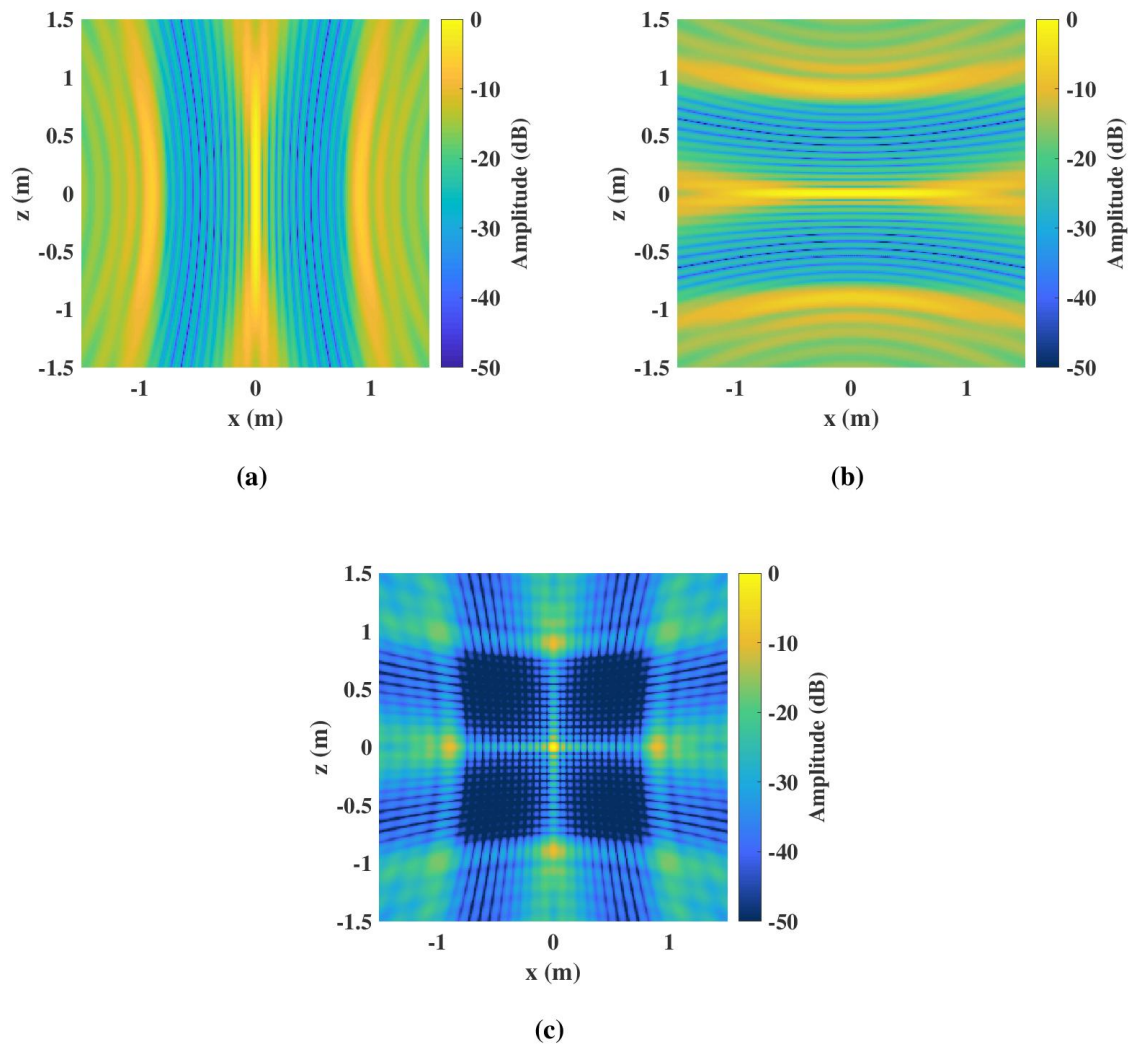


FIGURE 3.2 : Etude des PSF d'un réseau MIMO en configuration en croix (Fig. 3.1 (b)). PSF du réseau d'émission (a), PSF du réseau de réception (b), PSF des réseaux d'émission et de réception mis en commun (c).

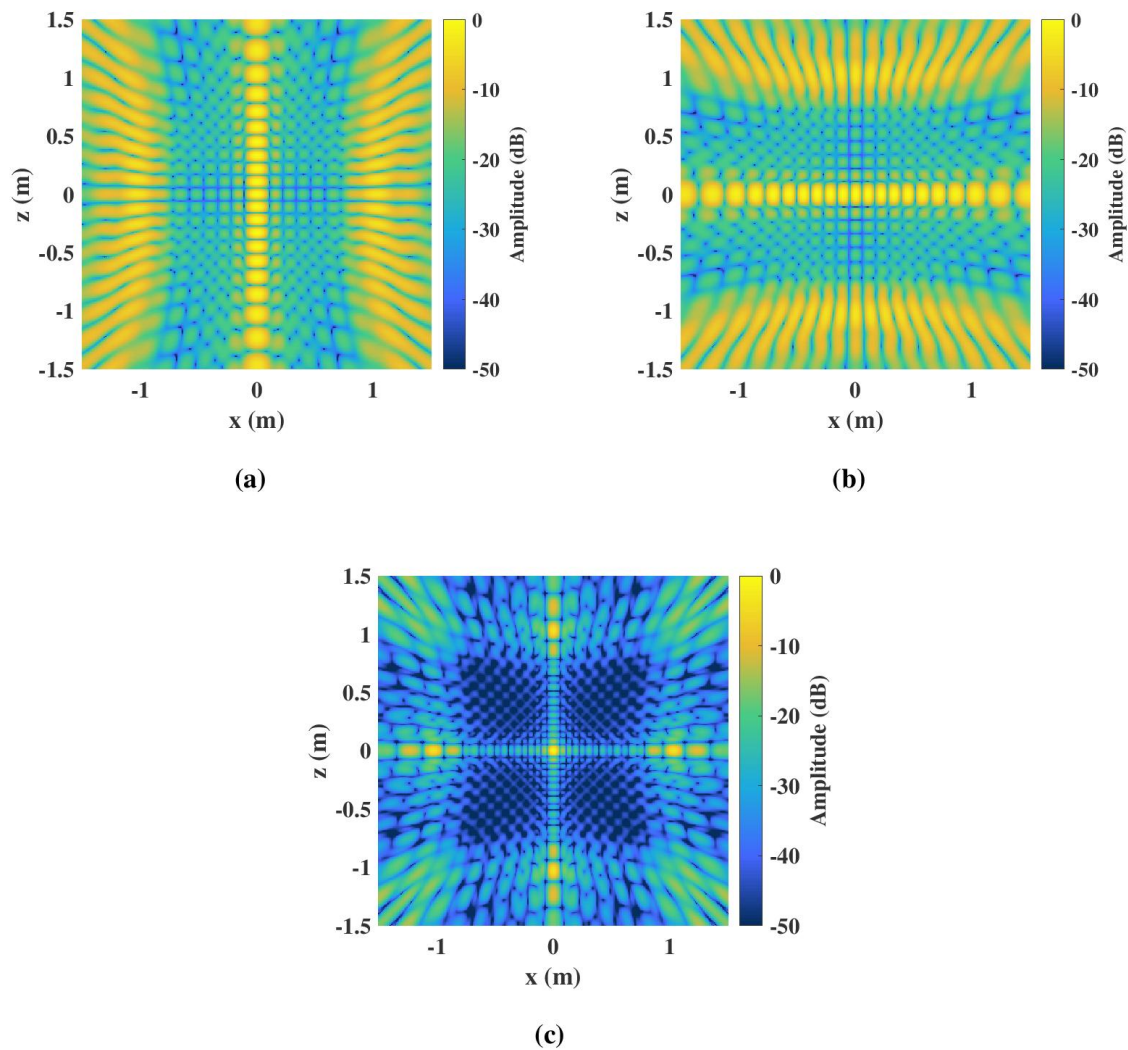


FIGURE 3.3 : Etude de la PSF d'un réseau MIMO en configuration en carré (Fig. 3.1 (b)). PSF du réseau d'émission (a), PSF du réseau de réception (b), PSF des réseaux d'émission et de réception mis en commun (c).

Une coupe 1D des PSF des réseaux complets est présentée en Fig. 3.4. Cette coupe, réalisée suivant l'axe x , est centrée sur la reconstruction de la cible ponctuelle. Elle permet de comparer les propriétés des images issues des deux configurations en terme de résolution et de FOV . La résolution du système correspond à la largeur du pic central mesuré à -3 dB. La FOV , quant à elle, est calculée en mesurant la distance séparant le pic principal du lobe de réseau de forte amplitude qui apparaît à gauche ou à droite de l'image. Les résultats, disponibles dans le tableau 3.1, montrent que les deux topologies permettent d'obtenir des performances de reconstruction d'images comparables. Cette remarque est cohérente avec le fait que les deux topologies donnent accès au même réseau virtuel.

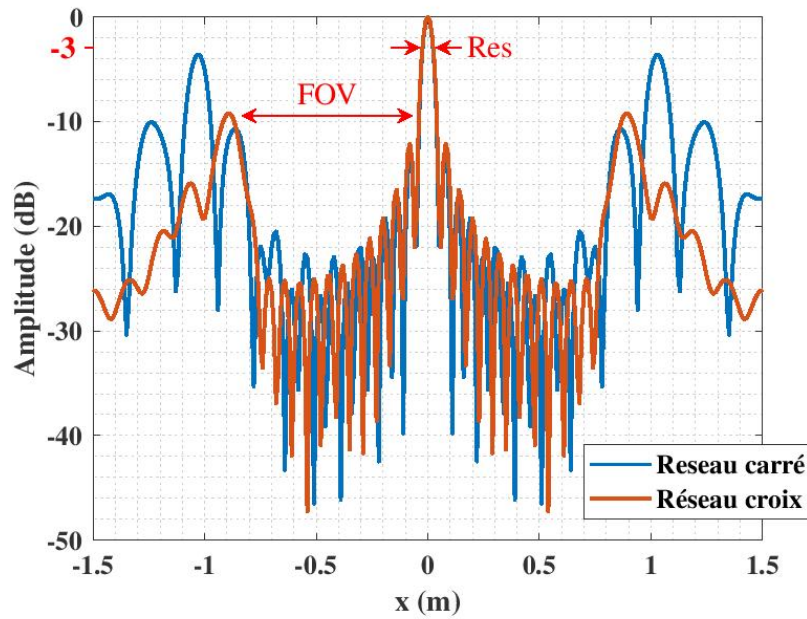


FIGURE 3.4 : Comparaison des coupes 1D suivant l'axe x des PSF des réseaux MIMO complets pour les configurations en croix et en carré

La qualité des images 2D pouvant être obtenues avec les deux configurations est, quant à elle, comparée à l'aide de deux paramètres différents. Le premier paramètre correspond au rapport entre le pic principal et les pics secondaires, aussi appelé *Peak Side Lobe Ratio* (PSLR) en anglais. Il est calculé en relevant le niveau d'amplitude séparant le lobe principal du premier lobe secondaire. Le deuxième paramètre correspond au rapport entre les intégrales du pic principal et des pics secondaires, aussi appelé *Integrated Side Lobe Ratio* (ISLR) en anglais. Ce paramètre est sujet à différentes définitions dans la littérature [119]. Ces définitions dépendent principalement de la zone dans laquelle sont réalisées les intégrales. Dans le cadre des travaux présentés ici, le choix est fait d'utiliser l'équation proposée par [120]. L'intégrale du pic principale est réalisée à -3 dB alors que celle des pics secondaires, qui ne doit pas prendre en compte l'apparition d'artefact en dehors de la *FOV*, est réalisée dans une zone de $80 \text{ cm} \times 80 \text{ cm}$ centrée autour du pic principal. Le calcul de l'ISLR est donné par l'équation suivante :

$$ISLR = 10 \log_{10} \left(\frac{\int_{-3dB} I dx dy}{\int_{-\infty} I dx dy - \int_{-3dB} I dx dy} \right) \quad (3.8)$$

avec I la puissance normalisée de l'image reconstruite. Dans un cas idéal le PSLR et l'ISLR tendent vers l'infini. Cependant, des paramètres comme la disposition des antennes, le choix de ces antennes, la méthode d'acquisition des signaux, la méthode de reconstruction ou l'environnement de la scène limitent ces valeurs. Pour les reconstructions de PSF proposées ici, ces paramètres sont calculés à partir des sous-figures (c) des Fig. 3.2 et 3.3.

Les résultats sont présentés dans le tableau 3.1. Le réseau carré est meilleur en terme de PSLR mais moins bon en terme d'ISLR que le réseau en croix. Cependant les différences sont trop faibles

($\leq 1dB$) pour départager les deux configurations. Le choix de la topologie utilisée pour le système d'imagerie MIMO sera donc basé sur un autre paramètre : l'encombrement général du système. En effet, bien que les deux topologies permettent d'obtenir le même réseau équivalent et donc des performances de reconstruction d'images proches l'une de l'autre, la topologie en carré présente l'avantage d'être deux fois moins encombrante que celle en croix. Pour cette raison elle sera utilisée dans ce chapitre.

Configuration	RES _{x/z} (cm)	FOV _{x/z} (cm)	PSLR (dB)	ISLR (dB)
Croix	5	89	12	17
Carré	5	86	13	16

TABLEAU 3.1 : Tableau récapitulatif des propriétés des réseaux MIMO en configuration en croix ou en carré

3.2.2 Présentation et caractérisation de l'architecture de multiplexage opto-RF utilisée

L'architecture de multiplexage opto-RF permet d'acquérir en une seule acquisition et sur une seule voie tous les signaux reçus simultanément par les 16 antennes de réception qui composent le système d'imagerie. Comme le montre la Fig. 3.5, cette architecture est composée de modulateurs électro-optiques (MEO) de type Mach-Zehnder. Ces modulateurs sont utilisés pour permettre la modulation de porteuses optiques par les signaux RF reçus. Deux lasers de longueur d'onde 1550 nm et de puissance moyenne 40 mW sont combinés pour générer les porteuses optiques.

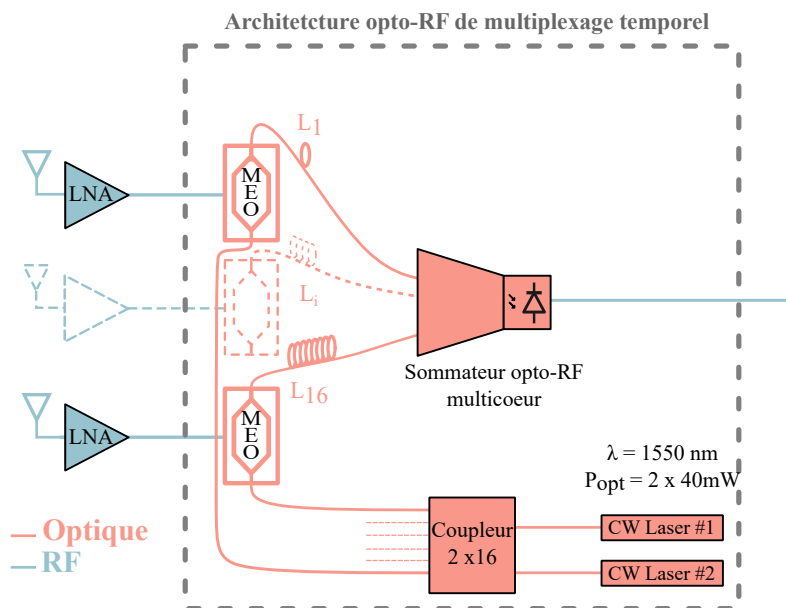


FIGURE 3.5 : Architecture opto-RF de multiplexage temporel

Ces dernières sont ensuite séparées en 16 porteuses identiques grâce à un splitter 2 × 16 et sont

acheminées jusqu'aux MEOs à travers des fibres à maintien de polarisation. Ces fibres permettent de conserver la cohérence entre les différentes porteuses avant leurs modulations. Une fois modulées, les porteuses optiques sont multiplexées temporellement. Ce multiplexage est réalisé en deux étapes. La première étape consiste à retarder les signaux optiques les uns par rapport aux autres. Pour cela un réseau de lignes à retard est utilisé. Ce réseau est constitué de fibres optiques dont la longueur totale augmente linéairement en fonction de l'antenne de réception considérée. Le pas d'incrémentatation des longueurs de fibres est de 6 m. Les fibres optiques étant composées de silice d'indice de réfraction proche de 1.5, ces 6 m entraînent un retard de 30 ns entre chaque impulsion reçue simultanément par les antennes de réception ($t = \frac{d \cdot n}{c}$, avec d le pas d'incrémentatation, n l'indice de la fibre optique et c la célérité). Ces 30 ns correspondent à une distance de propagation de 9 m en espace libre (indice de réfraction = 1). La profondeur de la scène qui peut être imagée sans risque de recouvrement temporel de l'information (chapitre 2) est donc de 4.5 m (i.e. 9 m aller retour).

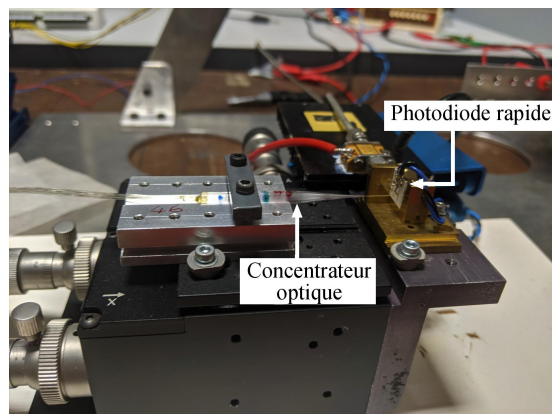


FIGURE 3.6 : Sommateur optique composé d'un concentrateur positionné en face d'une photodiode rapide de bande passante 10 GHz grâce à une platine de positionnement 3D.

La deuxième étape de multiplexage temporel consiste à sommer les signaux retardés. Pour réaliser cette opération, un sommateur optique multicœur est utilisé. Comme expliqué dans le chapitre 2, ce composant est constitué d'un concentrateur optique qui permet d'acheminer les fibres optiques du réseau de ligne à retard devant une photodiode rapide afin de permettre la sommation et la transformation des différents porteuses optiques en signaux RF. Le diamètre de sortie utile du concentrateur optique est de $20 \mu\text{m}$ et celui de la photodiode rapide est de $32 \mu\text{m}$. Cette photodiode présente une bande passante de 10 GHz. Une platine de déplacement 3D est utilisée pour positionner le concentrateur en face de la photodiode de façon à limiter toutes pertes. La différence de diamètres entre les deux composants permet de faciliter ce positionnement.

La caractérisation des différentes voies optiques est réalisée sans le sommateur. Cette caractérisation se fait en connectant la voie 1 d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) à l'un des modulateurs électro-optiques et en connectant la deuxième voie de ce VNA à une photodiode elle même reliée à la fibre optique de la ligne à retard étudiée (Fig. 3.7).

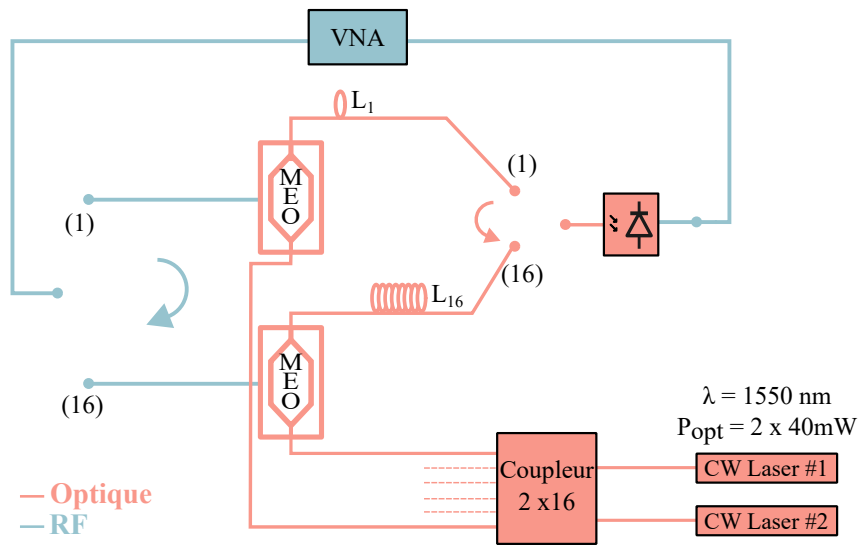


FIGURE 3.7 : Méthode de caractérisation des différentes voies optiques qui composent l'architecture de multiplexage temporel.

La Fig. 3.8 montre que les pertes RF moyennes sur la bande 5.5 - 7.5 GHz sont de l'ordre de -44 dB. Cette bande de fréquence sera utilisée dans le paragraphe suivant. Une disparité maximum de 2 dB est présente entre les différentes voies. Cette disparité s'explique par les pertes optiques induites par les connecteurs utilisés pour relier les fibres optiques. Elles peuvent aussi être dues à une légère inhomogénéité du coupleur optique 2 × 16. Les pertes RF sont compensées par la mise en série de 2 LNAs de 20 dB chacun en amont de chaque modulateur électro-optique. Enfin un dernier LNA de 20 dB est positionné en aval du système de multiplexage optique afin d'amplifier le signal résultant avant son acquisition numérique.

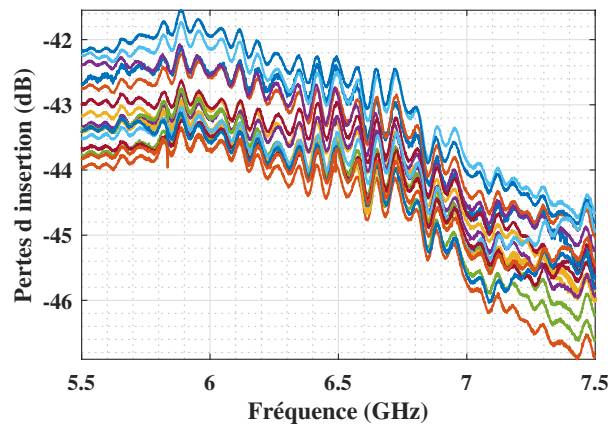


FIGURE 3.8 : Pertes d'insertion des 16 chaînes optiques

Le retard induit par les différentes lignes à retard est vérifié grâce au calcul du temps de propagation de groupe (TPG) qui correspond à la dérive de phase par rapport à la fréquence ($TPG = \partial\phi / (2\pi\partial f)$), avec ϕ la phase du signal mesuré et ∂ l'opérateur de dérivé partielle). La différence de TPG entre 2 voies consécutives est bien égale à 30 ns (valeur choisie précédemment pour permettre l'imagerie d'une

scène de 4.5 m de profondeur), avec un maximum de 2 ns de variation (Fig. 3.9). La caractérisation complète de la chaîne d'émission/réception permettra, par la suite, de prendre en compte ces variations afin d'améliorer la qualité des images reconstruites.

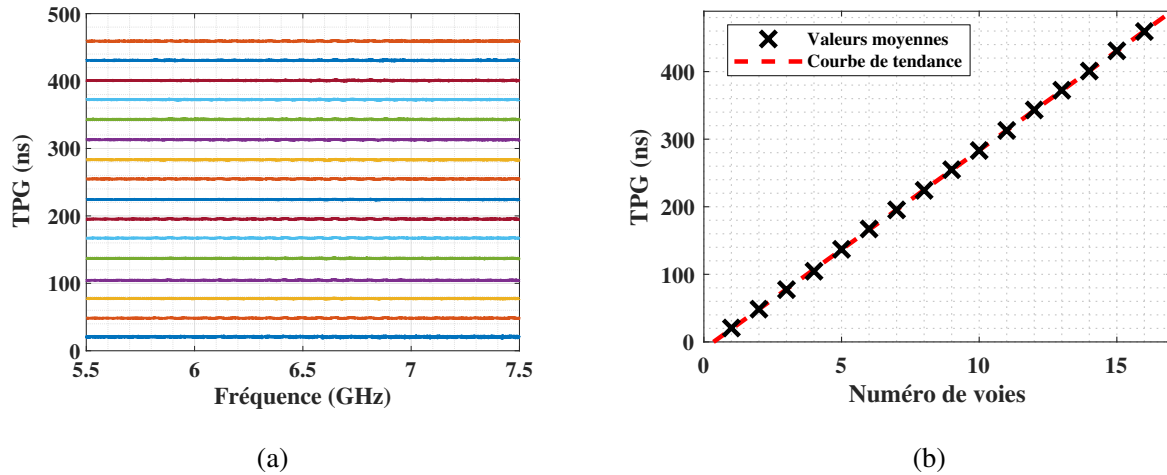


FIGURE 3.9 : Retards de groupe induits par les 16 chaîne optiques (a). Valeurs moyennes des 16 retards de groupe en fonction de la chaîne optique étudiée (b).

3.2.3 Présentation de l'architecture globale du système d'imagerie opto-RF

L'architecture de multiplexage opto-RF ayant été présentée et caractérisée, intéressons nous maintenant à l'architecture globale du système d'imagerie MIMO opto-RF (Fig. 3.10). Pour ce système, un générateur de signaux arbitraires (*Arbitrary waveform generator* (AWG), en anglais) est utilisé. Cet AWG génère un signal impulsionnel dans la bande de fréquences 1 - 3 GHz. Ce signal est ensuite transposé dans la bande 5.5 - 7.5 GHz, par le biais d'un mélangeur RF connecté à un oscillateur local (LO) fonctionnant à 4.5 GHz. Ce signal est ensuite acheminé jusqu'aux antennes d'émission par une matrice de commutation (switch) 1×16 où il est propagé vers la scène. Les ondes réfléchies par cette dernière sont acquises simultanément sur 16 antennes de réception. Les signaux reçus sont ensuite amplifiés par deux LNAs de gain 20 dB, avant d'être multiplexés temporellement par le système de multiplexage opto-RF présenté dans le paragraphe 3.2.2. Le signal RF résultant de ce multiplexage est ensuite re-amplifié avec un LNA 20 dB puis il est transposé en bande de base grâce à un nouveau mélangeur RF. Ce mélangeur est relié à l'oscillateur local utilisé en émission. Cette transposition fréquentiel rend possible l'acquisition des signaux par un oscilloscope Agilent DS090404A temps réel 4 GHz dont la fréquence d'échantillonnage est de 20 Gs/s.

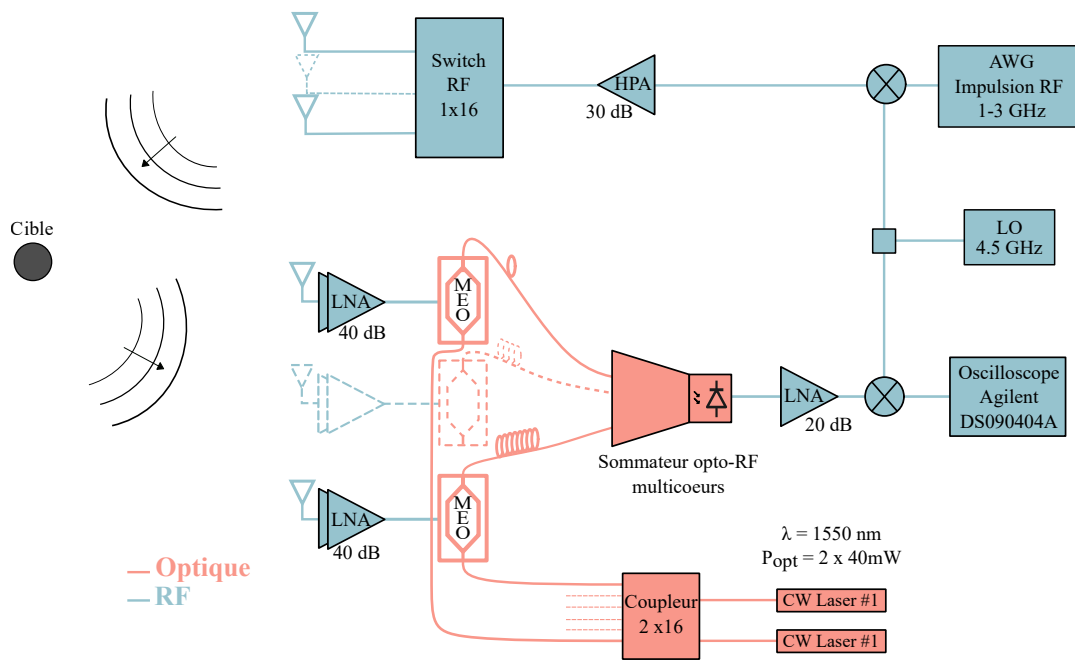


FIGURE 3.10 : Architecture générale du système d'imagerie MIMO impulsif fonctionnant en bande C

Les antennes développées avec ce système sont des antennes de type Vivaldi. Ces antennes, basées sur un principe d'ondes progressives, présentent l'avantage de proposer de larges bandes passantes et un diagramme de rayonnement peu directif [121, 122]. Elles sont donc souvent utilisées dans des systèmes d'imagerie radar. Les antennes Vivaldi utilisées ici, sont positionnées devant un plan métallique qui joue le rôle de support. Afin d'optimiser le diagramme de rayonnement, les antennes sont conçues sous CST MWS avec des corrugations (Fig. 3.11). Ces corrugations permettent de limiter la propagation des courants parasites dus aux réflexions sur le plan métallique. L'annexe **A1** montre l'impact de ces corrugations sur le diagramme de rayonnement d'une antenne en comparaison avec le diagramme de rayonnement d'une antenne sans corrugation.

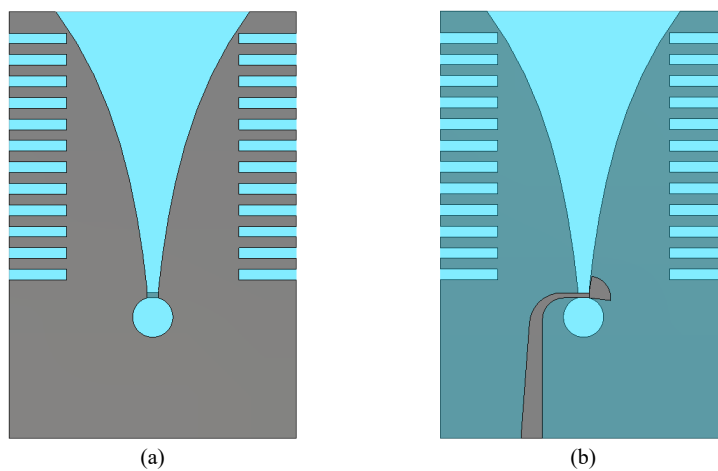


FIGURE 3.11 : Faces avant (a) et arrière (b) des antennes Vivaldi développées pour le système d'imagerie MIMO fonctionnant en bande C

La Fig. 3.12(a) est une photographie de la face avant du système développé. Cette photographie permet de visualiser les 32 antennes Vivaldi disposées en configuration carré. La Fig. 3.12(b) montre, quant à elle, la face arrière du système. Le switch RF y est visible en bleu. Il est relié aux antennes d'émission positionnées sur les côtés horizontaux. Les modulateurs électro-optiques sont disposés sur les côtés verticaux et les fibres optiques, qui y sont connectées, sont acheminées jusqu'au sommateur optique.

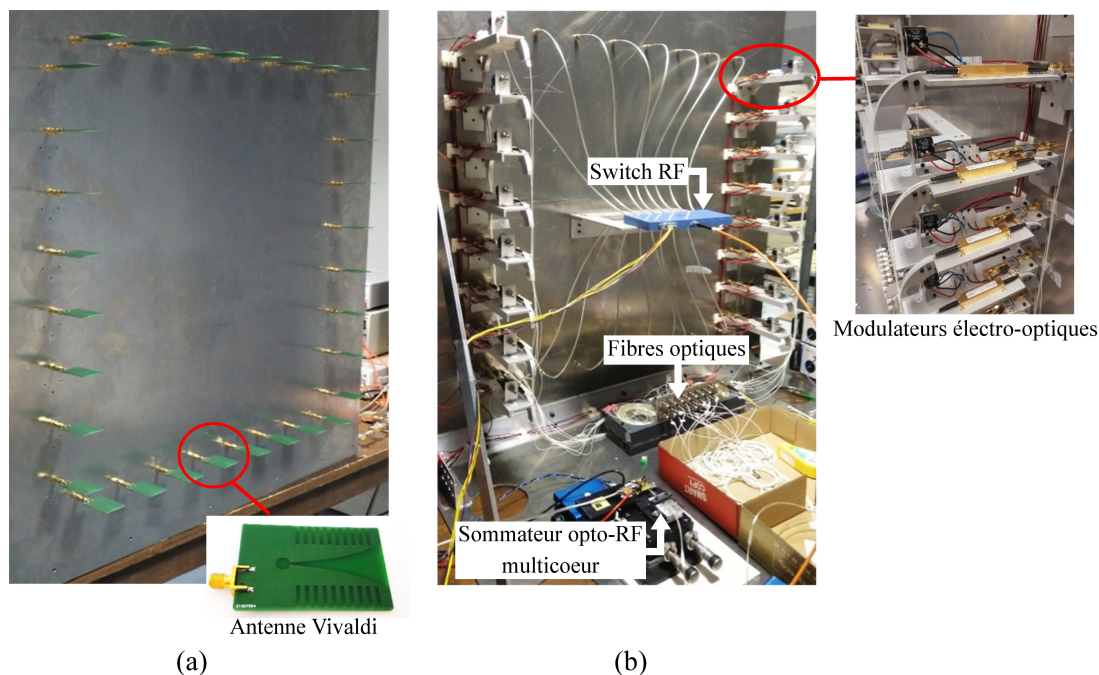


FIGURE 3.12 : Photographies du système MIMO fonctionnant en bande C. La sous-figure (a) montre la face avant du système avec les antennes Vivaldi positionnées en configuration en carrée. La sous-figure (b) montre la face arrière avec les chaînes d'émission et réception.

Le système développé ici est entièrement contrôlé par ordinateur via le logiciel MATLAB. La mesure de toutes les interactions entre les antennes se fait en positionnant le switch RF sur une voie d'émission puis en commandant l'acquisition des signaux reçus à partir du signal de déclenchement fourni par le générateur utilisé. L'oscilloscope utilisé pour l'acquisition est lui aussi piloté par le logiciel MATLAB afin d'automatiser la capture des signaux.

3.2.4 Modélisation mathématique du comportement du système d'imagerie et développement de deux méthodes de reconstruction

Dans cette section nous allons étudier mathématiquement le comportement d'un système d'imagerie MIMO utilisant en émission une matrice de commutation, dont le passage d'une position à l'autre est contrôlé par l'utilisateur, et en réception une architecture de multiplexage temporel, qui permet d'acquérir sur une seule voie tous les signaux reçus simultanément par les antennes de réception. Cette étude permettra de proposer deux méthodes de reconstruction d'images adaptées au système

d'imagerie développé dans ce chapitre.

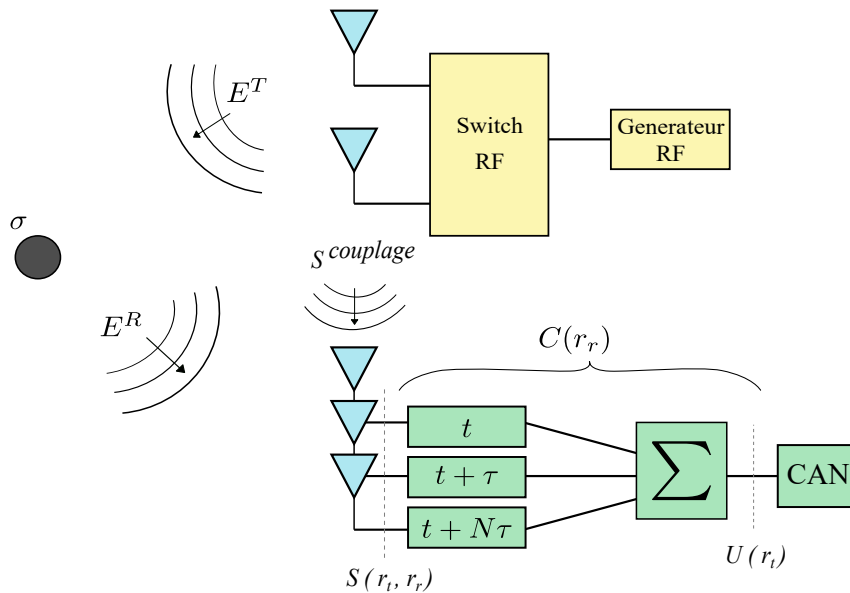


FIGURE 3.13 : Schéma de principe d'un système MIMO utilisant une matrice de commutation à l'émission et une architecture de multiplexage temporel en réception.

Afin d'alléger les développements mathématiques qui vont suivre quelques approximations sont réalisées :

- Les antennes utilisées sont considérées comme ponctuelles, isotropiques et polarisées suivant un seul axe. Ceci permet de définir la propagation entre les antennes et les cibles avec un simple modèle scalaire.
- Les fonctions de transfert des différentes chaînes d'émission/réception sont utilisées. Le modèle mathématique développé est donc indépendant de la forme du signal généré en entrée.
- Les composants RF sont considérés comme idéaux. Seul le système de multiplexage temporel présente un TPG différent de zéro. Lors des manipulations, les retards induits par les voies RF seront caractérisés et compensés.
- L'approche mathématique est basée sur la première approximation de Born. Les trajets multiples sont donc négligés.

Dans ces conditions, les signaux mesurés au niveau des antennes de réception peuvent être définis dans le domaine fréquentiel, pour chaque fréquence, comme étant égaux à :

$$S_f(r_t, r_r) = S_f^{\text{couplage}}(r_t, r_r) + \int_r E_f^T(r_t, r) \sigma(r) E_f^R(r_r, r) d^3r \quad (3.9)$$

Ces signaux correspondent à l'interaction entre les champs électriques transmis E_f^T et reçus E_f^R et la scène imagée. Cette dernière est définie par sa susceptibilité électrique scalaire notée σ , plus communément vue comme la fonction de réflectivité de la scène. Les champs électriques sont respectivement générés et reçus par des antennes positionnées en r_t et r_r . Le couplage direct présent

entre les antennes d'émission et de réception est noté $S_f^{\text{couplage}}(r_t, r_r)$. Bien que dans certaines architectures radar ce couplage puisse être évité par commutation, il est généralement difficile de le supprimer dans le cas d'applications à courte portée car le temps de propagation des ondes entre les antennes et la cible est de l'ordre de la dizaine de nanoseconde. Les signaux de couplage pouvant avoir des amplitudes bien supérieures à celles des signaux réfléchis par la scène, il est nécessaire de prendre des précautions pour limiter toute saturation des composants des voies de réception. Ces précautions limitent la dynamique de mesure du système. D'un point de vue reconstruction d'images, il est essentiel de mettre en place un fenêtrage temporel en pré-traitement afin d'éviter l'apparition d'artefacts dus à ces signaux.

Dans l'équation (3.9), les champs électriques émis ou reçus par une antenne positionnée en r_a (i.e. r_t ou r_r) peuvent être définis par l'équation suivante :

$$E_f(r_a, r) = \int J_f(r' - r_a) G_f(r', r) d^3r' \quad (3.10)$$

où J_f correspond à la densité volumétrique de courant rayonné dans la région d'intérêt et où G_f correspond aux fonctions de Green. Ces fonctions sont définies en espace libre comme étant égales à :

$$G_f(r', r) = \frac{\exp(-j\frac{2\pi f}{c}|r' - r|)}{4\pi|r' - r|} \quad (3.11)$$

Dans le cas général des systèmes d'imagerie MIMO l'équation (3.9) est généralement le point de départ pour le développement d'algorithmes de reconstruction. Cependant dans l'approche proposée ici, $S_f(r_t, r_r)$ ne correspond qu'aux signaux reçus par les antennes de réception. Ces signaux sont ensuite retardés les uns par rapport aux autres avant d'être sommés et acquis. Le signal résultant peut donc être exprimé par :

$$U_f(r_t) = \sum_{r_r} C_f(r_r) S_f(r_t, r_r) \quad (3.12)$$

où $C_f(r_r)$ correspond à la pré-caractérisation des fonctions de transferts des voies de multiplexage temporel. Afin de simplifier les futures équations, les signaux de couplage sont négligés. De plus les antennes étant considérés comme isotropes, seules les fonctions de Green sont utilisées pour définir la propagation des ondes. La forme du signal mesuré par les antennes de réception ($S_f(r_t, r_r)$) est alors simplifiée et l'équation (3.12) s'écrit :

$$U_f(r_t) = \sum_{r_r} C_f(r_r) \left[\int_r \sigma(r) G_f(r_t, r) G_f(r, r_r) d^3r \right] \quad (3.13)$$

A partir de cette dernière équation, deux méthodes de reconstruction de scènes peuvent être définies. Elles sont présentées dans les paragraphes suivant.

Méthode 1 : Reconstruction par inversion du modèle complet

La première méthode est basée sur une approche matricielle où l'objectif est de construire un opérateur prenant en compte tous les retards de propagation subits par les signaux multiplexés

(Fig. 3.14). Pour cela, l'équation (3.13) est réécrite en intégrant la sommation sur les antennes de réception ainsi que la caractérisation des voies de multiplexage optique dans le calcul de l'intégrale :

$$U_f(r_t) = \int_r \sigma(r) G_f(r_t, r) \sum_{r_r} C_f(r_r) G_f(r, r_r) d^3r \quad (3.14)$$

Dans ces conditions, il est possible de créer l'opérateur général H_f qui dépend de l'antenne d'émission considérée et de la position des cibles :

$$H_f(r_t, r) = G_f(r_t, r) \sum_{r_r} C_f(r_r) G_f(r, r_r) \quad (3.15)$$

Cette substitution permet de redéfinir le signal multiplexé comme une fonction intégrale de Fredholm où les bornes d'intégration sont constantes :

$$U_f(r_t) = \int_r H_f(r_t, r) \sigma(r) d^3r \quad (3.16)$$

Ce problème peut être ré-écrit sous une forme matricielle en discrétisant et vectorisant tous les signaux mesurés ainsi que les inconnues :

$$\mathbf{U} = \mathbf{H} \boldsymbol{\sigma} \quad (3.17)$$

La reconstruction de la scène est ensuite obtenue en résolvant le problème inverse suivant :

$$\hat{\boldsymbol{\sigma}} = \mathbf{H}^+ \mathbf{U} \quad (3.18)$$

où $^+$ correspond à l'opération de pseudo-inversion et où $\hat{\boldsymbol{\sigma}}$ est la fonction de réflectivité de la scène estimée. Cette méthode présente l'avantage d'être facile à implémenter. Cependant, même si l'opérateur \mathbf{H}^+ peut être calculé en avance pour un domaine de reconstruction donné, sa manipulation nécessite d'importantes ressources en terme de mémoire vive et de temps de traitement. Ceci est d'autant plus vrai qu'on se positionne dans le cadre de problèmes d'imagerie 3D où le nombre d'échantillons à traiter augmente très rapidement.

Méthode 2 : Reconstruction par synchronisation et back-propagation

Pour limiter la manipulation de la matrice \mathbf{H}^+ , une deuxième solution peut être utilisée. Cette solution consiste à diviser la première en deux étapes de reconstruction distinctes (Fig. 3.14). Un premier calcul permet, tout d'abord, d'estimer les signaux directement reçus par les antennes de réception. Cette opération est réalisée en compensant les fonctions de transfert des voies de réception. Pour cela la pseudo inversion de la matrice de pré-caractérisation est calculée : $C_{j,f}^{inv} = C_{j,f}^+$, puis cette nouvelle matrice est multipliée à la matrice des signaux mesurés pour chaque émetteur i et chaque récepteur j :

$$\hat{S}_{i,j,f} = U_{i,f} C_{j,f}^{inv} \quad (3.19)$$

Ce calcul permet de re-synchroniser les différents signaux retardés lors de l'opération de multiplexage temporel et également de compenser les différences de pertes d'insertion de l'architecture optique. De plus, les dispersions et les variations d'amplitudes qu'ils subissent lors de leurs propagations à travers les fibres optiques, ainsi qu'à travers les autres composants de la chaîne de réception, sont compensées. Un fenêtrage temporel est appliqué aux signaux $\hat{S}_{i,j,f}$ obtenus afin de ne sélectionner que la partie correspondant à la zone de reconstruction non-ambiguë du radar. Cette zone est directement définie par le pas d'incrémentatation des fibres optiques utilisées pour le multiplexage temporel. L'opération de fenêtrage temporel dans le domaine fréquentiel peut être écrite comme suit :

$$\hat{S}_{f,tg} = \mathcal{F}_t(T_g(\mathcal{F}_t^{-1}(\hat{S}_f))) \quad (3.20)$$

\mathcal{F}_t correspond ici à la fonction de transformée de Fourier temporel, \mathcal{F}_t^{-1} correspond à la fonction de transformée de Fourier temporel inverse et T_g correspond au fenêtrage temporel. Dans ces conditions, les signaux reçus par les antennes de réception sont estimés avec l'équation suivante :

$$\hat{S}_{f,tg} = \int_r \sigma(r) G_f(r_t, r, r_r) d^3r \quad (3.21)$$

où $G_f(r_t, r, r_r) = G_f(r_t, r)G_f(r, r_r)$ correspond aux fonctions de Green qui permettent la modélisation de la propagation entre les paires émetteurs/récepteurs et les voxels composant la scène imagée. A l'image de l'équation (3.17), ce problème est discrétisé et ré-écrit sous une forme matricielle :

$$\hat{\mathbf{S}}_{tg} = \mathbf{G} \boldsymbol{\sigma} \quad (3.22)$$

La réponse estimée de la scène est ensuite calculée en réalisant une opération de pseudo-inversion sur la matrice de Green. Cette opération correspond à une approche de type back-propagation :

$$\hat{\boldsymbol{\sigma}} = \mathbf{G}^+ \hat{\mathbf{S}}_{tg} \quad (3.23)$$

Cette deuxième méthode permet de réduire le temps de calcul en diminuant la taille des matrices utilisées. Cependant, pour des scènes complexes contenant un grand nombre de voxels et de paires émetteurs/récepteurs, cette solution de reconstruction dans le domaine spatial reste limitée par la mémoire nécessaire à la définition des différentes matrices. D'autres solutions basées sur des reconstructions par décomposition spectrale permettent de pallier ces problèmes [87, 118, 123, 124]. Les étapes de pré-traitement proposées ici donnent accès aux informations intermédiaires nécessaires à l'utilisation de ces algorithmes. Toutefois, l'objectif de ce chapitre étant de valider la reconstruction

d'images à partir du système d'imagerie MIMO opto-électronique développé, les algorithmes de traitement avancés ne seront pas étudiés ici. Les prochaines étapes consistent donc à calibrer et caractériser le système d'imagerie radar mis en place.

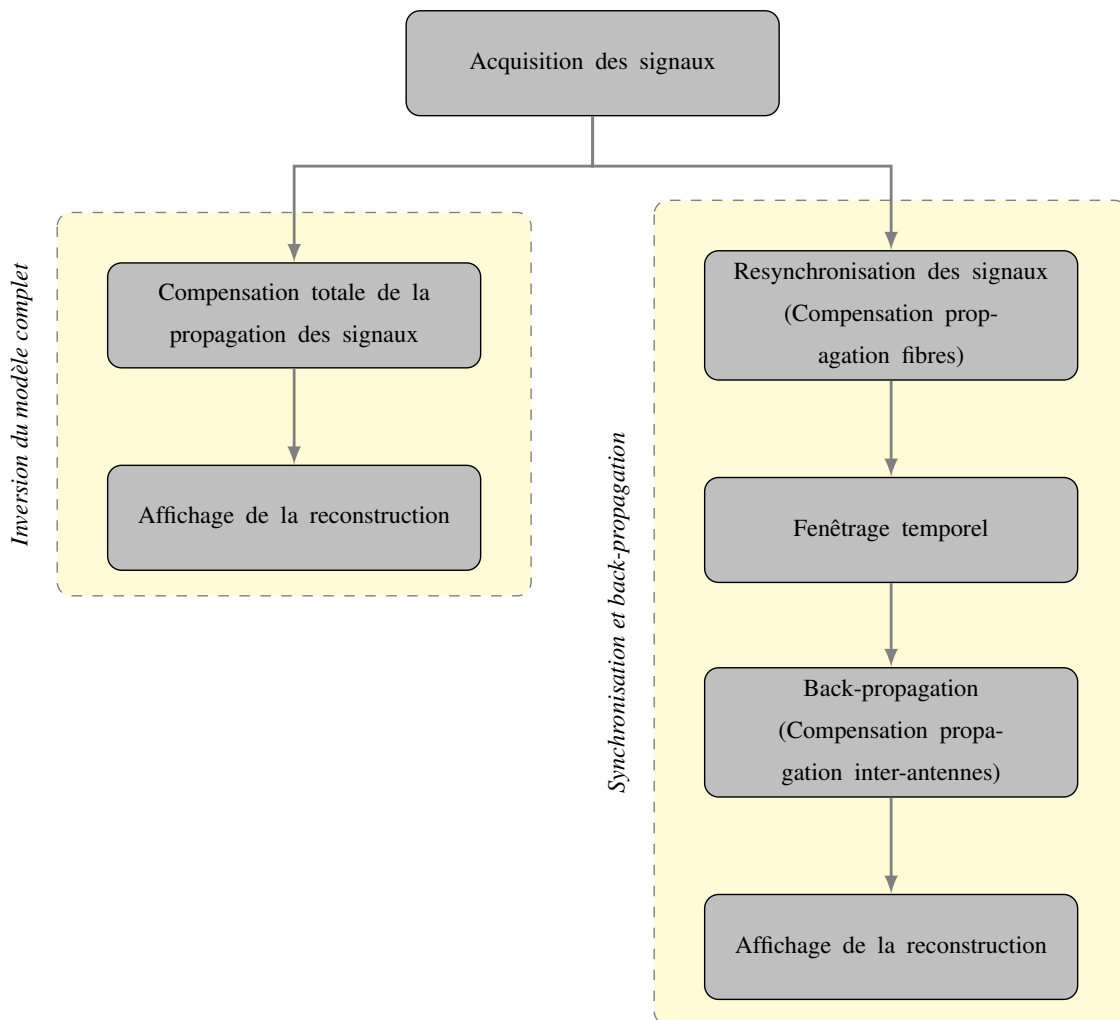


FIGURE 3.14 : Comparaison des schémas blocs des méthodes de reconstruction par *Inversion du modèle complet* et par *Synchronisation et back-propagation*.

3.2.5 Calibration du système d'imagerie

Les deux méthodes de reconstruction présentées précédemment nécessitent la caractérisation des fonctions de transfert des voies de multiplexage temporel $C_f(r_r)$, mais aussi des composants RF qui composent le système. Pour réaliser cette calibration les différentes antennes utilisées sont déconnectées et les fonctions de transfert des voies d'émission/réception sont mesurées à l'aide d'un câble de référence. La contribution de ce câble sera compensée dans une étape de pré-traitement.

Pour éviter la mesure de toutes les voies d'émission/réception qui peut s'avérer longue et fastidieuse, seules les fonctions de transfert de la première voie d'émission vers toutes les voies de réception j et les fonctions de transfert de toutes les voies d'émission i vers la première voie de réception sont

mesurées. Les fonctions de transfert de toutes les paires sont ensuite déduites à l'aide de l'équation suivante :

$$C_{tot(i,j)} = C_{(1,j)} \times C_{(i,1)} / C_{(1,1)} \quad (3.24)$$

$C_{tot(i,j)}$ remplace le terme $C_f(r_r)$ dans les équations (3.15) et (3.19). La Fig. 3.15 montre la mesure des réponses impulsionnelles des couples TX_1/RX_j . Les 16 impulsions issues des 16 antennes de réception sont séparées de 30 ns. La différence d'amplitude entre les impulsions correspond, quant à elle, aux différences de pertes d'insertion des voies optiques caractérisées dans le paragraphe 3.2.2.

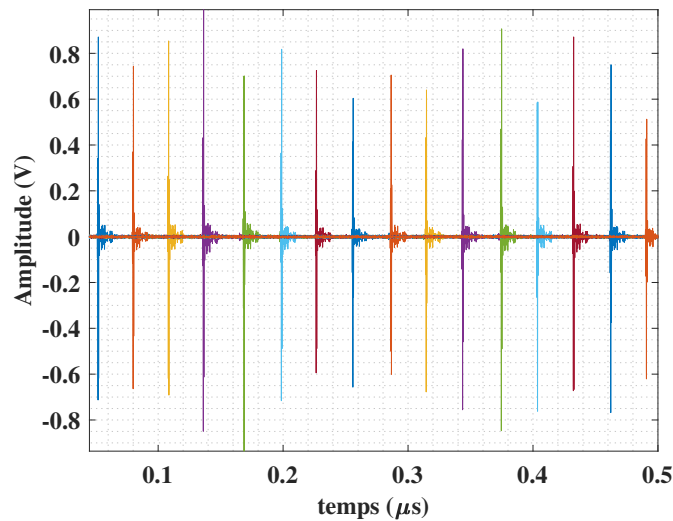


FIGURE 3.15 : Mesure des réponses impulsionnelles des couples TX_1/RX_j .

3.2.6 Caractérisation du système d'imagerie

Bilan de liaison du système d'imagerie

Afin de caractériser le système d'imagerie impulsionnel opto-RF, un bilan de liaison est réalisé. Ce bilan de liaison permet de prendre en compte les différentes pertes et amplifications que subit le signal RF tout au long de la chaîne d'émission/réception. Ce bilan est donné par l'équation des radars, dont l'expression générale est la suivante [125] :

$$P_r = \underbrace{\frac{P_t G_t}{L_t}}_{\text{Système émetteur}} \cdot \underbrace{\frac{1}{4\pi R_t^2 L_{mt}}}_{\text{Milieu de propagation}} \cdot \underbrace{\sigma}_{\text{cible}} \cdot \underbrace{\frac{1}{4\pi R_r^2 L_{mr}}}_{\text{Milieu de propagation}} \cdot \underbrace{\frac{G_r \lambda^2}{4\pi L_r}}_{\text{Système récepteur}} \cdot \underbrace{\frac{1}{L_p}}_{\text{Effet de polarisation}} \quad (3.25)$$

- avec :
- P_r la puissance reçue par le système radar
 - P_t la puissance émise par le système radar
 - G_t le gain de la chaîne d'émission
 - L_t les pertes de la chaîne d'émission
 - R_t la distance séparant le système d'émission de la cible

- R_r la distance séparant la cible du système de réception
- L_{mt} et L_{mr} les facteurs de pertes dus au milieu de propagation
- G_r le gain de la chaîne de réception
- L_r les pertes de la chaîne de réception
- L_p les pertes dues à la dépolarisation de l'onde
- λ la longueur d'onde du système
- σ la surface équivalente radar (SER) de la cible

Afin de simplifier cette équation, nous considérerons que la propagation sans perte (i.e. $L_{mt} = L_{mr} = 1$) et qu'il n'y a pas d'effet de dépolarisation de l'onde (i.e. $L_p = 1$). De plus, nous considérerons le cas où la cible imagée est une sphère métallique de 7 cm de diamètre. Pour cette forme de cible, la surface équivalente radar peut être approximée comme étant égale à la surface géométrique (i.e. $\sigma = \frac{\pi d^2}{2}$, avec d le diamètre de la sphère). Pour cette étude, la sphère sera considérée comme étant positionnée à 1.5 m du réseau.

Dans ce cas, et en prenant en compte que le signal émis en sortie de l'AWG a une puissance maximale de -6 dBm, que le ratio gain/pertes de la chaîne d'émission est de 36 dB, que celui de la chaîne de réception est de 20 dB et que la fréquence de fonctionnement du système est de 6.5 GHz, l'équation (3.25) permet de calculer une puissance reçue par le système égale à -16 dBm.

Mesure des caractéristiques de reconstruction d'images

La deuxième étape de caractérisation du système d'imagerie consiste à mesurer les caractéristiques des images pouvant être obtenues en terme de résolution, de *FOV* et de bruit. Afin de mesurer ces caractéristiques, une sphère métallique de diamètre 7 cm est positionnée à 1.5 m du réseau (Fig.3.16). Cette cible est centrée par rapport au réseau MIMO et son support présente un indice de réfraction égal à 1. Il est donc invisible à la reconstruction.

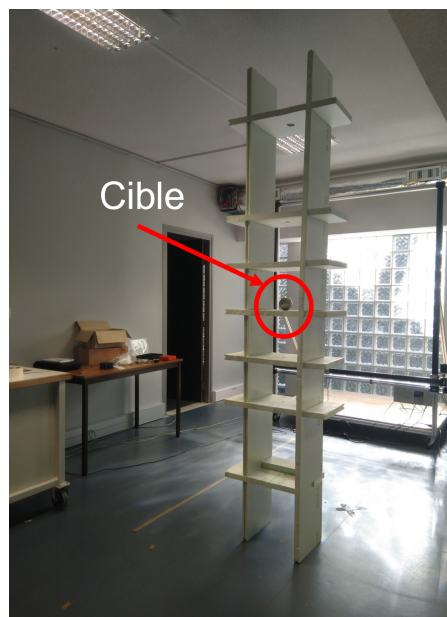


FIGURE 3.16 : Photographie de la scène composée d'une sphère métallique de 7 cm de diamètre.

La Fig.3.17(a) montre les signaux correspond aux différentes interactions entre les antennes d'émission et de réception avant traitement. Les réflexions dues à l'environnement de la scène sont supprimées en soustrayant une mesure sans cible à la mesure de la cible.

La Fig.3.17(b) montre les signaux réfléchis par la sphère métallique après traitement (i.e. compensation de la propagation à travers les fibres optiques, filtrage et fenêtrage temporel). L'amplitude maximale des signaux réfléchis est de 0.04 V. La puissance associée à cette tension, pour une charge de 50Ω , est de -18 dBm. Cette valeur est cohérente avec celle obtenue théoriquement dans le paragraphe précédent.

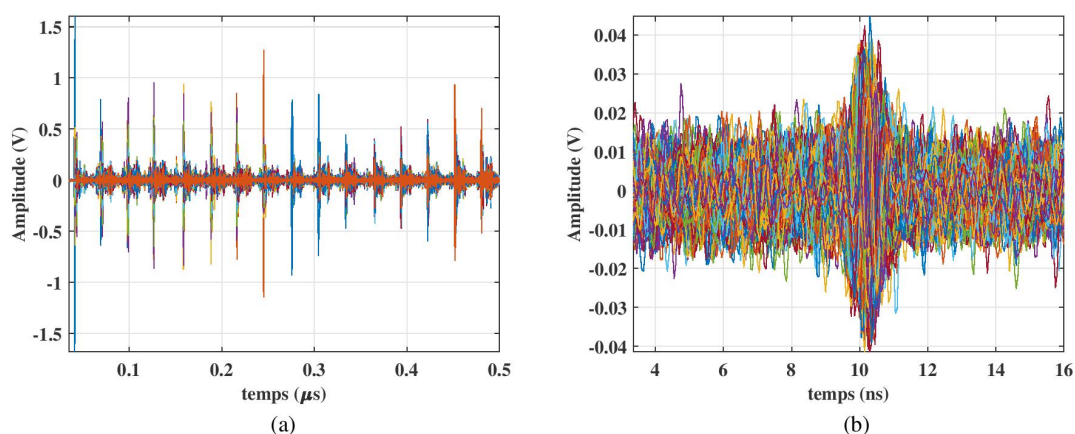


FIGURE 3.17 : Mesure de la sphère métallique de 7 cm de diamètre. Mesure brute de la sphère, les pics de forte amplitude correspondent aux couplages inter-antennes (a). Mesure après traitement et avant application d'un algorithme de reconstruction d'images (b).

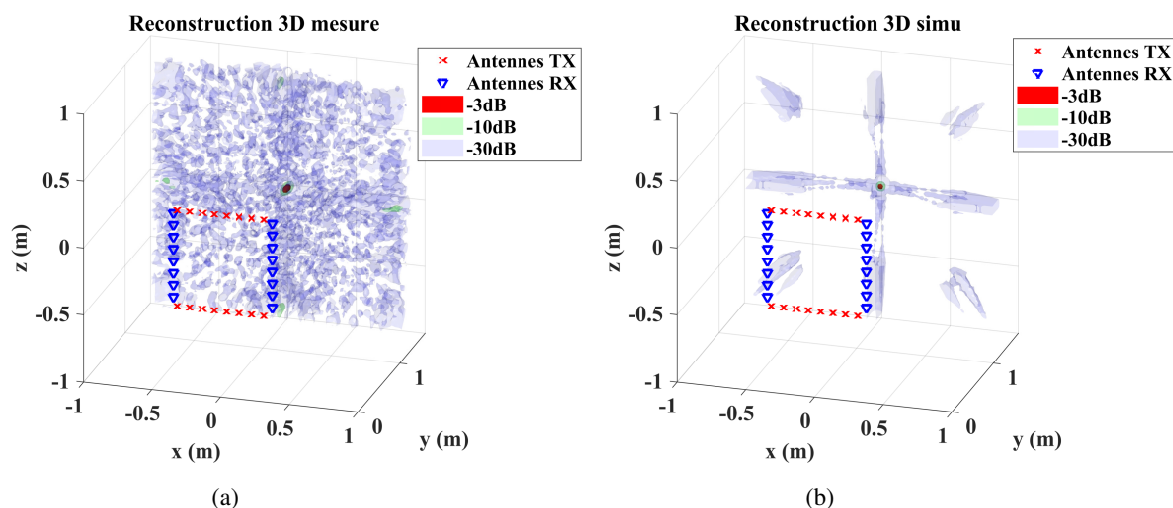


FIGURE 3.18 : Reconstruction 3D mesurée (a) et simulée (b) d'une sphère positionnée à 1.5 m du réseau. Ces reconstructions sont réalisées à l'aide de la méthode de *Synchronisation et back-propagation*

Une fois les signaux re-synchronisés, filtrés et limités temporellement par un fenêtrage, l'algorithme de back-propagation est appliqué (méthode de reconstruction *Synchronisation et back-propagation*,

paragraphe 3.2.4). La Fig. 3.18(a) montre l'image 3D de la cible. Cette image est comparée à celle obtenue en simulant la reconstruction d'une cible ponctuelle positionnée au centre de la sphère (Fig. 3.18(b)). Ces deux images sont obtenues en extrayant les isosurfaces des scènes estimées à -3 dB, -10 dB et -30 dB.

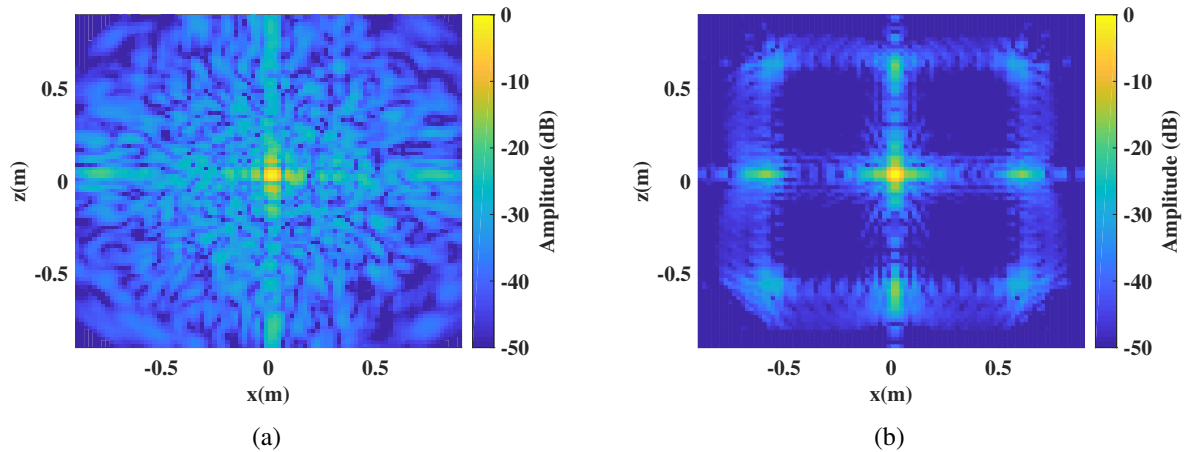


FIGURE 3.19 : Coupes transverses 2D des reconstructions 3D mesurée (a) et simulée (b) réalisées dans le plan de la cible.

Des coupes 2D (Fig. 3.19) et 1D (Fig. 3.20)) sont extraites des reconstructions 3D. Ces différentes figures permettent de mesurer la résolution et la *FOV* du système d'imagerie mis en place et de les comparer à celles obtenues par simulation (tableau 3.2). Les valeurs relevées sont inférieures à celles annoncées dans le paragraphe 3.2.1. Ceci s'explique par le fait que les mesures et la simulation présentées dans ce paragraphe sont effectuées sur une bande de fréquences allant de 5.5 GHz à 7.5 GHz alors que les simulations précédentes étaient réalisées à une seule et même fréquence (i.e. 6 GHz). Les reconstructions présentées ici sont donc réalisées en mettant en cohérence les différentes fréquences des signaux reçus. Les méthodes de calcul théorique de la résolution et de la *FOV* calculées pour une seule fréquence, ne permettent donc qu'un pré-dimensionnement du réseau.

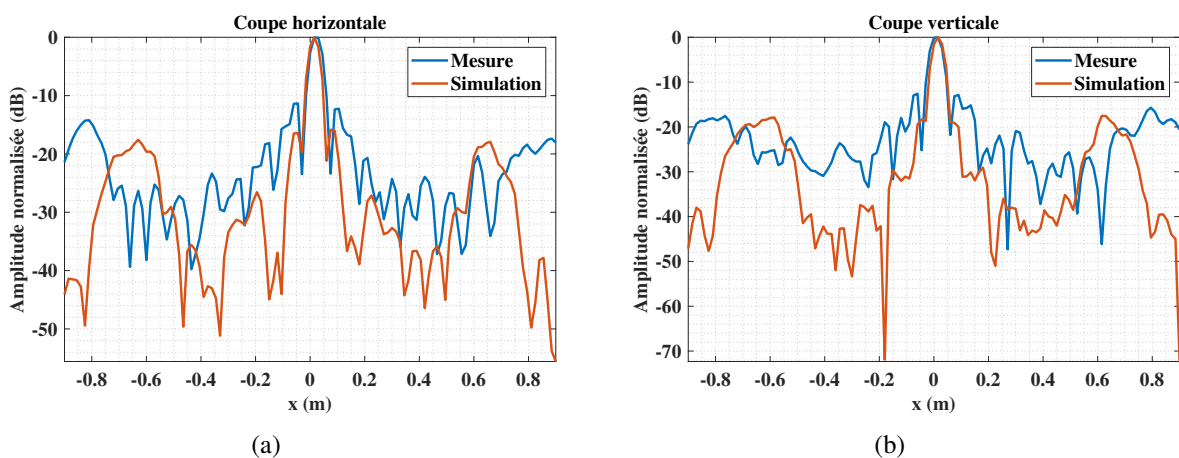


FIGURE 3.20 : Coupes 1D suivant l'axe x des reconstructions 3D mesurée (a) et simulée (b) réalisées dans le plan de la cible.

Pour finaliser l'étude des caractéristiques du système d'imagerie en terme de qualité d'image, des mesures de PSLR et d'ISLR sont effectuées dans la zone de FOV . Ces mesures permettent de confirmer que la reconstruction de la scène mesurée est plus bruitée que celle obtenue par simulation. Afin de connaître le rapport signal à bruit (SNR) du système, un bruit blanc est ajouté à la simulation jusqu'à obtention d'un niveau de PSLR et d'ISLR comparable à la mesure. Cette manipulation permet d'estimer que le SNR du système est de -10 dB. L'étape suivante consiste à étudier la capacité du système à reconstruire des scènes plus complexes.

Configuration	$RES_{x/z}$ (cm)	$FOV_{x/z}$ (cm)	PSLR (dB)	ISLR (dB)
Mesure	4.5	70	11.3	13.8
Simulation	4.2	60	16.4	19.2

TABLEAU 3.2 : Récapitulatif des propriétés de l'image d'une sphère positionnée à 1.5 m obtenues par mesure et simulation.

3.2.7 Etude de la capacité du système à reconstruire des scènes complexes

Reconstruction d'une scène composée de plusieurs cibles ponctuelles

Afin d'étudier la capacité du système à reconstruire des scènes plus complexes une première scène multi-cibles est mise en place. Cette scène est composée de 5 sphères métalliques de diamètre 1 cm positionnées à 1.5 m du réseau d'antennes MIMO. Quatre de ces sphères forment un carré de 50 cm de côté et la cinquième est positionnée au centre de ce carré. Ces sphères sont considérées comme des cibles ponctuelles. La Fig. 3.21 montre une photographie de la scène. La structure en polystyrène, sur laquelle sont positionnées les sphères, a un indice de réfraction proche de 1. Elle ne réfléchit pas les ondes RF émises et est donc invisible à la reconstruction.

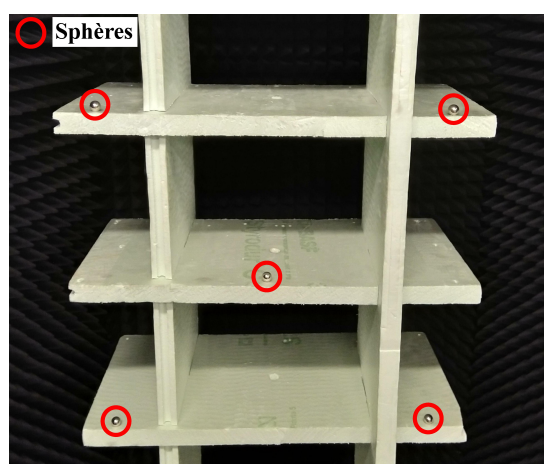


FIGURE 3.21 : Scène composée de 5 sphères métalliques de diamètre 1 cm positionnées en carré avec une sphères au milieu.

La reconstruction de la scène est réalisée en appliquant un moyennage de 120 acquisitions. Les

deux méthodes proposées dans le paragraphe 3.2.4 sont utilisées ici à titre de comparaison. La Fig. 3.22 montre les images 2D obtenues avec ces deux méthodes. Les 5 sphères sont facilement distinguables et les images obtenues sont de qualités comparables.

La principale différence entre les deux méthodes réside dans le temps nécessaire à leur exécution. En effet, pour reconstruire la scène avec 2000 pixels avec la méthode d'*Inversion du modèle complet*, et dans le cas où les matrices de caractérisation (\mathbf{H}^+ et \mathbf{G}^+) ont été préalablement calculées, il est nécessaire d'attendre 1.4 s avant d'obtenir l'image à l'aide d'un ordinateur équipé d'une RAM de 16 GB et d'un CPU quadricoeur fonctionnant à 3.3 GHz. Grâce à la compensation de la propagation des ondes réalisée en deux étapes, la méthode de *Synchronisation et back-propagation* permet d'obtenir la même image en 0.3 s.

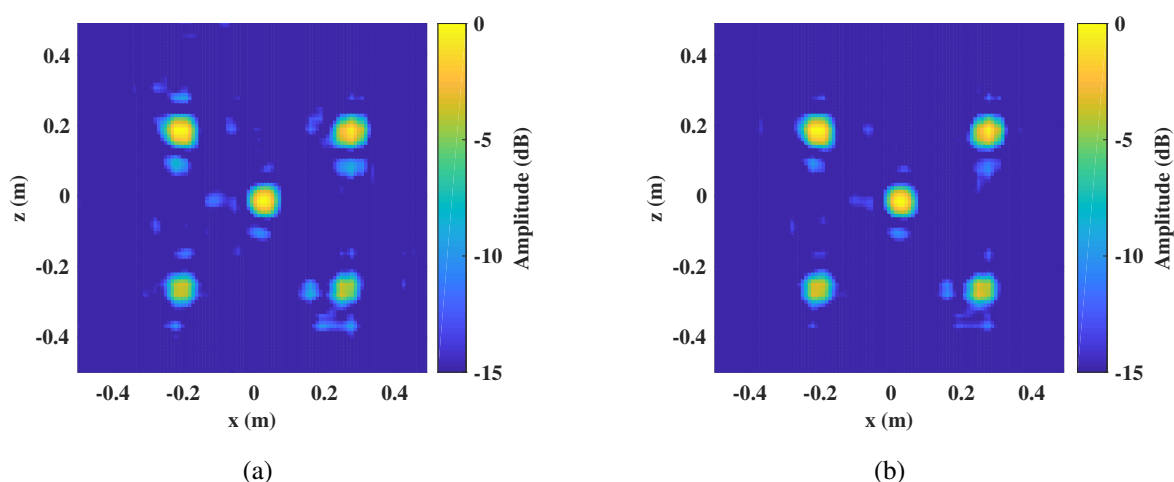


FIGURE 3.22 : Reconstructions 2D de 5 sphères métalliques avec la méthode d'*Inversion du modèle complet* (a) et de *Synchronisation et back-propagation* (b)

Dans le cas où les matrices de caractérisation ne sont pas pré-calculées ces temps de reconstruction augmentent pour atteindre les 30 s pour la première méthode et les 1 s pour la deuxième méthode. Le fait de diviser l'opération de reconstruction permet de réduire l'espace de mémoire nécessaire à la reconstruction et donc de diminuer le temps d'obtention de l'image de la scène. Cette diminution est d'autant plus importante pour des reconstructions de scènes nécessitant le traitement d'un nombre élevé d'échantillons. La méthode de *Synchronisation et back-propagation* sera utilisée avec ce système.

Reconstruction d'une scène complexe

Une nouvelle scène est mise en place pour démontrer la capacité du système à reconstruire des scènes complexes. Cette scène est constituée d'une cible métallique formant le mot "XLIM" positionnée à 1.64 m du scanner (Fig.3.23). La sous-figure (b) correspond à une représentation en amplitude de ce plan de coupe alors que la sous-figure (c) correspond à une représentation en phase.

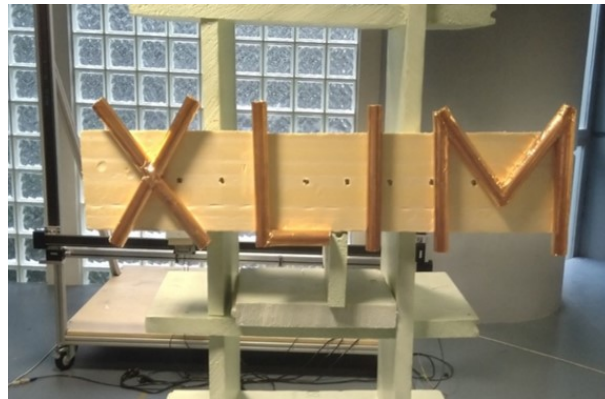
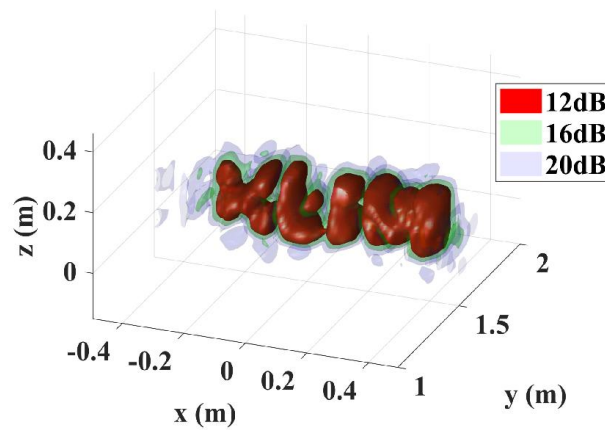
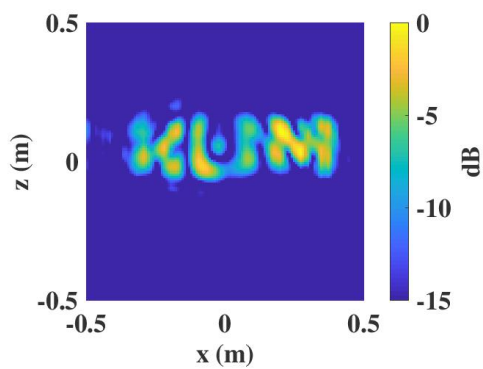


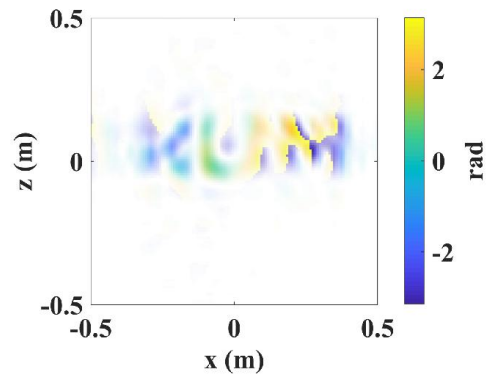
FIGURE 3.23 : Photographie de la scène composée de tubes métalliques formant le mot "XLIM"



(a)



(b)



(c)

FIGURE 3.24 : Reconstructions 3D (a) et 2D en amplitude (b) et en phase (c) de la cible métallique représentant le mot "XLIM"

Cette dernière représentation permet d'obtenir des informations non accessible avec une simple représentation en amplitude. En effet, nous pouvons constater qu'entre la partie de gauche et la

partie de droite de la reconstruction de la cible la phase varie de 2π . Cette variation correspond à un décalage de 4° à la fréquence centrale de fonctionnement du système. La cible est donc inclinée de 5 cm dans le sens de la profondeur. Cette inclinaison est 1.5 fois plus petite que la résolution en profondeur du système (i.e. 7 cm). Elle n'aurait pas pû être détectée sans l'aide d'une représentation en phase de la scène reconstruite.

Comparaison avec une approche full-RF

Afin de réaliser une comparaison entre l'approche de multiplexage opto-RF et une approche plus usuelle (i.e. sans composant optique), un prototype a été mis en place en amont du système présenté dans ce chapitre. Ce prototype est constitué du même réseau MIMO ainsi que de la même chaîne d'émission mais la mesure des signaux reçus par les antennes de réception est assurée par un deuxième switch RF (Fig. 3.25). Le switch qui est utilisé en émission, et qui est aussi utilisé dans le système opto-RF, fonctionne sur un principe de diode PIN qui permet un temps de commutation de l'ordre de 100 ns. A contrario, celui utilisé en réception pour remplacer l'architecture de multiplexage temporel, est basé sur un principe mécanique non optimisé pour des commutations rapides. De plus, le bilan de liaison du système n'est pas optimisé. Toutes ces différences ne permettent pas de réaliser une comparaison rigoureuse des approches opto-RF et full-RF. Cependant, l'étude proposée dans ce paragraphe permet tout de même de montrer une comparaison qualitative.

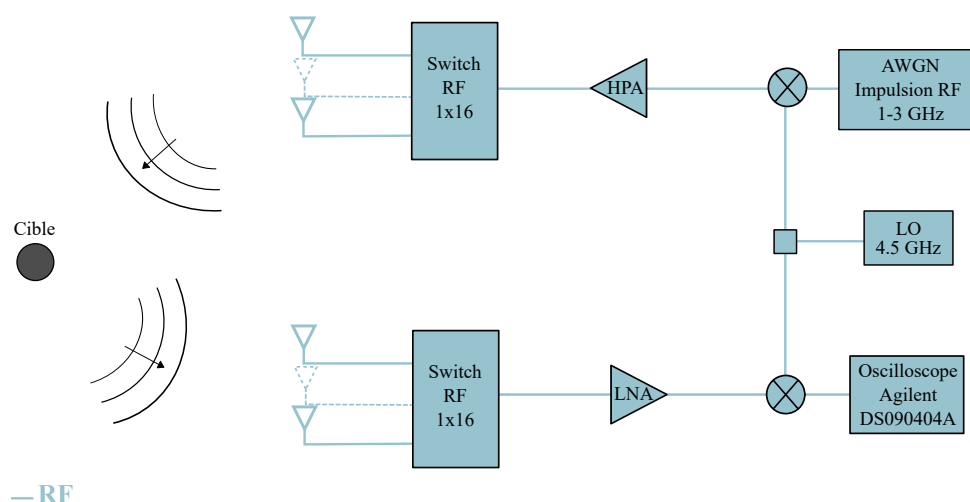


FIGURE 3.25 : Architecture d'émission et réception mise en place pour réaliser une comparaison avec le système opto-RF

La Fig. 3.26 montre le cas de deux mesures réalisées avec le système full-RF. La première sous-figure correspond à une mesure de la sphère métallique de 7 cm de diamètre utilisée dans le paragraphe 3.2.6. Pour cette mesure, la sphère a été positionnée à 2.3 m du réseau. A cette distance la résolution du système est de 7 cm et la FOV est de 1 m. Cette mesure permet de calculer une PSLR et une ISLR de respectivement 13 dB et 12 dB. Ces deux valeurs sont du même ordre de grandeur que celles calculées lors de la caractérisation du système opto-RF et ceci malgré un positionnement de la cible plus lointain.

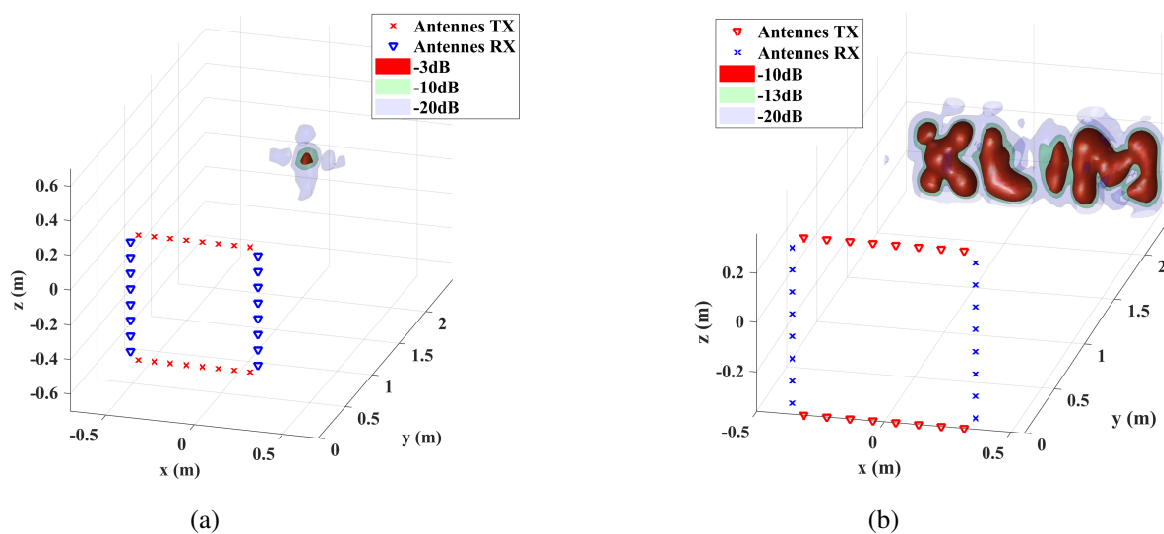


FIGURE 3.26 : Mesures réalisées avec l'architecture full-RF. Mesure d'une sphère métallique (a), mesure d'une cible représentant le mot "XLIM" (b).

La deuxième sous figure, présente quant à elle, la mesure d'une cible métallique représentant le mot "XLIM". A l'image des résultats obtenus dans le paragraphe 3.2.7, cette reconstruction, ainsi que celle présentée en sous-figure (a), montre la capacité du système à imager des scènes plus ou moins complexes sans l'utilisation d'architecture de multiplexage opto-RF. Pour ces mesures, le temps d'acquisition s'élevait à 8 minutes. En comparaison, le temps d'acquisition des 256 signaux avec le système opto-RF est de 45 secondes. Cette différence s'explique en partie par la nécessité de commander, via le logiciel MATLAB, la commutation des deux switches qui composent l'architecture full-RF pour acquérir les interactions de tous les couples d'antennes. A contrario, dans le cas de l'approche opto-RF, la commutation du switch en émission seule permet l'acquisition de toutes les interactions entre une antenne d'émission et toutes les antennes de réception.

3.2.8 Conclusion sur la mise en place d'un système d'imagerie opto-RF

En conclusion, dans cette première partie de chapitre un système d'imagerie MIMO impulsionnel utilisant en réception une architecture de multiplexage temporel a été mis en place. Cette architecture était constituée de fibres optiques de longueurs différentes reliées à un sommateur opto-RF présentant une sortie multicœur. Un modèle mathématique permettant de décrire le fonctionnement de ce système à tout d'abord été développé puis, deux méthodes de reconstruction ont été proposées. Le système d'imagerie a ensuite été caractérisé en terme de bilan de liaison, de résolution de reconstruction et de zone de visibilité. De plus, les niveaux de bruits obtenus lorsque la scène était composée d'une simple cible sphérique ont été calculés et comparés à la théorie. Enfin, des mesures de cibles plus complexes ont été réalisées afin d'éprouver la capacité du système à reconstruire les scènes imagées.

Ces différentes mesures ont été comparées à celles obtenues avec un système d'imagerie où l'architecture de multiplexage temporel était remplacée par un switch RF. Cette comparaison a permis de valider la cohérence des résultats obtenues avec l'approche opto-RF. En effet, même si le

Le système full-RF composé de deux switches n'avait pas été optimisé pour permettre une comparaison détaillée entre les deux approches d'imagerie, les résultats obtenus en terme de qualité d'images étaient comparable à ceux obtenus avec le système opto-RF.

Dans les paragraphes qui suivent, le système d'imagerie opto-RF développé ici va être modifié afin d'intégrer une architecture FMCW. Cette architecture permettra de diminuer les contraintes liées à l'échantillonnage des signaux reçus.

3.3 Intégration d'une architecture FMCW au système d'imagerie opto-RF

3.3.1 Présentation de l'architecture FMCW

Afin d'étudier la possibilité de réduire les contraintes d'échantillonnage du signal multiplexé temporellement, une architecture FMCW est intégrée au système d'imagerie radar opto-RF développé. Le fonctionnement de l'architecture FMCW est présenté en chapitre 1. Dans le cadre de cette étude, les signaux modulés en fréquence sont générés par une carte Analog Device ADF4159EB (Fig. 3.27). Cette carte présente deux sorties : une sortie RF permettant de générer des signaux modulés en fréquences de 1 GHz de bande spectrale maximum autour de 12 GHz, et une sortie RF/2 permettant de générer des signaux modulés en fréquence avec une bande spectrale de 500 MHz maximum autour de 6 GHz. La durée des signaux générés peut varier entre 1 μ s et quelques ms en fonction des paramètres choisis (bande spectrale, pas fréquentiel, etc...).



FIGURE 3.27 : Carte Analog Device ADF4159EB utilisée pour générer un signal FMCW

Pour nos applications seule la sortie RF/2 sera utilisée avec un signal de durée 1 ms et de bande spectrale 500 MHz. Cette bande de fréquences quatre fois inférieure à celle du signal impulsionnel utilisé précédemment ne permettra pas de réaliser une comparaison entre les deux configurations. Néanmoins, elle permettra de déceler toutes problématiques liées à l'utilisation conjointe de signaux modulés en fréquence et d'architecture de réception avec multiplexage temporel opto-RF.

La Fig. 3.28 montre l'architecture générale du nouveau système d'imagerie. Afin de permettre la démodulation des signaux FMCW avant leurs acquisitions, un mélangeur RF est positionné en amont d'un oscilloscope TiePie HS6 DIFF, dont la vitesse d'échantillonnage maximale est de 1 GSa/s. Ce mélangeur est utilisé pour multiplier le signal émis et le signal multiplexé temporellement.

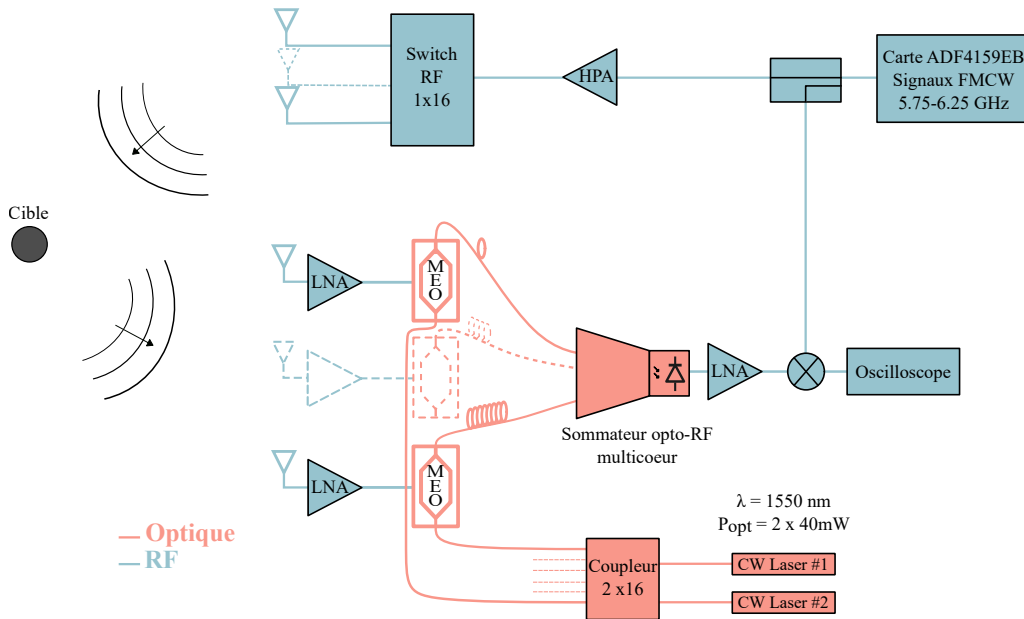


FIGURE 3.28 : Système d'imagerie MIMO mis en place avec une architecture FMCW.

3.3.2 Modélisation mathématique de l'utilisation de signaux FMCW

Mathématiquement, le signal FMCW est une onde sinusoïdale dont la fréquence instantanée évolue linéairement en fonction du temps pour une durée donnée. Ce signal peut être décrit dans le domaine complexe par l'équation suivante :

$$s_t(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(-j2\pi f_c t - j\pi\alpha t^2) \quad (3.26)$$

Dans cette équation f_c représente la fréquence centrale du signal FMCW, α correspond au taux de balayage en fréquence du signal et est égal au rapport entre la bande spectrale B et la durée du signal T (i.e. $\alpha = \frac{B}{T}$). Enfin, $\text{rect}(\frac{t}{T})$ est la fonction rectangle qui permet de délimiter le chirp FMCW dans le temps. Cette fonction est égale à 1 dans l'intervalle $-T/2 \leq t \leq T/2$ et est égale à 0 en dehors. Dans le cas où une scène composée d'une seule cible ponctuelle est imagée par le biais du système présenté en Fig. 3.28, les signaux reçus par les différentes antennes de réception correspondent au signal émis retardé d'un temps τ_0 proportionnel, d'une part, à la distance séparant la position r_t de l'antenne d'émission de la cible et, d'autre part, à la distance séparant cette cible des positions r_r des différentes antennes de réception.

$$s_r(r_t, r_r, t) = \text{rect}\left(\frac{t - \tau_0(r_t, r_r)}{T}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi f_c(t - \tau_0(r_t, r_r)) - j\pi\alpha(t - \tau_0(r_t, r_r))^2\right) \quad (3.27)$$

Les signaux reçus par les antennes de réception sont ensuite retardés et sommés par le biais de l'architecture de multiplexage temporel. Le signal résultant, dépendant de l'antenne d'émission considérée et du temps, peut être défini par l'équation suivante :

$$u(r_t, t) = \sum_{n_r} s_r(r_t, r_r(n_r), t - \tau_f(n_r)) \quad (3.28)$$

n_r correspond ici au numéro de l'antenne de réception considérée et la variable $\tau_f(n_r)$ représente le retard appliqué au signal issu de cette antenne lors de sa propagation à travers la fibre optique connectée. Ce retard est égal à :

$$\tau_f(n_r) = \frac{L_{ref} + (n_r - 1)\Delta_L}{v} \quad (3.29)$$

avec L_{ref} la longueur de référence des fibres optiques, Δ_L le pas d'incrément de la longueur de ces fibres, v la vitesse de l'onde optique dans les fibres. Le signal décrit par l'équation (3.28) est ensuite multiplié au conjugué du signal émis pour permettre sa démodulation fréquentielle. Dans ce cas le signal résultant s'écrit :

$$\begin{aligned} u_{IF}(r_t, t) &= u(r_t, t) \cdot s_t^*(t) \\ &= \sum_{n_r} \text{rect}\left(\frac{t - \tau_{tot}(n_r)/2}{T'(n_r)}\right) \exp(j2\pi\phi(n_r, t)) \end{aligned} \quad (3.30)$$

avec

$$\phi(n_r, t) = f_c\tau_{tot}(n_r) + \alpha t\tau_{tot}(n_r) - \frac{1}{2}\alpha\tau_{tot}^2(n_r) \quad (3.31)$$

et

$$T'(n_r) = T - \tau_{tot}(n_r) \quad (3.32)$$

Dans ces équations, $\tau_{tot}(n_r)$ correspond à la somme des retards que subissent les ondes RF en espaces libres et à travers les lignes optiques du multiplexeur temporel (e.q. $\tau_{tot}(n_r) = \tau_0 + \tau_f(n_r)$).

L'équation (3.31) montre que le signal démodulé est composé de trois termes de phases différents :

- $f_c \tau_{tot}(n_r)$ est un terme linéaire qui dépend de la distance de propagation de l'onde. Il correspond au nombre de cycles effectués par la fréquence centrale du signal.
- $\alpha t \tau_{tot}(n_r)$ est un terme qui augmente linéairement avec le temps t . C'est ce terme qui donne accès à la fréquence de battement du signal résultant : $f_b = \alpha \tau_{tot}(n_r)$.
- $\frac{1}{2} \alpha \tau_{tot}^2(n_r)$ est un terme de phase quadratique dépendant lui aussi de la distance de propagation de l'onde. Dans la littérature ce terme est appelé *Residual Video Phase* (RVP) [9, 10].

Ce dernier terme est généralement négligé dans le cadre d'imagerie à courte portée. Cependant, dans le cadre du système développé dans ce chapitre, une architecture de multiplexage temporel est utilisée en réception. Ce multiplexage temporel fonctionnant en appliquant des retards importants aux informations reçues par les antennes, ce terme ne peut plus être négligé [126, 127]. De plus les retards variant en fonction de la voie de réception prise en compte, le déphasage lié à ce terme varie lui aussi (Fig. 3.29). Il est donc essentiel de le compenser afin d'éviter toute problématique lors de la reconstruction d'image. Son évolution quadratique empêchant une correction par simple caractérisation des voies de multiplexage temporel, un terme de compensation adapté sera appliqué dans le domaine fréquentiel.

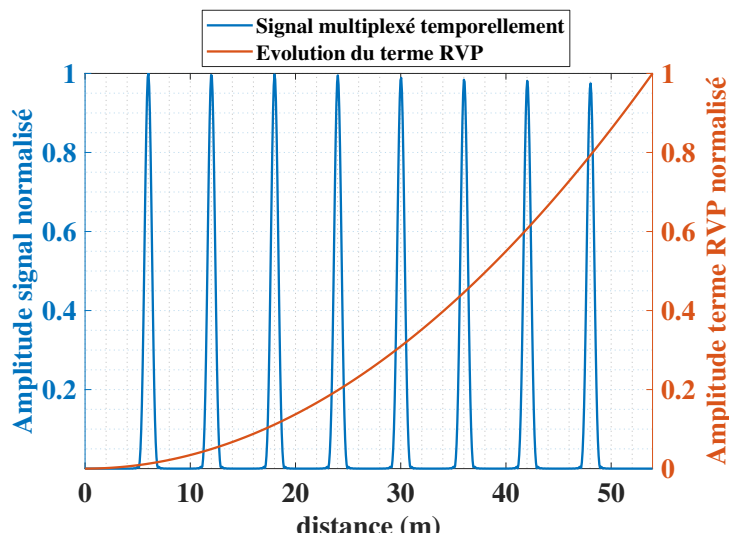


FIGURE 3.29 : Illustration de l'impact du terme de RVP en fonction du signal RF multiplexé

Dans ce domaine le signal multiplexé s'écrit :

$$\begin{aligned}
 U_{IF}(r_t, f) &= \mathcal{F}(u_{IF}(r_t, t)) \\
 &= \sum_{n_r} \left[\left[T'(n_r) \text{sinc}(\pi f T'(n_r)) \exp(j\pi f \tau_{tot}(n_r)) \right]^* \right. \\
 &\quad \left. \left[\exp \left(j2\pi \left(f_c \tau_{tot}(n_r) - \frac{1}{2} \alpha \tau_{tot}^2(n_r) \right) \right) \delta_{\alpha \tau_{tot}(n_r)} \right] \right]
 \end{aligned} \tag{3.33}$$

L'équation (3.33) montre que le signal fréquentiel est composé de sinus cardinaux centrés autour des différentes fréquences de battement. Chacun de ces sinus cardinaux est impacté par la dispersion de phase amené par le terme de RVP. Une première correction de ce terme consiste à compenser individuellement toutes les dispersions de phases en multipliant chaque sinus cardinal par un terme de correction :

$$Q(n_r) = \exp(j\pi\alpha\tau_{tot}^2(n_r)) \quad (3.34)$$

$$= \exp\left(j\pi\frac{f_b^2(n_r)}{\alpha}\right) \quad (3.35)$$

Cependant cette méthode peut rapidement devenir difficile à exécuter à mesure que le nombre de cibles ou le nombre d'antennes de réception augmente. La solution permettant de pallier cette problématique consiste donc à généraliser l'équation (3.35) sur tout l'axe des fréquences. La variable représentant les fréquences de battement f_b est alors remplacée par la variable fréquentiel f :

$$Q(f) = \exp\left(j\pi\frac{f^2}{\alpha}\right) \quad (3.36)$$

Cette reformulation permet de proposer une compensation parfaite au niveau du maximum des sinus cardinaux plus rapidement qu'avec une compensation réalisée de façon individuelle. Cependant, la solution généralisée entraîne une dégradation de la compensation autour du maximum des sinus cardinaux. Cette dégradation sera considérée comme acceptable au vue de l'avantage apporté par cette solution.

3.3.3 Etude de l'impact des signaux FMCW sur la reconstruction d'images par simulation

Afin d'étudier l'impact du terme de RVP et de valider sa compensation par l'équation (3.36) un simulateur est mis en place. Ce simulateur, fonctionnant sous MATLAB, permet de générer un signal modulé en fréquence sur une bande de 500 MHz centrée autour de 1.5 GHz et avec une durée de 2.5 μ s. Ce signal FMCW est propagé, grâce aux fonctions de Green, d'une antenne d'émission positionnée en $x = 0$ m et $y = 0$ m jusqu'à une cible positionnée en $x = 0$ m et $y = 1.5$ m, puis de cette cible vers huit antennes de réceptions dont les positions varieront en fonction des simulations. Des retards correspondant à un temps de propagation à travers des fibres optiques de longueurs différentes sont appliqués aux signaux reçus par les antennes de réception. Une fois retardés, ces signaux sont sommés pour simuler l'étape de multiplexage temporel.

Simulation 1D

Une première simulation est effectuée en positionnant toutes les antennes de réflexion avec l'antenne d'émission en $x = 0$ m et $y = 0$ m (Fig. 3.30). La longueur d'incrémentatation des fibres connectées aux antennes est fixée égale à 6 m. Dans cette configuration, la différence de retards entre les signaux reçus n'est donc due qu'aux longueurs de propagation à travers les fibres optiques.

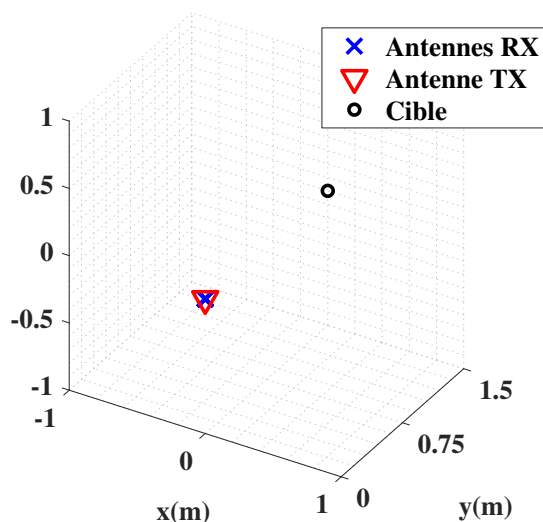


FIGURE 3.30 : Représentation 3D de la scène simulée avec 1 antenne d'émission et 8 antennes de réception toutes colocalisées en $x = 0$ m et $y = 0$ m. Les 8 antennes de réception sont reliées à des fibres optiques de longueur d'incrémentations égales à 6 m.

La Fig. 3.31 montre les signaux obtenus lorsque le terme de RVP n'est pas compensé. La sous-figure (a) correspond aux signaux temporels réels après les lignes de retards optiques. Pour aider à la visualisation, ces signaux ne sont pas sommés. La sous-figure (b) correspond à la partie réelle de la transformé de Fourier des signaux de la sous-figure (a). Ces signaux sont centrés autour des différentes fréquences de battement induites par la propagation à travers les fibres. L'axe horizontal est représenté en fonction de la distance parcourue par les signaux. Cette distance se calcule à l'aide de l'équation suivante :

$$d = \frac{f \cdot c}{\alpha} \quad (3.37)$$

Enfin la sous-figure (c) montre les signaux une fois la propagation à travers les fibres optiques compensée. Ces signaux sont centrés autour de 3 m, ce qui correspond à un aller-retour entre les antennes et la cible positionnée à 1.5 m. Toutefois, il est à noter que malgré la compensation de propagation à travers les fibres, les signaux ne sont pas en phase les uns avec les autres. Ce déphasage est dû au terme de RVP et empêche la bonne sommation de ces signaux lors de l'étape de reconstruction.

La Fig. 3.32 montre les signaux aux différentes étapes citées ci-dessus mais cette fois avec le terme de RVP compensé. Les signaux de la sous-figure (c), qui sont traités pour être utilisés directement avec un algorithme de reconstruction, sont maintenant en phase les uns avec les autres ce qui rend possible une reconstruction d'image cohérente.

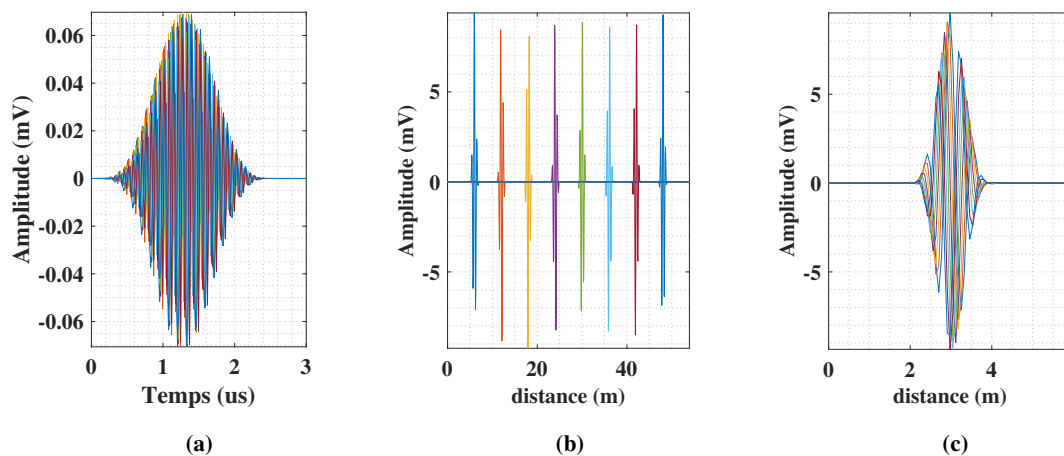


FIGURE 3.31 : Signaux obtenus après la simulation de la scène de la Fig. 3.30 lorsque le terme de RVP n'est pas compensé. Signaux obtenus après propagation en espace libre et à travers les fibres optiques (a), transformées de Fourier des signaux précédents (b), re-synchronisation (i.e. compensation des temps de propagation à travers les fibres optiques) des transformées de Fourier des signaux reçus et fenêtrage temporel (c).

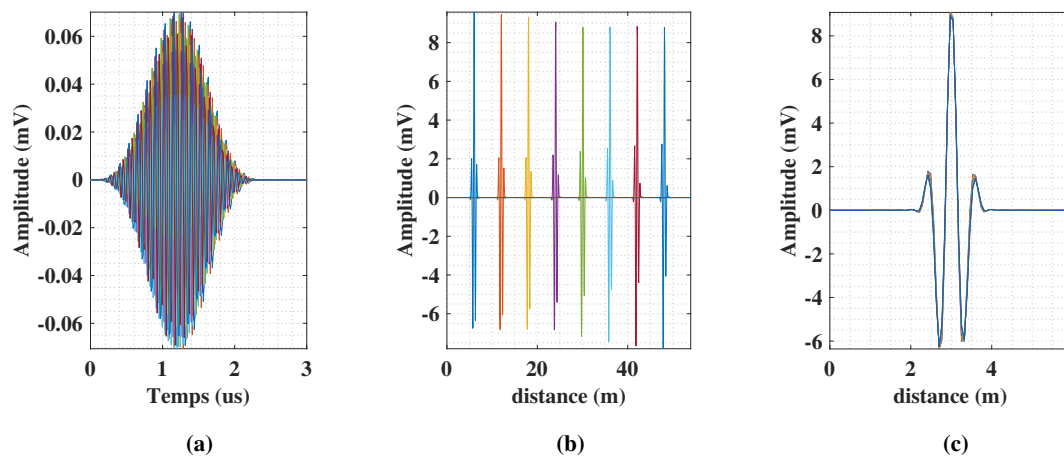


FIGURE 3.32 : Signaux obtenus après la simulation de la scène de la Fig. 3.30 lorsque le terme de RVP est compensé. Signaux obtenus après propagation en espace libre et à travers les fibres optiques (a), transformées de Fourier des signaux précédents (b), re-synchronisation (i.e. compensation des temps de propagation à travers les fibres optiques) des transformées de Fourier des signaux reçus et fenêtrage temporel (c).

La Fig. 3.33 montre la partie imaginaire des signaux des sous-figures (c) extraite à 3 m en fonction de la partie réelle des signaux extraite à cette même distance. Cette représentation souligne l'impact du terme de RVP sur la phase des signaux. La diminution de l'amplitude est due à la fonction rectangle de l'équation (3.30) dont la largeur diminue à mesure que la longueur de la fibre optique, qui lui est associée, augmente. Ceci entraîne donc une diminution de l'énergie totale du signal utile.

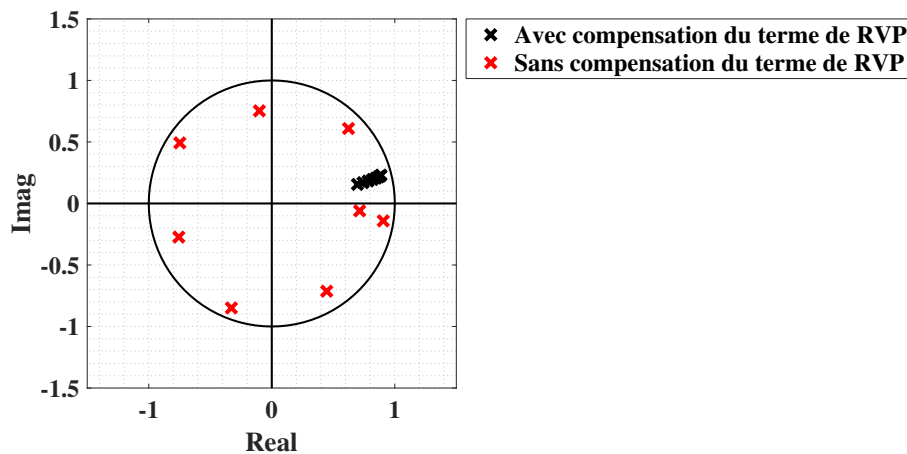


FIGURE 3.33 : Représentation dans le domaine complexe de l'impact du terme de RVP sur les signaux obtenus.

Simulation 2D

La deuxième simulation effectuée pour étudier l'impact du terme de RVP consiste, cette fois, à répartir les huit antennes de réceptions sur l'axe x de façon à obtenir un écart entre deux antennes consécutives de 9 cm.

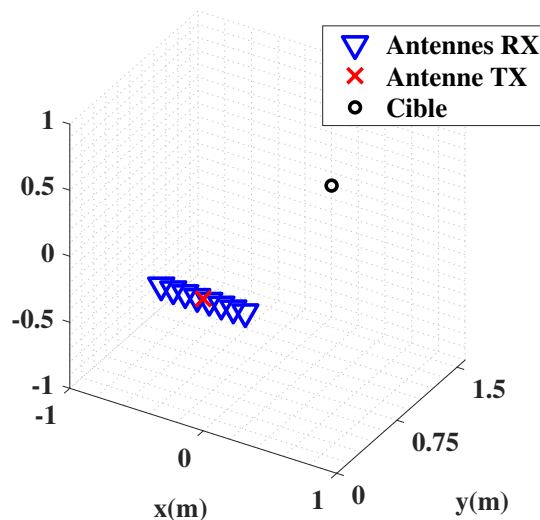


FIGURE 3.34 : Représentation 3D de la scène simulée avec 1 antenne d'émission positionnée en $x = 0$ m et $y = 0$ m et 8 antennes de réception réparties suivant l'axe x avec 9 cm d'espacement entre deux antennes consécutives. Les antennes de réception sont reliées à des fibres optiques de longueur d'incrémention variable.

Cette redistribution permet d'augmenter le nombre de points de vue de la scène. Cette dernière est toujours constituée d'une seule cible ponctuelle positionnée en $x = 0$ m et $y = 1.5$ m (Fig. 3.34). L'augmentation du nombre de point de vue permet la reconstruction d'images 2D. L'incrémention de la distance de propagation appliquée aux signaux reçus par les antennes de réception est maintenant variable.

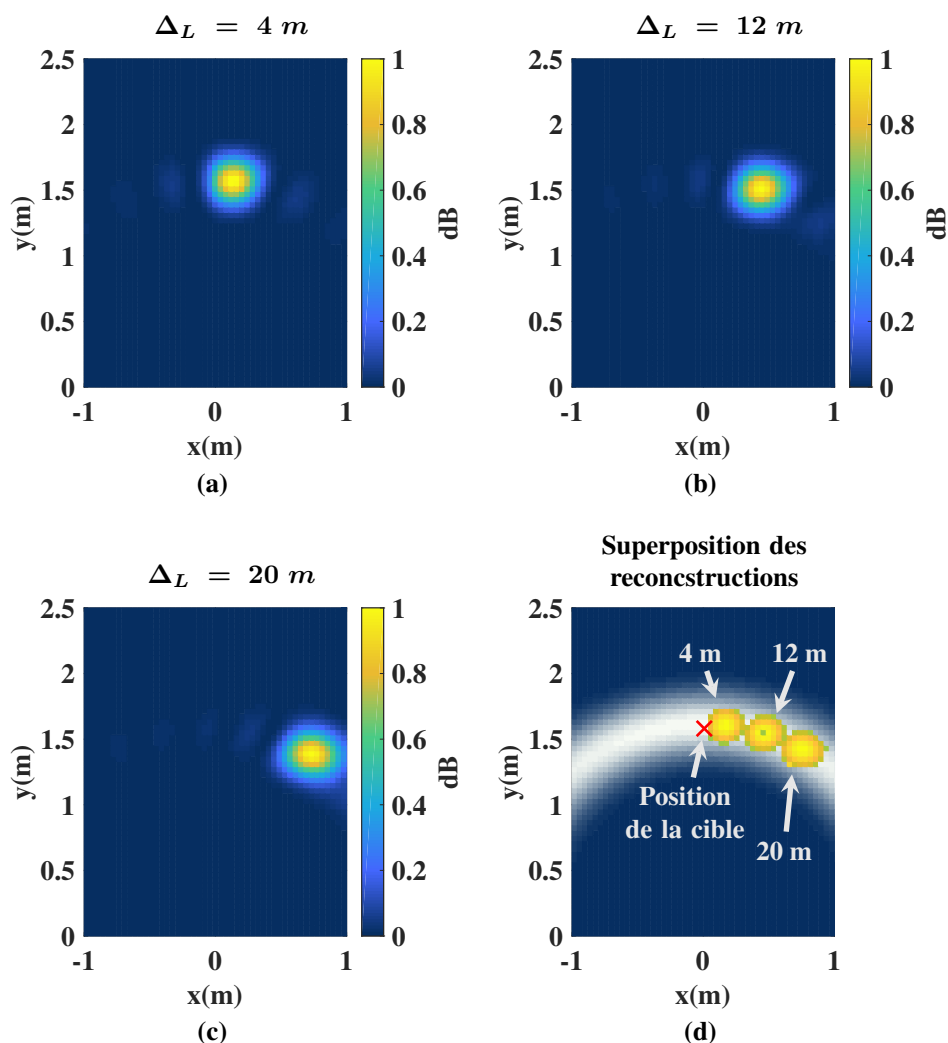


FIGURE 3.35 : Reconstructions 2D de la scène simulée sans compensation du terme de RVP pour des longueurs d'incrémentations de fibres optiques variables. La croix rouge indique la position réelle de la cible.

La reconstruction de la scène par méthode de back-propagation sans compensation du terme de RVP est montrée sur la Fig. 3.35. Les sous-figure (a-c) montrent la reconstruction pour des pas d'incrémentations de longueurs de fibres de respectivement de 4 m, 12 m et 20 m. Dans ces sous-figures la reconstruction de la cible tend à se déplacer vers la droite. La sous-figure (d) correspond à la superposition des reconstruction (a)-(c). Toutes les reconstructions sont positionnées sur un arc de cercle centré sur le centre de phase du réseau et dont le rayon est égal à 1.5 m. Cet arc de cercle est représenté en blanc sur la sous-figure (d) et son épaisseur est calculé en fonction de la bande spectrale du signal émis. Le terme de RVP entraîne donc une dispersion de la phase des signaux reçus qui émule un dépointage du réseau en fonction de la distance de propagation des ondes. La Fig. 3.36 montre qu'une fois le terme de RVP compensé à l'aide de la méthode présentée dans le paragraphe 3.3.2, la rétropropagation des signaux se fait de façon cohérente et la cible est reconstruite à sa réelle position.

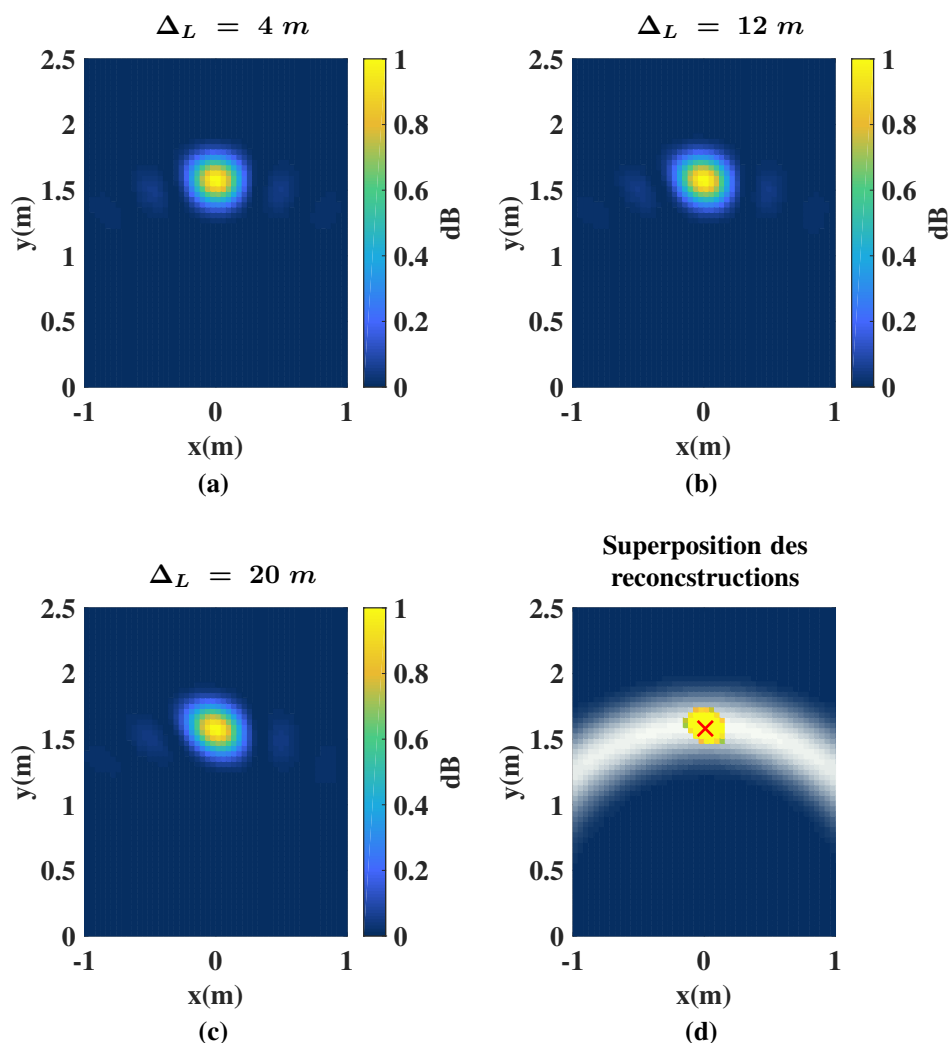


FIGURE 3.36 : Reconstructions 2D de la scène simulée avec compensation du terme de RVP pour des longueurs d'incrémentations de fibres optiques variables. La croix rouge indique la position réelle de la cible.

3.3.4 Validation expérimentale de l'intégration de l'architecture FMCW

Afin de valider la compensation du terme de RVP en milieu expérimental, une scène identique à celle présentée en Fig. 3.21 est scannée à l'aide du système FMCW. La Fig. 3.37 montre la reconstruction de cette scène lorsque le terme de RVP n'est pas compensé (sous-figure (a)) et lorsque ce terme est compensé (sous-figure (b)). Dans le premier cas, alors qu'on aurait pu s'attendre à un décalage de la scène comme montré en Fig. 3.35, on se rend compte que la reconstruction est plus complexe rendant la scène méconnaissable. Ceci s'explique par le fait que les antennes de réception reliées aux fibres optiques sont réparties sur les deux côtés verticaux. L'augmentation de la distance parcourue par les signaux optiques est donc non linéaire suivant l'axe z . La deuxième sous-figure montre que, malgré cette différence par rapport aux simulations, la méthode de compensation de la dérive en phase amenée par le terme de RVP fonctionne comme escompté. Ceci permet de facilement

identifier les cinq sphères.

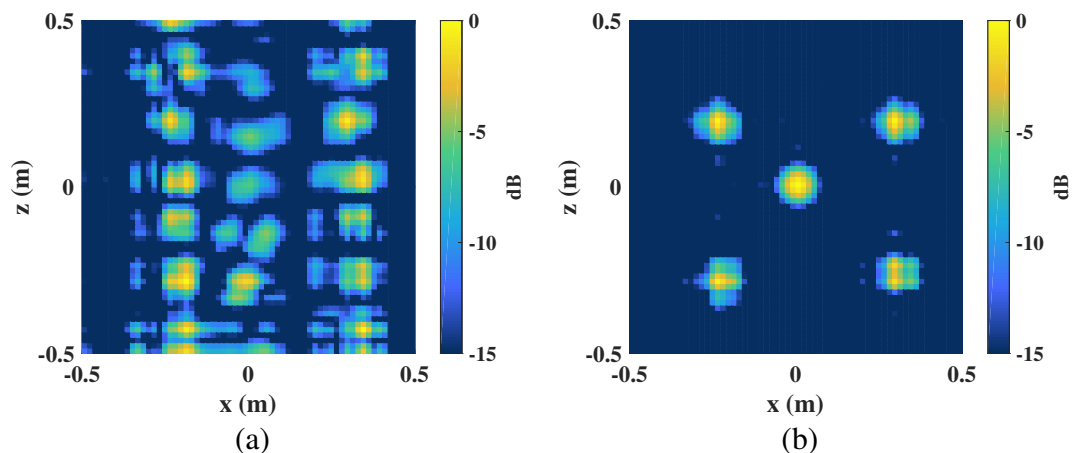


FIGURE 3.37 : Reconstructions 2D d'une scène composée de 5 sphères métalliques sans compensation du terme de RVP (a) et avec compensation (b).

3.3.5 Conclusion sur l'intégration d'une architecture FMCW

En conclusion, les paragraphes ci-dessus ont montré l'implémentation de signaux FMCW dans un système d'imagerie courte portée utilisant une architecture de multiplexage temporel en réception. Dans ces conditions, les signaux FMCW réfléchis par la scène et démodulés à l'aide du signal émis de référence sont impactés par l'apparition d'un terme de phase parasite, appelé *Residual Video Phase term* (RVP), proportionnel à la distance de propagation des signaux. Usuellement ce terme constant est négligé. Cependant, dans le cadre de signaux multiplexés temporellement, ce terme varie en fonction de l'antenne de réception considérée, ce qui diminue la mise en cohérence des signaux reçus pour la reconstruction d'images. Il est donc essentiel, dans le cas du système développé ici, de compenser ce terme de phase. Cette compensation se fait en implémentant un deuxième terme de phase en opposition avec le terme de RVP. Cette implémentation, bien que bien connu dans le domaine de la détection radar à longue portée n'est que très peu utilisée pour des applications à courte portée. Dans ces paragraphes, cette méthode de compensation de la dérive en phase a été validée par simulation et expérimentalement.

3.4 Conclusion du chapitre

Ce troisième chapitre a permis de valider la possibilité d'utiliser une architecture de multiplexage opto-RF en réception d'un système d'imagerie MIMO. Cette architecture est utilisée pour acquérir tous les signaux reçus simultanément par les antennes de réception du système sur une seule voie d'acquisition. Le premier système d'imagerie mis en place avec cette architecture fonctionnait en bande C avec des signaux impulsionnels. Ce système a, dans un premier temps, été caractérisé en terme de bilan de liaison, de résolution et de taille de fenêtre de reconstruction d'image et cette caractérisation a été comparée aux valeurs théoriques. Dans un second temps, des mesures de scènes

complexes ont été effectuées et une comparaison avec un système n'utilisant pas de composant opto-RF a été réalisée. Ces différentes études ont permis de valider le bon fonctionnement du système d'imagerie.

Par la suite, une architecture FMCW a été intégrée à ce système pour diminuer les contraintes d'échantillonnage des signaux reçus et multiplexés temporellement. Malheureusement, il a été montré que cette architecture entraînait une dispersion de phase des signaux reçus empêchant la reconstruction de la scène de façon cohérente. Cette dispersion de phase a été étudiée et une méthode de compensation a été proposée. Cette méthode a été validée en simulation puis de manière expérimentale, rendant ainsi possible l'utilisation conjointe des signaux modulés en fréquence et du multiplexage temporel en réception.

Les travaux réalisés dans ce chapitre trouvent des applications directes dans le cadre du projet OBIWAM dont l'objectif est de développer un système d'imagerie MIMO basé sur l'approche de multiplexage temporel opto-RF et fonctionnant dans la bande de fréquences 15 - 20 GHz. Ce système sera amené à être utilisé pour sécuriser des lieux publics. Dans ce cadre, et afin de continuer de proposer des solutions pour ce projet, le chapitre suivant est axé sur le développement d'un scanner corporel.

CHAPITRE 4

Développement d'un prototype de scanner corporel dans le cadre du projet OBIWAM

Sommaire

4.1	Introduction	106
4.2	Scanner corporel cylindrique et algorithme de reconstruction 3D associé	107
4.2.1	Proposition d'une nouvelle architecture de scanner corporel	107
4.2.2	Développement d'un algorithme de reconstruction 3D par décomposition spectrale	109
4.2.3	Mise en place d'un prototype d'imagerie 2D opérant en bande C	114
4.2.4	Validation de la reconstruction 3D par simulation	119
4.2.5	Conclusion sur la possibilité d'utiliser un scanner corporel cylindrique avec l'algorithme de reconstruction rapide développé	126
4.3	Mise en place d'un prototype de scanner linéaire dans la bande 15 - 20 GHz	127
4.3.1	Présentation du prototype en configuration MISO	127
4.3.2	Première preuve de principe	130
4.3.3	Conclusion sur la mise en place du prototype d'imagerie dans la bande 15 - 20 GHz	131
4.4	Conclusion du chapitre	132

4.1 Introduction

Le projet OBIWAM vise à développer un démonstrateur d'imagerie multiple-input multiple-output (MIMO) dans la bande de fréquences 15 - 20 GHz pour de futures applications de scanners de sécurité corporel. Ce démonstrateur sera basé sur une approche de multiplexage temporel opto-RF (Fig. 4.1). La faisabilité de cette approche a été démontrée dans le chapitre précédent avec un système opérant en bande C en régime impulsionnel et FMCW. L'étape suivante consiste à tirer partie des connaissances acquises dans le développement de système d'imagerie radar pour proposer une topologie de réseaux d'antennes adaptée aux besoins et objectifs du projet (tableau 4.1).

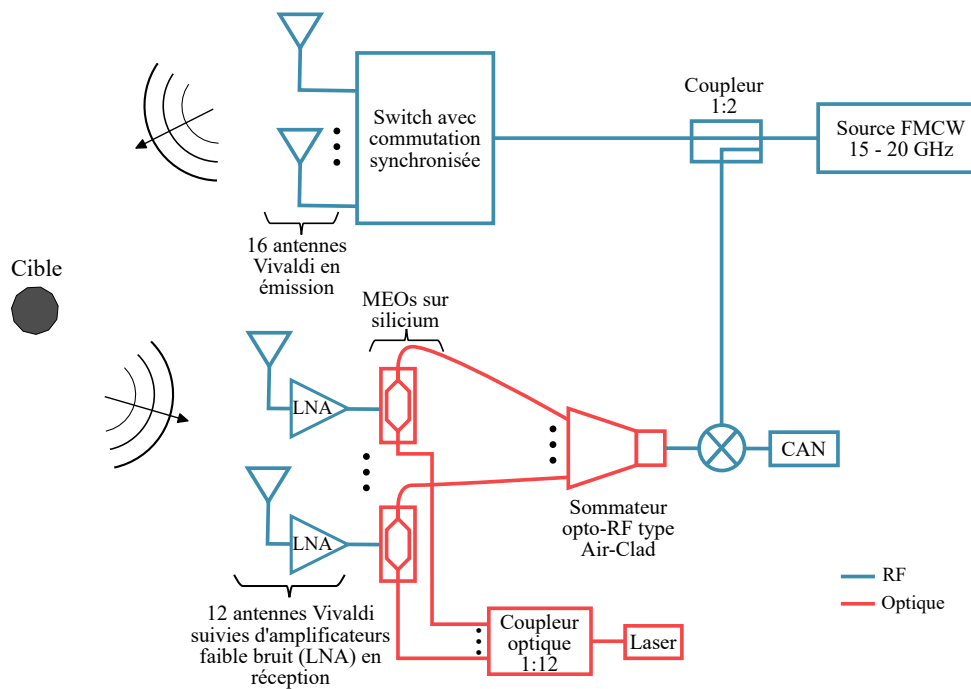


FIGURE 4.1 : Architecture du démonstrateur d'imagerie radar du projet OBIWAM.

Le réseau d'antennes utilisé dans le projet sera composé de 16 émetteurs et 12 récepteurs afin de limiter les coûts de développement. Pour permettre une reconstruction 3D hautement résolue avec ce réseau, il a été décidé de positionner les antennes d'émission et réception suivant un même axe en configuration MIMO 1D puis d'utiliser un mécanisme de déplacement vertical pour permettre un scan complet de la scène.

La première topologie étudiée dans ce contexte est une topologie où le réseau MIMO est disposé en arc de cercle autour de la scène et où un déplacement mécanique vertical permet de synthétiser une ouverture rayonnante 3D. Cette configuration étant très peu documentée dans la littérature actuelle, le principal challenge réside dans le développement d'une méthode de reconstruction adaptée. Un nouvel algorithme d'imagerie est donc mis au point puis validé. Cette validation est réalisée dans un premier temps de façon expérimentale en 2D via la mise en place d'un prototype d'imagerie fonctionnant dans la bande de fréquences 5.75 - 6.25 GHz, puis une série de simulations est effectuée pour l'étendre au domaine 3D.

CHAPITRE 4. DÉVELOPPEMENT D'UN PROTOTYPE DE SCANNER CORPOREL DANS LE CADRE DU PROJET OBIWAM

La deuxième topologie étudiée en alternative de la première est une topologie plus conventionnelle où un réseau MIMO disposé à l'horizontal est déplacé verticalement. Les études réalisées sur ces deux topologies permettront de mettre en place un dernier démonstrateur. Ce démonstrateur sera constitué du système d'émission (i.e. source FMCW, coupleur, matrice de commutation et antennes) ainsi que du système de démodulation du signal FMCW développés dans le cadre du projet. Les composants optiques n'étant pas encore disponibles au moment des travaux présentés dans ce manuscrit, une configuration MISO (i.e. plusieurs émetteurs, un seul récepteur) sera utilisée. Cette configuration permettra de réaliser une première preuve de principe du fonctionnement de ce nouveau prototype d'imagerie.

Partenaires	Rôle dans le projet OBIWAM
XLIM	<ul style="list-style-type: none">- Coordination du projet- Démonstration de faisabilité de l'approche de multiplexage opto-RF- Développement d'un prototype d'imagerie 15 - 20 GHz et de l'algorithme de reconstruction associé- Conception d'un sommateur optoélectronique
MC2	<ul style="list-style-type: none">- Conception chaîne de transmission RF- Conception source FMCW
C2N	<ul style="list-style-type: none">- Conception des modulateurs électro-optiques
ST Microelectronics	<ul style="list-style-type: none">- Fabrication des modulateurs électro-optiques
Vectrawave	<ul style="list-style-type: none">- Mise en boîtier de composants hyperfréquences optoélectroniques

TABLEAU 4.1 : Récapitulatif des rôles des différents partenaires dans le projet OBIWAM

4.2 Scanner corporel cylindrique et algorithme de reconstruction 3D associé

4.2.1 Proposition d'une nouvelle architecture de scanner corporel

Aujourd'hui, il existe différentes configurations de systèmes d'imagerie micro-ondes à courte portée qui tirent profit de l'approche SAR (*Synthetic Aperture Radar*). Cette approche, initialement utilisée dans l'imagerie aérienne [128, 129], leur permet de synthétiser des ouvertures rayonnantes suffisamment grandes pour scanner avec une forte résolution une personne statique. Le premier système d'imagerie corporelle basé sur cette approche était composé de deux réseaux d'antennes horizontaux (un réseau

d'émission et un réseau de réception) qui étaient déplacés suivant un axe vertical [130]. Ce système fonctionnait en mesurant uniquement l'interaction entre une antenne d'émission et son antenne de réception associée (i.e. configuration *Single-Input Single-Output* (SISO)).

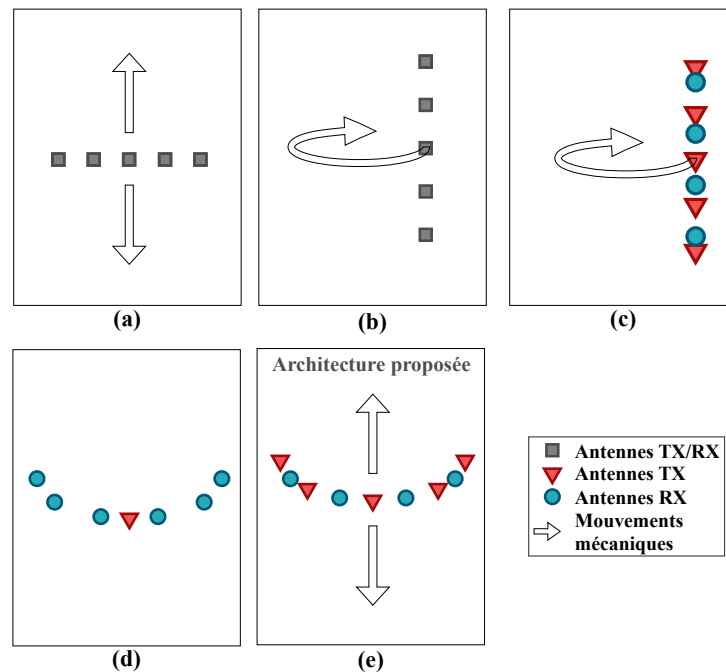


FIGURE 4.2 : Comparaison des différentes architectures de scanner corporel cylindrique existantes. (a) Réseau SISO horizontal avec déplacement vertical [130], (b) Réseau SISO vertical avec déplacement azimutal [131], (c) Réseau MIMO vertical avec déplacement azimutal [132], (d) Réseau SIMO azimutal [133], (e) Réseau MIMO azimutal avec déplacement vertical étudié dans le cadre du projet OBIWAM.

Ce premier système a permis de montrer qu'il était possible de scanner des personnes avec une forte résolution en compensant le manque de diversités spatiales des mesures suivant un axe par un déplacement mécanique. Cependant, cette première configuration présentait un inconvénient. En effet, la disposition linéaire des antennes et leur déplacement, lui aussi linéaire, nécessitaient de réaliser plusieurs acquisitions de la personne suivant différents points de vue afin de limiter au maximum les zones aveugles (i.e. zones n'apparaissant pas lors de la reconstruction de l'image) [134–136]. Le temps nécessaire à l'imagerie complète d'une personne était alors important.

Pour pallier cette problématique, d'autres topologies utilisant un réseau linéaire vertical déplacé suivant un mouvement mécanique azimutal ont été proposées (Fig. 4.2 (b) et (c)) [131, 132, 137]. Ces topologies permettent d'imager des personnes sous différents angles en une seule acquisition, limitant ainsi les zones aveugles et le temps de nécessaire à l'imagerie d'un corps entier. En lien avec ces travaux, une autre approche a été étudiée avec cette fois un réseau d'antenne disposées en arc de cercle autour d'une cible, mais sans déplacement mécanique (Fig. 4.2 (d)) [133]. Les auteurs de cet article ont montré qu'en plus de limiter les zones aveugles, la disposition des antennes permettait de collecter une plus ample variété de signaux réfléchis par la forme complexe des objets imagés

réduisant ainsi l'apparition d'artefacts.

Dans le cadre du projet OBIWAM, il est proposé d'étudier une configuration où les antennes d'un réseau MIMO seraient positionnées sur un demi arc de cercle et où un système mécanique permettrait de les déplacer suivant un axe vertical afin d'imager un corps entier (Fig. 4.2 (e)). La mise en place de cette nouvelle topologie ne peut cependant pas être réalisée sans le développement d'une méthode de reconstruction associée. La solution la plus simple pour cette méthode de reconstruction consisterait à utiliser une approche de back-propagation. Cependant, la consommation mémoire, et donc le temps de reconstruction d'images, associés à cette approche est fortement impactée par la dimension du problème d'imagerie considéré. Afin de pallier ce problème, le choix est fait d'utiliser une approche basée sur la décomposition spectrale des signaux mesurés. Cette approche est présentée dans le paragraphe suivant.

4.2.2 Développement d'un algorithme de reconstruction 3D par décomposition spectrale

Les algorithmes basés sur l'approche de décomposition spectrale des signaux mesurés, aussi connus sous le nom de *Fourier-based algorithms*, utilisent des techniques de transformées de Fourier rapides pour réduire la complexité des problèmes d'imageries. Issues de techniques de reconstructions acoustiques, ces algorithmes sont particulièrement adaptés pour des configurations de système d'imagerie planaire [87, 118, 123, 124]. Néanmoins, ils commencent aussi à être implémentés pour des architectures cylindriques [132, 138, 139].

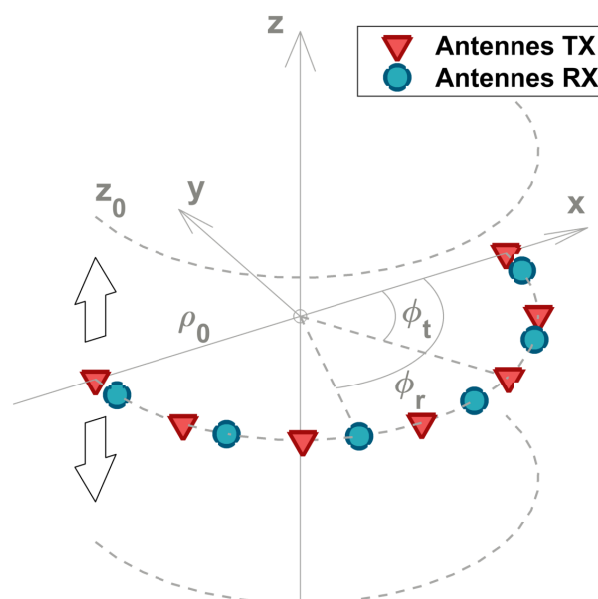


FIGURE 4.3 : Système d'imagerie MIMO-SAR avec les antennes positionnées sur l'axe azimutal et un déplacement mécanique suivant l'axe vertical.

Afin de comprendre comment ces algorithmes peuvent être utilisés avec la topologie proposée pour le projet OBIWAM (Fig. 4.3), revenons un moment sur le modèle d'un système MIMO. Dans le but de simplifier l'expression des interactions entre les ondes émises et la scène imagée, ce modèle est soumis à différentes approximations. Les antennes sont tout d'abord considérées comme ponctuelles, isotropes et polarisées suivant un seul axe afin de permettre la modélisation du problème de façon scalaire. De plus, la première approximation de Born est utilisée afin de s'affranchir du traitement des multiples trajets. Dans ces conditions, le modèle mathématique du système MIMO est exprimé dans le domaine fréquentiel, pour une fréquence, de la façon suivante :

$$S_f(r_t, r_r) = \int_r G_f(r_t, r) \sigma(r) G_f(r, r_r) dr^3 \quad (4.1)$$

r_t correspond ici à la position des antennes d'émission, r_r à la position des antennes de réception, r à la positions des voxels composant la scène, $G_f(r_t, r)$ et $G_f(r, r_r)$ aux fonctions de Greens d'émission et de réception et $\sigma(r)$ à la susceptibilité de la scène. Les fonctions de Green sont décrites, pour une antenne d'émission ou de réception positionnée en r_a , par l'équation suivante :

$$G_f(r_a, r) = \frac{e^{-jk|r_a-r|}}{|r_a - r|} \quad (4.2)$$

Dans le cas où les antennes d'émission et de réception sont uniformément espacées, il est possible d'utiliser une approche par transformées de Fourier pour re-définir l'équation (4.1) en fonction des composantes transverses des ondes planes émises et reçues [118] :

$$\begin{aligned} S_f(k_t, k_r) &= \mathcal{F}[S_f(r_t, r_r)] \\ &= \frac{-\pi}{k_y} \int_r \sigma(x, y, z) e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} e^{-jk_z z} d^3 r \end{aligned} \quad (4.3)$$

où les vecteurs d'ondes des réseaux d'émission et de réception sont définis par $k_t = [k_{x_t}, k_{y_t}, k_{z_t}]$, $k_r = [k_{x_r}, k_{y_r}, k_{z_r}]$ et où les composantes transverses dans le repère cartésien sont égales à :

$$\begin{cases} k_x = k_{x_t} + k_{x_r} \\ k_y = k_{y_t} + k_{y_r} \\ k_z = k_{z_t} + k_{z_r} \end{cases} \quad (4.4)$$

L'expression de l'équation (4.3) n'est cependant vraie que dans le cas où les ondes interagissent avec la scène dans une zone située autour d'un point de phase stationnaire positionné à l'origine du repère utilisé. Si ce n'est pas le cas, des termes de translation peuvent être ajoutés pour redéfinir un point de phase stationnaire plus adapté à la problématique. De même, pour des problématiques où les ondes interagissent sur de larges zones, il est possible de définir plusieurs points de phase stationnaire autour desquels reconstruire des sous-images [123]. Dans le cas du système étudié dans ce chapitre, nous considérerons que l'interaction des ondes est restreinte autour d'un seul point de phase stationnaire positionné au centre du réseau.

Pour le système MIMO cylindrique et SAR vertical étudié, les antennes d'émission et de réception sont disposées uniformément sur un demi-cercle de rayon ρ_0 et sont translatées suivant l'axe z par le biais d'un mouvement mécanique. La position des antennes peut donc être définie par :

$$r_{t,r}(\rho_0, \phi_{t,r}, z_0) = \begin{cases} \rho_0 \cos(\phi_{t,r}) \\ \rho_0 \sin(\phi_{t,r}) \\ z_0 \end{cases} \quad (4.5)$$

Le rayon ρ_0 est constant pour cette étude et la position suivant l'axe z est considérée identique pour les antennes d'émission et de réception pour chaque déplacement mécanique. La disposition des antennes de façon homogène suivant l'axe azimutal introduit des symétries cylindriques qui peuvent être utilisées pour simplifier et accélérer le processus de reconstruction [140]. Pour cela, les composantes des ondes planes émises et reçues, qui précédemment étaient définies dans le repère cartésien, sont redéfinies dans le repère cylindrique :

$$k_{t,r}(k_\rho, \varphi_{t,r}, k_{z_0}) = \begin{cases} k_\rho \cos(\varphi_{t,r}) \\ k_\rho \sin(\varphi_{t,r}) \\ k_{z_0} \end{cases} \quad (4.6)$$

Il est à souligner que la notation des angles utilisés pour redéfinir les composantes des ondes planes est différente de celle des angles utilisés pour définir la position des antennes. Cette différence se justifie par le fait que la projection des ondes planes n'est pas contrainte par la position des antennes.

L'injection de l'équation (4.6) dans l'équation (4.3) permet de reformuler le problème de la façon suivante :

$$S_f(\varphi_t, \varphi_r, k_z) \propto \int_r \sigma(x, y, z) e^{-jk_\rho((\cos(\varphi_t)+\cos(\varphi_r))x+(\sin(\varphi_t)+\sin(\varphi_r))y)} e^{-j(k_{z_0}+k_z)z} d^3r \quad (4.7)$$

Les deux composantes verticales des ondes émises et reçues étant identiques, il est possible de les redéfinir sous la forme d'une seule et unique composante : $k_z = 2k_{z_0}$ faisant ainsi apparaître la transformée de Fourier de la susceptibilité suivant l'axe z :

$$S_f(\varphi_t, \varphi_r, k_z) \propto \int_\rho \int_\phi \overbrace{\left[\int_z \sigma(\rho, \phi, z) e^{-jk_z z} dz \right]}^{\sigma(\rho, \phi, k_z)} e^{-jk_\rho((\cos(\varphi_t)+\cos(\varphi_r))x+(\sin(\varphi_t)+\sin(\varphi_r))y)} d\rho d\phi \quad (4.8)$$

Les positions des voxels peuvent ensuite être définies elles aussi dans le domaine cylindrique :

$$r(\rho, \phi, z) = \begin{cases} \rho \cos(\phi) \\ \rho \sin(\phi) \\ z \end{cases} \quad (4.9)$$

L'équation (4.8) s'écrit alors :

$$S_f(\varphi_t, \varphi_r, k_z) \propto \int_{\rho} \int_{\phi} \sigma(\rho, \phi, k_z) e^{-jk_{\rho}((\cos(\varphi_t)+\cos(\varphi_r))\rho \cos(\phi)+(\sin(\varphi_t)+\sin(\varphi_r))\rho \sin(\phi))} d\rho d\phi \quad (4.10)$$

Cette dernière équation est arrangée afin de faire apparaître des relations de trigonométrie de la forme $\cos(a - b) = \cos(a) \cos(b) + \sin(a) \sin(b)$:

$$S_f(\varphi_t, \varphi_r, k_z) \propto \int_{\rho} \int_{\phi} \sigma(\rho, \phi, k_z) e^{-jk_{\rho}(\cos(\phi) \cos(\varphi_t)+\sin(\phi) \sin(\varphi_t))\rho} e^{-jk_{\rho}(\cos(\phi) \cos(\varphi_r)+\sin(\phi) \sin(\varphi_r))\rho} d\rho d\phi \quad (4.11)$$

L'équation (4.11) est ensuite simplifiée :

$$S_f(\varphi_t, \varphi_r, k_z) \propto \int_{\rho} \int_{\phi} \sigma(\rho, \phi, k_z) e^{-jk_{\rho} \cos(\phi-\varphi_t)\rho} e^{-jk_{\rho} \cos(\phi-\varphi_r)\rho} d\rho d\phi \quad (4.12)$$

Cette simplification permet de faire apparaître une double convolution selon φ_t et φ_r . Ainsi, si nous définissons $E_{t,r}$ comme :

$$E_{t,r}(\rho, \varphi_{t,r}) = e^{-jk_{\rho} \cos(\phi-\varphi_{t,r})\rho} \quad (4.13)$$

nous obtenons l'équation suivante :

$$S_f(\varphi_t, \varphi_r, k_z) \propto \int_{\rho} \sigma(\rho, \varphi_t, \varphi_r, k_z) *_{(\varphi_t)} E_t(\rho, \varphi_t) *_{(\varphi_r)} E_r(\rho, \varphi_r) d\rho \quad (4.14)$$

Cette nouvelle équation reste composée d'une intégrale suivant l'axe ρ difficile à estimer. Cependant, au vue de la disposition des antennes, il est possible de se positionner dans le cas d'une approximation de phase stationnaire. Cette approximation permet d'estimer l'équation précédente en ne considérant que la contribution du point de phase stationnaire positionné au niveau du point focal du système (i.e. en $\rho = \rho_0$). Elle est d'autant plus juste que la scène imagée est proche de ce point. Dans ces conditions, l'équation (4.14) s'écrit [132] :

$$S_f(\varphi_t, \varphi_r, k_z) \propto \sigma(\varphi_t, \varphi_r, k_z) *_{(\varphi_t)} E_t(\varphi_t) *_{(\varphi_r)} E_r(\varphi_r) \quad (4.15)$$

où $*_{(\varphi)}$ correspond à une convolution suivant φ . L'équation (4.15) montre une relation simplifiée entre le signal mesuré à une fréquence $S_f(\varphi_t, \varphi_r, k_z)$ et la susceptibilité de la scène $\sigma(\varphi_t, \varphi_r, k_z)$. La résolution de la problématique inverse dans le domaine angulaire peut être obtenue en prenant en compte les propriétés des transformées de Fourier concernant l'opération de convolution. Ces propriétés permettent de redéfinir la transformée de Fourier de deux termes convolués comme la multiplication des transformées de Fourier de ces deux termes. L'estimation de la susceptibilité de la scène $\hat{\sigma}(\varphi_t, \varphi_r, k_z)$ dans le domaine cylindrique s'écrit donc :

$$\hat{\sigma}(\varphi_t, \varphi_r, k_z) \propto \int_k \mathcal{F}_{\varphi_t, \varphi_r}^{-1} \left[\frac{\mathcal{F}_{\varphi_t, \varphi_r} [S_f(\varphi_t, \varphi_r, k_z)]}{\mathcal{F}_{\varphi_t} [E_t(\varphi_t)] \mathcal{F}_{\varphi_r} [E_r(\varphi_r)]} \right] dk \quad (4.16)$$

\mathcal{F}_x correspond ici à la transformée de Fourier suivant x , et \mathcal{F}_x^{-1} correspond à la transformée de Fourier inverse suivant cette même dimension. La transition du repère cylindrique au repère cartésien est réalisée en définissant :

$$\begin{cases} k_x = k_\rho \cos(\varphi_t) + k_\rho \cos(\varphi_r) \\ k_y = k_\rho \sin(\varphi_t) + k_\rho \sin(\varphi_r) \\ k_z = k_z \end{cases} \quad (4.17)$$

L'estimation de l'image de la scène est donc finalement obtenue à l'aide d'une dernière transformée de Fourier 3D inverse :

$$\hat{\sigma}(x, y, z) = \mathcal{F}_{x,y,z}^{-1} [\hat{\sigma}(k_x, k_y, k_z)] \quad (4.18)$$

A cette étape, il est nécessaire de noter que pour pouvoir être compatible avec les méthodes de transformées de Fourier rapides couramment utilisées dans les algorithmes de reconstruction, l'estimation de la scène dans le domaine de Fourier $\hat{\sigma}(k_x, k_y, k_z)$ doit être échantillonnée de façon uniforme. Or, les signaux mesurés étant définis dans le domaine angulaire, l'échantillonnage dans le repère cartésien ne respecte donc pas cette condition. Pour pallier cela, une étape d'interpolation doit être ajoutée avant le calcul de l'équation (4.18) [132]. Les différentes étapes de reconstruction d'une scène à l'aide de cet algorithme sont résumés dans la Fig. 4.4.

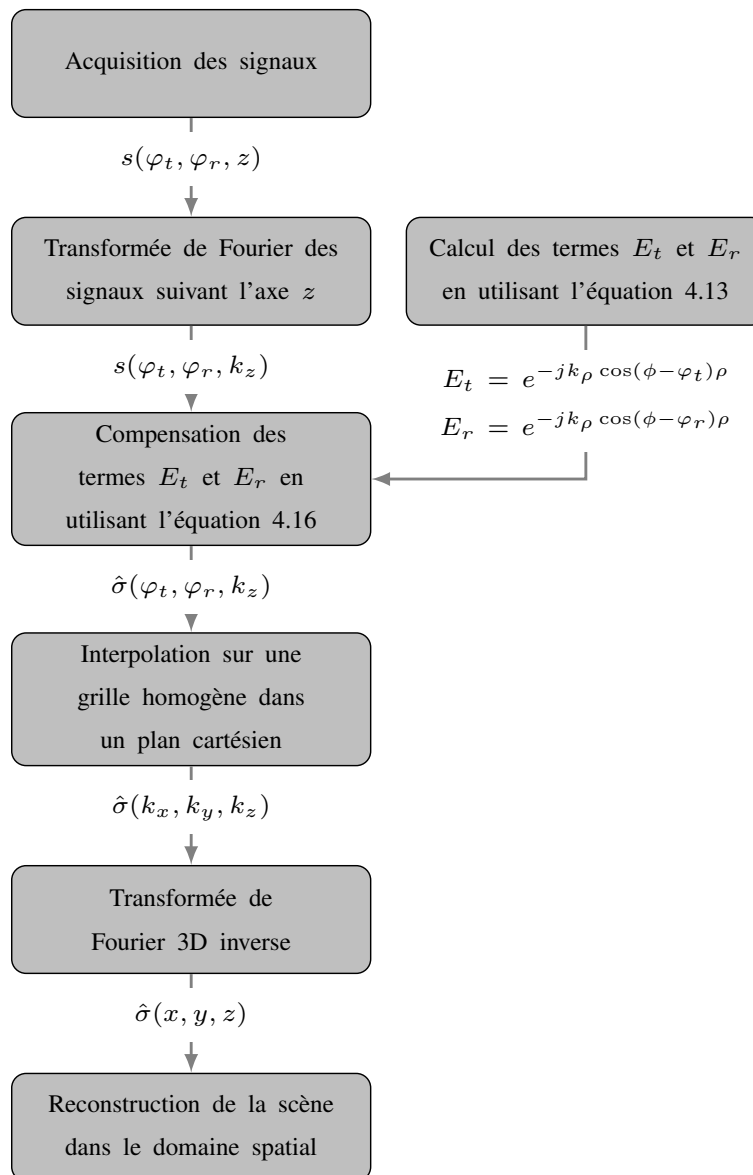


FIGURE 4.4 : Schéma bloc de l'algorithme de reconstruction cylindrique basé sur une approche de décomposition spectrale.

La méthode de reconstruction par décomposition spectrale étant maintenant développée, la prochaine étape consiste à valider son fonctionnement. Cette validation sera réalisée tout d'abord en deux dimensions de façon expérimentale puis en trois dimensions via une série de simulations.

4.2.3 Mise en place d'un prototype d'imagerie 2D opérant en bande C

4.2.3.1 Présentation du prototype d'imagerie

Afin de valider la méthode de reconstruction développée dans le paragraphe précédent, un système d'imagerie est mis en place. Ce système permet de synthétiser un réseau MIMO par principe de superposition. Pour réaliser cela, deux rails circulaires de 180° et de rayon 0.5 m sont positionnés l'un

CHAPITRE 4. DÉVELOPPEMENT D'UN PROTOTYPE DE SCANNER CORPOREL DANS LE CADRE DU PROJET OBIWAM

au dessus de l'autre à 25 cm d'écart. Ils sont maintenus grâce à une structure en aluminium (Fig. 4.5). Sur chacun de ces rails est positionné un module de déplacement d'antenne équipé d'un moteur pas à pas relié à une roue en silicone afin d'assurer un entraînement sans glissement. Ce module permet de maintenir une antenne de type Vivaldi en direction du centre du réseau et les moteurs pas-à-pas utilisés sont commandés à l'aide d'une carte Arduino Uno via des drivers. Des capteurs de fin de courses sont utilisés pour limiter la course maximale de ces modules. Ils servent aussi de point de référence. Le rail supérieur est dédié à l'émission et le rail inférieur est dédié à la réception.

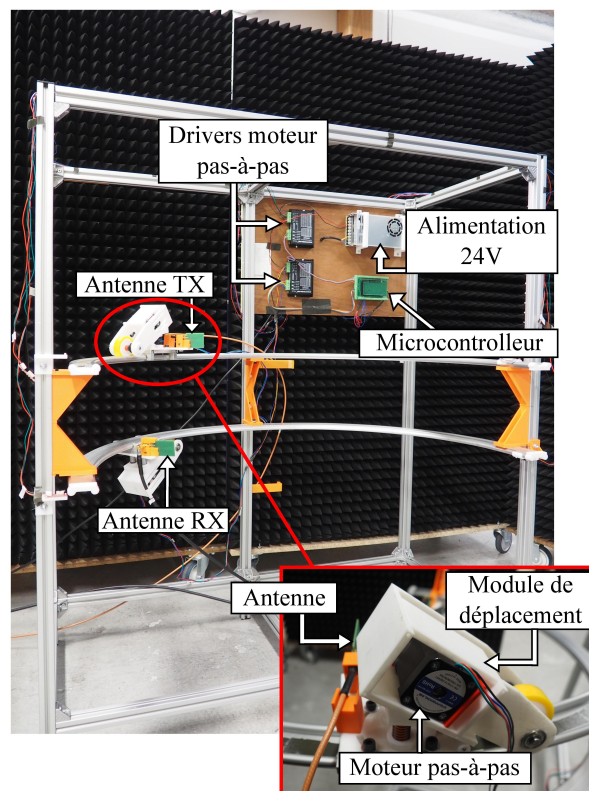


FIGURE 4.5 : Prototype permettant de synthétiser un réseau MIMO suivant l'axe azimutal à l'aide du déplacement mécanique indépendant des antennes d'émission et de réception.

En ce qui concerne l'architecture d'émission/réception (Fig. 4.6), le système développé ici utilise la carte ADF4159EB d'Analog Device, présentée dans le paragraphe 3.3, pour générer un signal FMCW de 500 MHz de bande de fréquences centrée autour de 6 GHz. Sa durée est fixée à 1 ms. Ce signal est envoyé à un coupleur RF 50/50 et une partie du signal incident est directement transmise à l'antenne d'émission. Le signal est émis puis réfléchi par la scène avant d'être capté par l'antenne de réception. Les signaux reçus sont ensuite amplifiés par le biais d'un LNA 20 dB et acheminés jusqu'à un mélangeur pour être multipliés à la deuxième partie du signal émis issue du coupleur 50/50. Cette multiplication permet de démoduler les signaux reçus avant qu'ils ne soient mesurés à l'aide d'un oscilloscope TiePie HS6-DIFF dont la fréquence d'échantillonnage maximale est de 1 GSa/s.

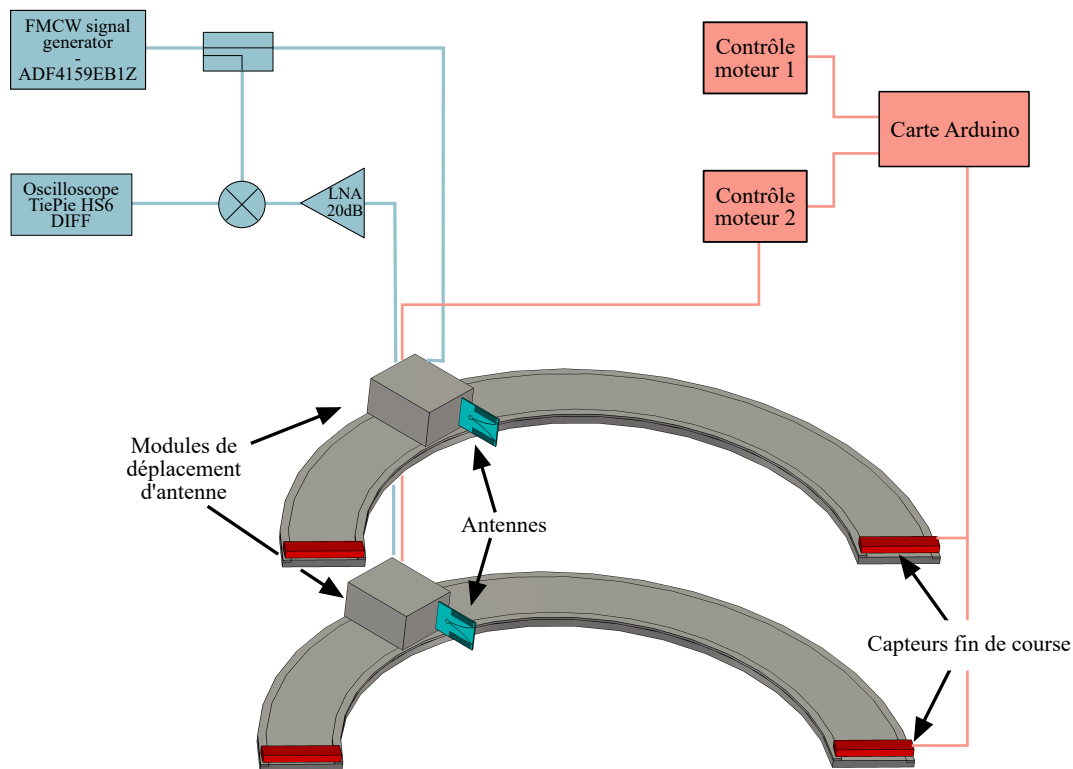


FIGURE 4.6 : Fonctionnement du prototype d'imagerie cylindrique.

Le système n'étant composé que de deux antennes, l'imagerie d'une scène se déroule en plusieurs étapes. La première étape consiste à déplacer l'antenne d'émission et celle de réception aux positions correspondantes des premières antennes du réseau MIMO que l'on souhaite synthétiser. Le signal FMCW est émis et les signaux réfléchis sont acquis à ces positions puis l'antenne de réception est déplacée à sa deuxième position. L'émission et la réception des signaux sont ainsi effectuées pour les différentes positions de l'antenne de réception, puis l'antenne d'émission est déplacée et le processus est répété jusqu'à l'obtention de toutes les interactions entre les antennes d'émission et de réception pour toutes les positions du réseau MIMO. Il est à noter que le positionnement des antennes n'est pas vérifié à l'aide de capteurs. Tout glissement ou grippage de la roue de déplacement sur le rail entraîne donc un décalage entre le position réel de l'antenne et celle souhaitée pour synthétiser le réseau MIMO. Pour limiter cette dérive, l'antenne de réception est ramenée, entre deux positions de l'antenne d'émission, au capteur de fin de course qui sert de point de référence.

Pour réaliser une imagerie 3D il est possible d'intégrer un déplacement vertical de la cible à défaut de celui des antennes. Cependant pour limiter le temps d'imagerie, ce déplacement ne sera pas mis en place ici. La validation de la reconstruction d'images à l'aide de ce prototype se fera donc uniquement sur la problématique du réseau MIMO cylindrique et sera en deux dimensions. Afin de pouvoir utiliser l'algorithme développé précédemment avec ce prototype, des modifications doivent être réalisées. Ces modifications sont présentées dans le paragraphe suivant.

4.2.3.2 Adaptation de l'algorithme de reconstruction au prototype d'imagerie cylindrique 2D

Dans le cas du prototype développé, le signal mesuré dépend uniquement des positions angulaires des antennes utilisées. Dans ces conditions, il est possible de réécrire l'équation (4.7) :

$$S_f(\varphi_t, \varphi_r) \propto \int_r \sigma(x, y) e^{-jk_\rho((\cos(\varphi_t)+\cos(\varphi_r))x+(\sin(\varphi_t)+\sin(\varphi_r))y)} e^{jk_{z_t}z_t} e^{jk_{z_r}z_r} d^2r \quad (4.19)$$

Les termes $e^{jk_{z_t}z_t}$ et $e^{jk_{z_r}z_r}$ sont utilisés ici pour compenser le fait que les deux antennes ne sont pas coplanaires suivant l'axe z . z_t correspond à la position verticale de l'antenne d'émission et z_r correspond à la position verticale de l'antenne de réception. Enfin, k_{z_t} et k_{z_r} sont les projections du vecteur d'onde k pour ces positions. Les positions verticales étant fixes, la projection du vecteur d'onde sur cet axe est calculée à l'aide de l'équation suivante :

$$k_{z_{t,r}} = k \cos(\beta_{t,r}) \quad (4.20)$$

$\beta_{t,r}$ représente ici l'angle entre le point de phase stationnaire positionné en $z = 0$ m et la position verticale de l'antenne d'émission ou de réception. La compensation de ces termes permet d'obtenir une équation proche de l'équation (4.15) :

$$S'_f(\varphi_t, \varphi_r) = S_f(\varphi_t, \varphi_r) e^{-jk_{z_t}z_t} e^{-jk_{z_r}z_r} \quad (4.21)$$

$$\propto \sigma(\varphi_t, \varphi_r) *_{(\varphi_t)} E_t(\varphi_t) *_{(\varphi_r)} E_r(\varphi_r) \quad (4.22)$$

L'image estimée de la scène s'obtient donc avec :

$$\hat{\sigma}(x, y) = \mathcal{F}_{x,y}^{-1} \left[\int_k \mathcal{F}_{\varphi_t, \varphi_r}^{-1} \left[\frac{\mathcal{F}_{\varphi_t, \varphi_r} [S'_f(\varphi_t, \varphi_r)]}{\mathcal{F}_{\varphi_t} [E_t(\varphi_t)] \mathcal{F}_{\varphi_r} [E_r(\varphi_r)]} \right] dk \right] \quad (4.23)$$

4.2.3.3 Résultats de mesures

L'utilisation d'algorithmes de reconstruction basés sur une décomposition spectrale des signaux reçus est particulièrement sensible à leur échantillonnage. De plus, les problématiques de déplacement des antennes sur les rails et l'environnement de la scène ne sont pas propices à l'obtention d'un rapport signal à bruit important. Afin d'obtenir tout de même une dynamique d'images suffisante pour valider la méthode de reconstruction, un réseau MIMO composé de 21 antennes d'émission uniformément disposées sur un arc de cercle de 110° et 21 antennes de réception uniformément disposées sur un arc de cercle de 180° est émulé. Ce réseau est utilisé pour scanner une scène composée de 3 cubes métalliques positionnés en triangle (Fig. 4.7 (a)). La Fig. 4.7 (b) montre un schéma du réseau MIMO avec la position des cibles.

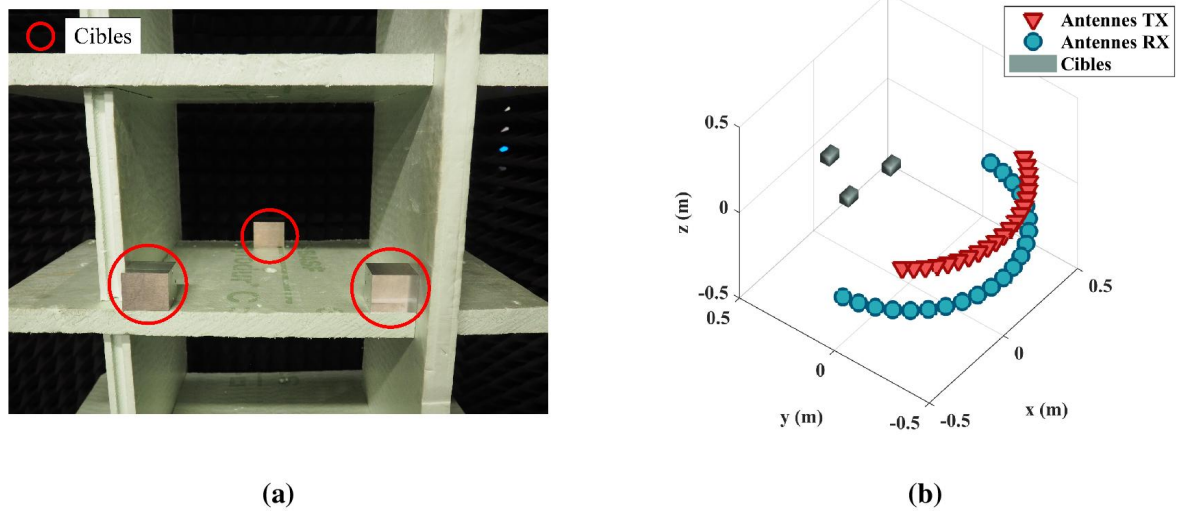


FIGURE 4.7 : Photographie de la scène imagée (a). Schéma de la scène imagée avec le réseau MIMO synthétisé (b).

La reconstruction avec l'algorithme développé dans le paragraphe précédent est montrée en Fig. 4.8 (a). Cette reconstruction est comparée à la reconstruction obtenue à l'aide d'une méthode matricielle de type back-propagation. Cette méthode présentée dans le chapitre 3 fonctionne en considérant le problème direct suivant :

$$\mathbf{S} = \mathbf{G} \boldsymbol{\sigma} \quad (4.24)$$

avec \mathbf{S} le vecteur des signaux mesurés, \mathbf{G} la matrice de Green qui permet d'approximer toutes les propagations d'ondes entre les antennes d'émission, la scène et les antennes de réceptions et $\boldsymbol{\sigma}$ le vecteur de susceptibilité de la scène. Le problème inverse permettant d'obtenir une estimation de la scène s'écrit alors :

$$\hat{\boldsymbol{\sigma}} = \mathbf{G}^+ \hat{\mathbf{S}} \quad (4.25)$$

où l'opérateur $^+$ correspond à l'opération de pseudo inversion et $\hat{\boldsymbol{\sigma}}$ correspond à l'estimation de la scène. La comparaison entre les deux méthodes de reconstruction n'est réalisée ici que de façon qualitative pour valider expérimentalement l'algorithme développé. A ce titre, il est à noter que la reconstruction obtenue avec la méthode par décomposition spectrale de la sous-figure (a), bien que plus bruitée que celle obtenue avec la méthode matricielle (sous-figure (b)), permet de détecter facilement les trois cibles qui composent la scène.

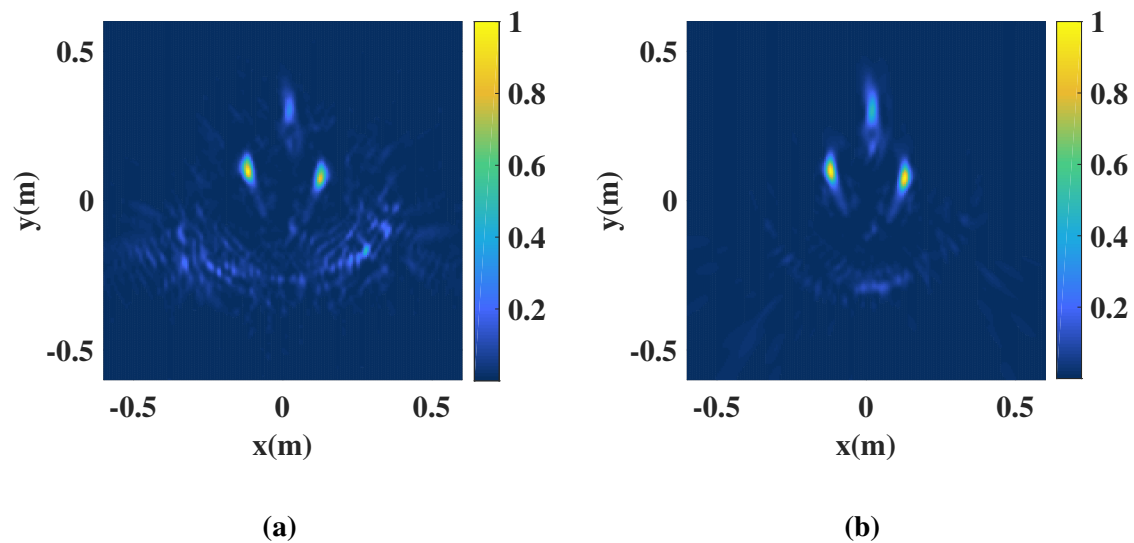


FIGURE 4.8 : Reconstructions 2D de la scène avec la méthode de décomposition spectrale (a) et la méthode matricielle (b).

Même si pour l'instant la reconstruction de la scène est limitée à une problématique en deux dimensions, l'avantage de la méthode par décomposition spectrale, par rapport à la méthode matricielle, réside dans le temps nécessaire à sa reconstruction. Dans le cas présenté ici, la scène reconstruite est composée de 40 804 pixels. La méthode par décomposition spectrale permet d'obtenir l'image correspond à cette scène (sous figure (a)) en 2.5 s en utilisant un serveur double CPU composé de 10 cœurs fonctionnant à 2.4 GHz et équipé de 128 Gb de mémoire RAM (le temps de reconstruction comprends le temps de pré-traitement des signaux : compensation des retards induits par les voies d'émission et de réception, filtrage fréquentiel, filtrage temporel, etc...). La méthode de reconstruction matricielle permet, quant à elle, d'obtenir la sous-figure (b) en 7.5 s. La méthode par décomposition spectrale est donc trois fois plus rapide que la méthode matricielle pour des cas de reconstruction 2D. Ce facteur va augmenter dès lors que la scène reconstruite sera en trois dimensions.

L'étape suivante consiste maintenant à approfondir la comparaison entre ces deux méthodes. Pour des raisons de simplicité de mise en œuvre, cet approfondissement est réalisé via une série de simulations en trois dimensions.

4.2.4 Validation de la reconstruction 3D par simulation

Pour étudier plus en détail la capacité de l'algorithme développé dans le paragraphe 4.2.2 à reconstruire des scènes 3D, une série de simulations est mise en place. Ces simulations, à la différence de celles réalisées dans le chapitre 3, permettent de prendre en compte l'orientation des facettes qui composent la scène imagée. Les multiples trajets, quant à eux, ne sont toujours pas considérés dans le cadre de la première approximation de Born.

4.2.4.1 Comparaison entre la méthode de reconstruction par décomposition spectrale et une méthode de reconstruction de type back-propagation

Dans ce contexte, une première simulation est effectuée en mettant en place une scène composée de 9 billes disposées de façon à former un cube de 25 cm de côté avec une bille au centre. Les billes sont définies suffisamment petites pour être considérées comme des cibles ponctuelles individuelles. Pour imaginer cette scène, un réseau MIMO-SAR est utilisé. Le réseau MIMO est composé de 49 antennes d'émission disposées de façon homogène sur un arc de cercles de 180° et 55 antennes de réception disposées de façon homogène sur un arc de cercle de 110° . A l'image de la validation expérimentale 2D proposée dans le paragraphe précédent, le choix du nombre d'antennes est fait de façon à privilégier la reconstruction de l'image de la scène afin de valider le nouvel algorithme développé dans un cas idéal.

Le réseau MIMO est répété 70 fois suivant l'axe z avec un écart entre deux positions de 1.5 cm (i.e. 0.25λ) afin d'émuler un déplacement mécanique. Enfin, la simulation est réalisée dans la bande de fréquences 5 - 12 GHz uniformément échantillonnée à l'aide de 31 points fréquentiels. La Fig. 4.9 montre le réseau MIMO avec la scène imagée.

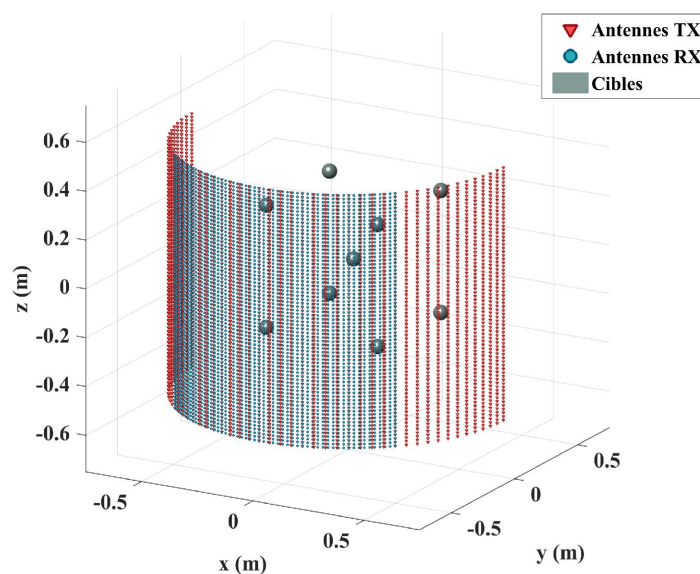


FIGURE 4.9 : Scène simulée avec un réseau MIMO azimutal répété suivant l'axe z et 9 billes disposées de façon à former un cubes de 25 cm de coté avec une bille au centre.

La reconstruction de la scène est composée de 277 255 voxels. Ces voxels sont des cubes de 1 cm de côté. La Fig. 4.10 montre une représentation 3D de la scène reconstruite avec la méthode de décomposition spectrale (a) et la méthode matricielle (b).

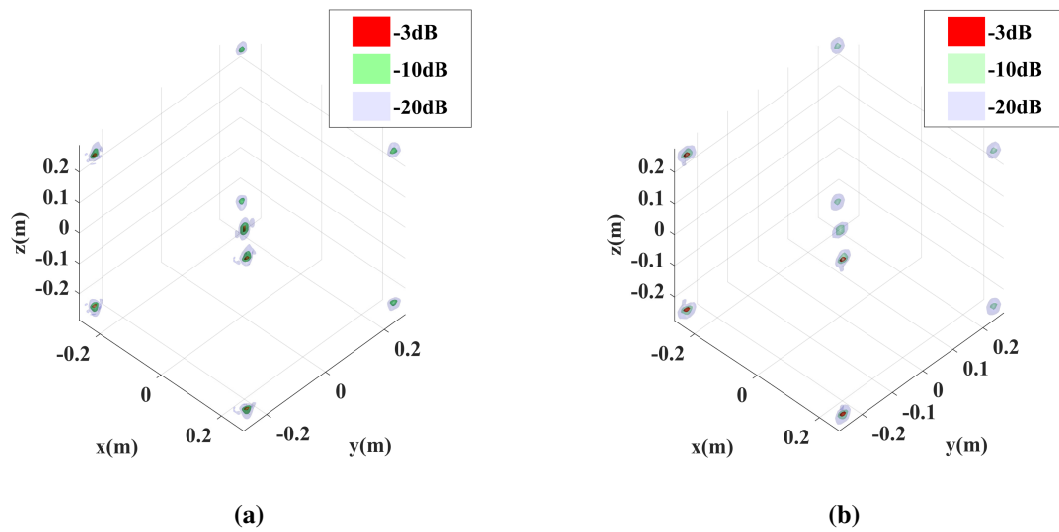


FIGURE 4.10 : Représentation 3D de la scène reconstruite avec des isosurfaces extraites à -3 dB, -10 dB et -20 dB avec la méthode de décomposition spectrale (a) et l'approche de type back-propagation (b).

Ces représentations 3D sont composées des isosurfaces de la scène estimée extraites à -3 dB, -10 dB et -20 dB. Les reconstructions sont réalisées à l'aide du serveur de calcul utilisé pour la validation expérimentale (i.e. double CPU, 10 cœurs fonctionnant à 2.4 GHz et 128 Gb de mémoire RAM). Dans ces conditions la reconstruction avec la méthode de décomposition spectrale est réalisée en 7.4 s. Ces 7.4 s correspondent au temps nécessaire à la réalisation des différentes étapes de la Fig. 4.4.

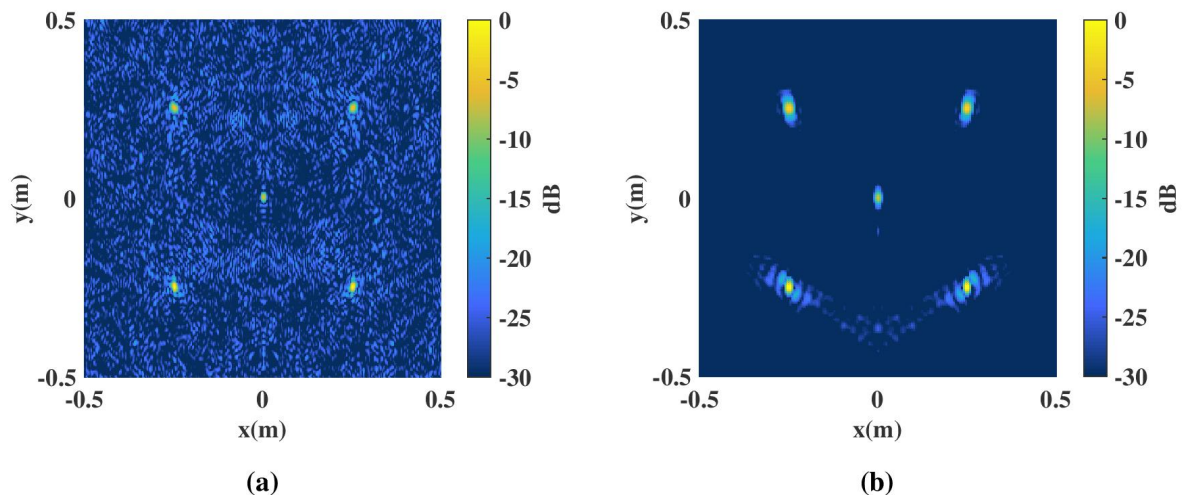


FIGURE 4.11 : Représentation 2D de la scène reconstruite avec la méthode de décomposition spectrale (a) et l'approche de type back-propagation(b). Les données ont ici été sommées suivant l'axe z .

Pour ce qui est de la reconstruction avec l'approche de type back-propagation, le calcul de l'estimation de l'image de la scène n'a pas pu être réalisé de façon entièrement matricielle comme

décrit par l'équation 4.25. En effet, le nombre d'antennes et de voxels étant trop important, la matrice de Green ne pouvait être stockée entièrement dans la mémoire RAM du serveur de calcul malgré les 128 Go disponibles. Pour pallier ce problème, la reconstruction a été réalisée de façon itérative. Dans ces conditions, 514 minutes ont été nécessaires à l'obtention de l'image 3D de la scène. Cette fois, la méthode par décomposition spectrale permet donc de gagner un facteur d'environ 4000 sur le temps de reconstruction par rapport à l'approche de type back-propagation.

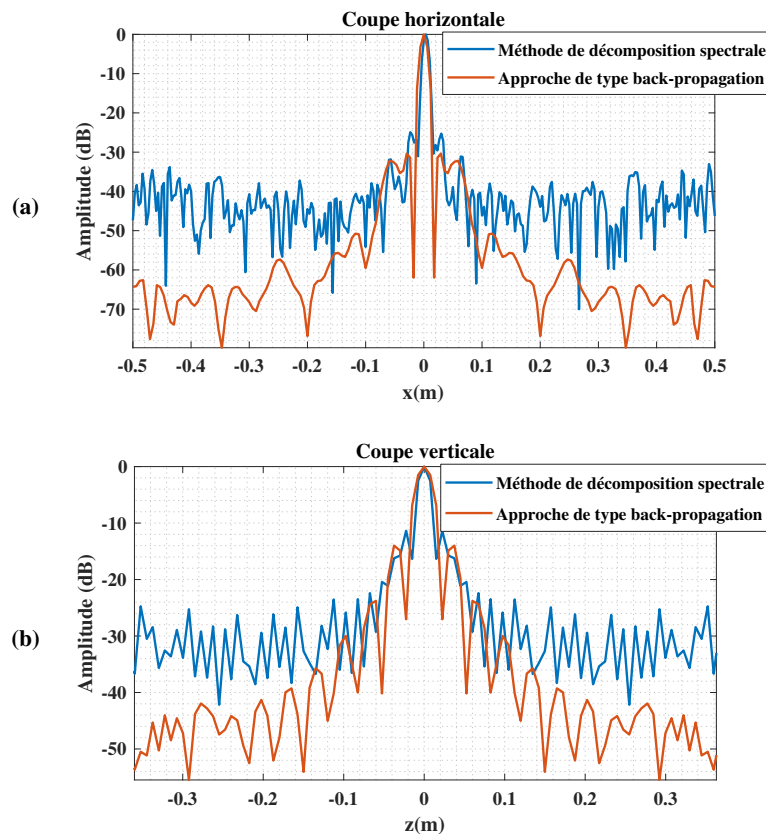


FIGURE 4.12 : Comparaison des coupes 1D verticales et horizontales extraites au niveau de la sphère centrale de la Fig. 4.10 pour les méthodes de reconstruction évoquées.

Afin d'aider à la comparaison des deux méthodes de reconstruction en terme de qualité d'images, deux autres figures sont proposées. La Fig. 4.11 correspond à une vue 2D de la scène où les voxels de la reconstruction 3D ont été sommés suivant l'axe z , et la Fig. 4.12 correspond à des coupes 1D verticales et horizontales des images 3D au niveau de la sphère centrale. Ces deux figures montrent que la méthode par décomposition spectrale présente une dynamique plus basse que celle obtenue avec l'approche de type back-propagation. Ceci s'explique par le fait que cette dernière approche est simplement basée sur l'approximation de la propagation de l'onde par des matrices de Green, alors que la méthode de reconstruction par décomposition spectrale, elle, nécessite un plus grand nombre d'approximations pour passer du domaine cartésien au domaine cylindrique. Cette augmentation des approximations tend donc à baisser l'exactitude de la méthode et ainsi à augmenter le niveau de bruit général de la reconstruction d'images.

Afin de quantifier ce niveau de bruit, le PSLR et l'ISLR ont été mesurés à partir des coupes 1D de la Fig. 4.12. Ces données sont présentées dans le tableau 4.2. Elles permettent de constater que d'un point de vue dynamique de l'image (PSLR) et niveau de bruit moyen (ISLR), l'approche de type back-propagation est légèrement meilleure. L'autre point à noter est que, d'un point de vue général, la reconstruction horizontale est meilleure que la reconstruction verticale. Cette différence s'explique par le fait que le réseau MIMO est positionné suivant l'axe azimutal alors que l'axe vertical correspond au déplacement mécanique. La corrélation des mesures des différents couples d'antennes d'émission/réception positionnées en arc de cercle permet d'améliorer le niveau de bruit.

Methodes	Horizontal		Vertical	
	PSLR	ISLR	PSLR	ISLR
Décomposition spectrale	25.2 dB	10.7 dB	11.4 dB	6.9 dB
Back-propagation	30.4 dB	12.2 dB	13.9 dB	8.8 dB

TABLEAU 4.2 : Comparaison des méthodes de reconstruction en termes de PSLR et d'ISLR

4.2.4.2 Reconstruction de scènes complexes 3D

Les mesures et simulations précédentes ne prenaient en compte que des scènes simples avec de petites cibles suffisamment séparées les unes des autres. Regardons maintenant comment se comporte la méthode de reconstruction par décomposition spectrale lorsque des scènes plus complexes sont imagées. Les Fig. 4.13 et 4.14 montrent le cas de reconstruction de deux cibles représentant respectivement une tour Eiffel en 2.5D et une personne en 3D avec une arme au niveau des hanches. Les deux cibles sont composées respectivement de 129 280 facettes et de 193 134 facettes. La réflectivité de ces facettes est fixée à 1. La configuration du réseau MIMO est la même que précédemment, seul le nombre de déplacements verticaux passe de 70 à 115. Le pas de déplacement est maintenu égal à 1.5 cm. Enfin les reconstructions proposées ne sont effectuées qu'à l'aide de la méthode par décomposition spectrale. Les sous-figures (a) présentent une vue des scènes imagées. Les reconstructions 3D sont présentées dans les sous-figures (b) et (c). Ces représentations sont réalisées en extrayant les isosurfaces à -12 dB et en appliquant un code de couleur correspondant à leurs positions suivant l'axe y .

CHAPITRE 4. DÉVELOPPEMENT D'UN PROTOTYPE DE SCANNER CORPOREL DANS LE CADRE DU PROJET OBIWAM

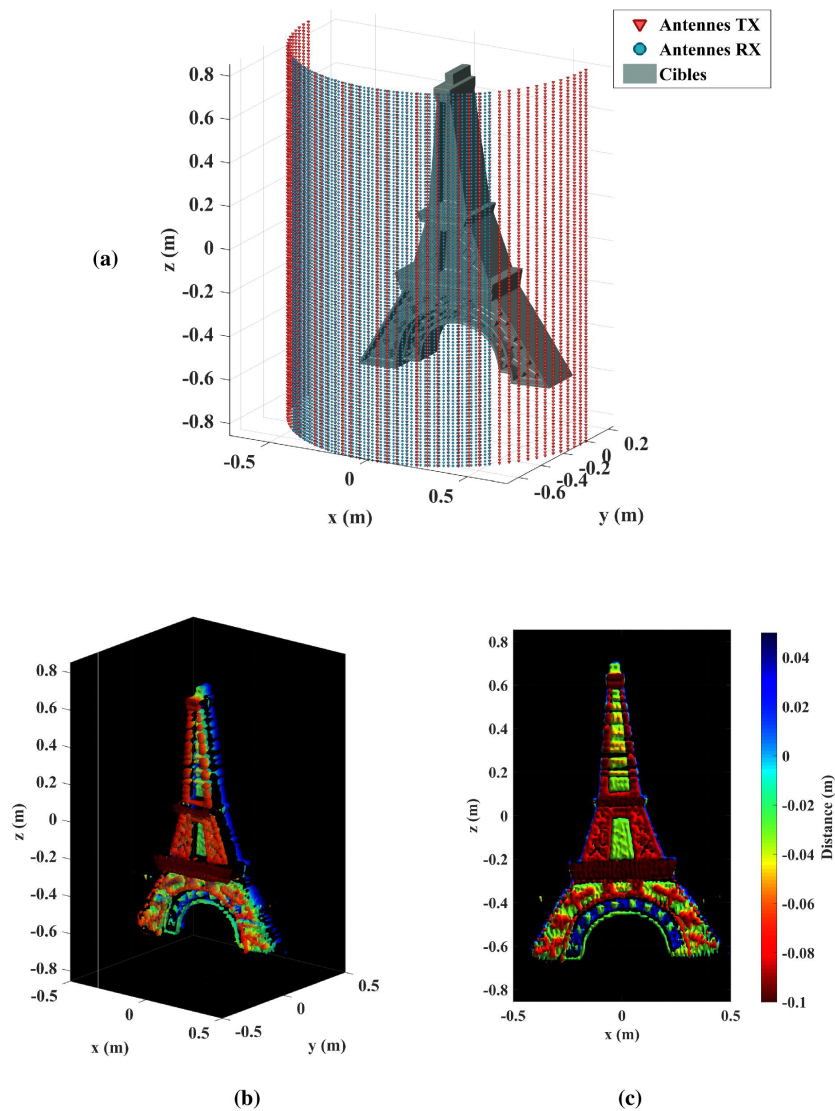


FIGURE 4.13 : Simulation de l'imagerie d'une cible représentant une tour Eiffel en 2.5 D. Représentation 3D de la scène avec les différentes antennes et la cible (a), Reconstruction 3D par le biais de la méthode de décomposition spectrale (b), point de vue 2D de la reconstruction dans le plan XZ (c).

CHAPITRE 4. DÉVELOPPEMENT D'UN PROTOTYPE DE SCANNER CORPOREL DANS LE CADRE DU PROJET OBIWAM

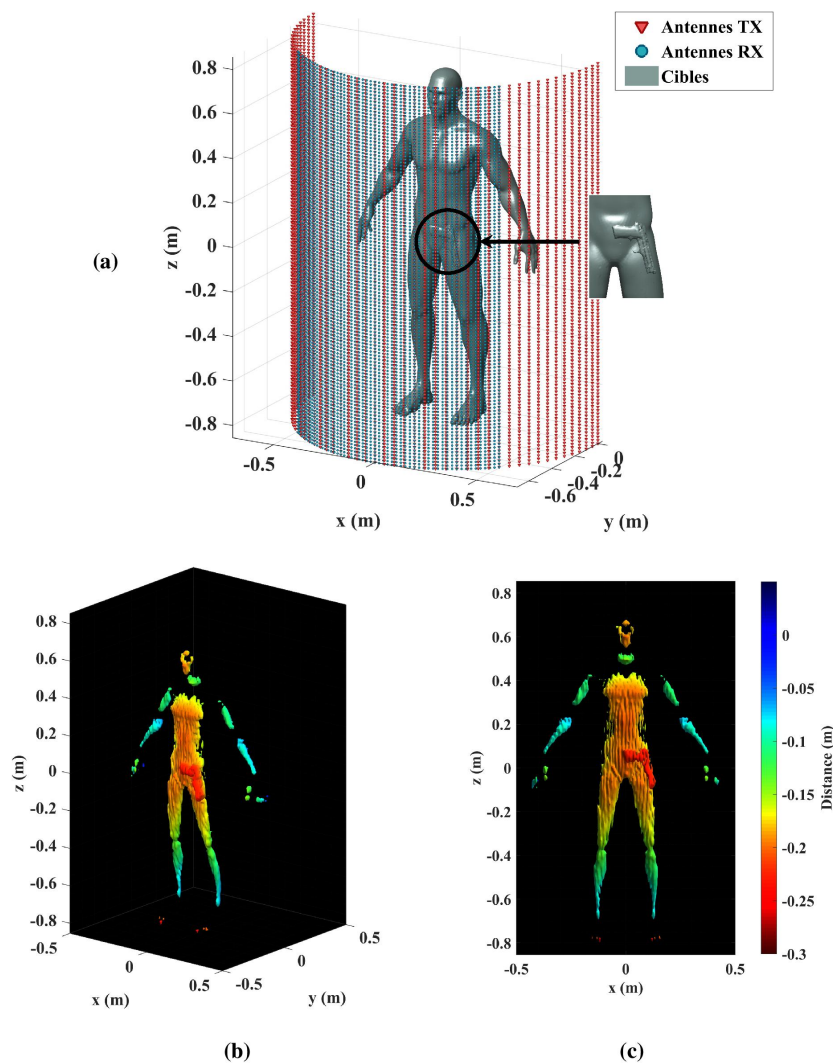


FIGURE 4.14 : Simulation de l'imagerie d'une cible représentant un corps humain avec une arme à feu au niveau des hanches. Représentation 3D de la scène avec les différentes antennes et la cible (a), Reconstruction 3D par le biais de la méthode de décomposition spectrale (b), point de vue 2D de la reconstruction dans le plan XZ (c).

Pour ces deux reconstructions, nous pouvons constater que les formes des cibles sont facilement reconnaissables et que la résolution en profondeur obtenue grâce à l'utilisation d'une largeur de bande de fréquences de 7 GHz permet de différencier l'arme à feu du corps sur la Fig. 4.14. Ces simulations montrent ainsi que l'algorithme de reconstruction fonctionne correctement pour un grand nombre d'antennes. Cependant, dans le cadre du projet OBIWAM seules 16 antennes d'émission et 12 antennes de réception seront utilisées et malheureusement, comme le montre la Fig. 4.15, le bon fonctionnement de l'algorithme de reconstruction développé ici dépend essentiellement de l'échantillonnage spatial des ondes émises et réfléchies et donc du nombre d'antennes utilisées. Cet algorithme ne pourra donc pas être utilisé directement avec un démonstrateur limité en nombre d'antennes comme c'est le cas pour le projet OBIWAM.

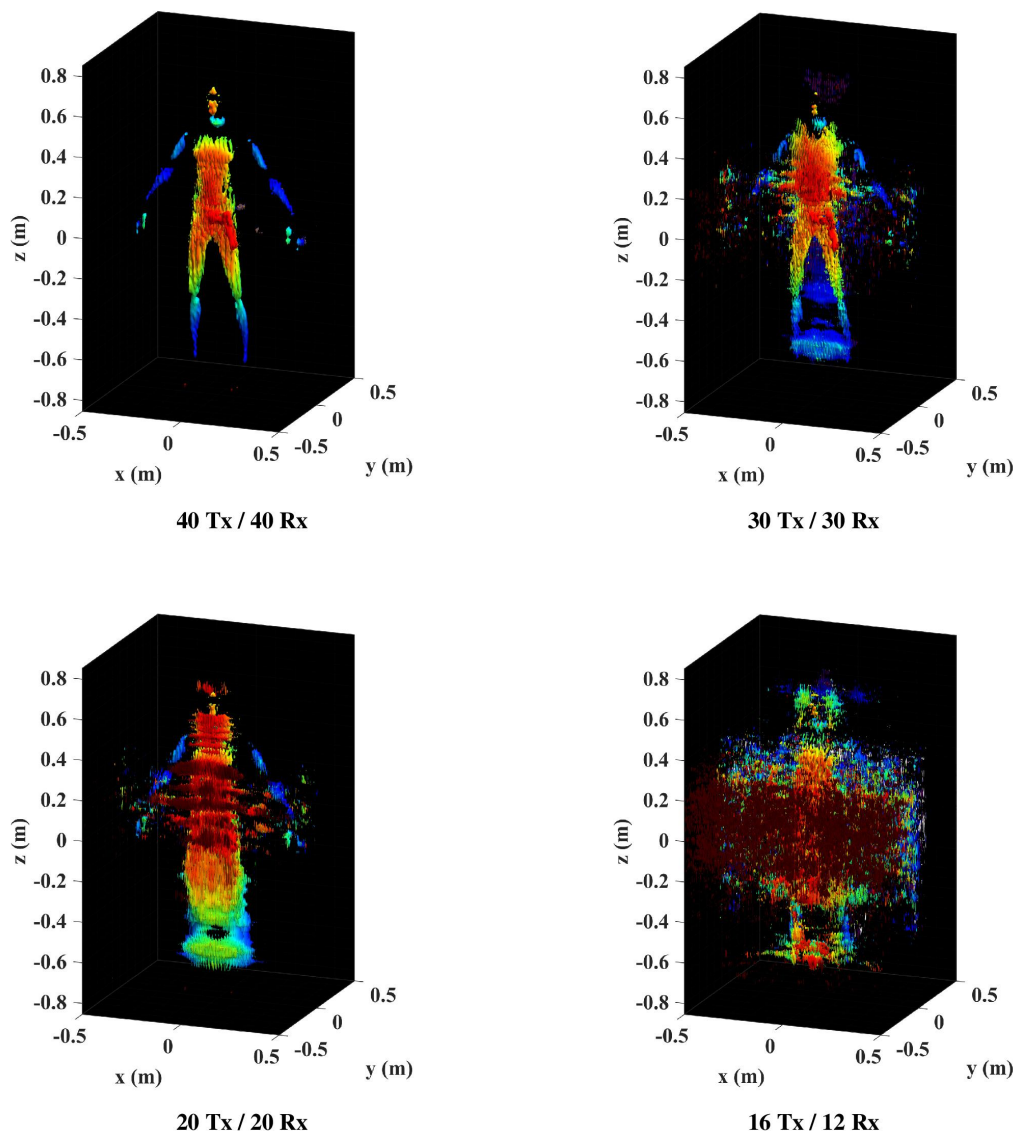


FIGURE 4.15 : Simulation de l'imagerie d'une cible représentant un corps humain pour un nombre décroissant d'antennes d'émission et de réception (seul le nombre d'antennes est modifié par rapport à la Fig. 4.14).

4.2.5 Conclusion sur la possibilité d'utiliser un scanner corporel cylindrique avec l'algorithme de reconstruction rapide développé

Dans le cadre du projet OBIWAM, nous avons étudié la possibilité de développer un système d'imagerie corporel où les antennes d'émission et de réception sont positionnées sur un axe azimutal et où un déplacement mécanique vertical permet de synthétiser une ouverture rayonnante 2D. Afin d'être compatible avec une mise en place en milieu opérationnel ce système doit fonctionner avec un algorithme de reconstruction rapide. La première partie de ce chapitre a été axée sur le développement de cet algorithme. Pour valider son bon fonctionnement, un prototype d'imagerie 2D permettant d'émuler un réseau MIMO cylindrique a été mis en place. Puis, une série de simulations 3D a

été effectuée. Ces différentes expérimentations ont permis de démontrer le bon fonctionnement de l'algorithme de reconstruction développé lorsqu'un grand nombre d'antennes étaient utilisées. Cependant, lorsque ce nombre diminuait la qualité de reconstruction diminuait elle aussi. Cette conclusion, couplée au fait que le développement d'un démonstrateur complet (i.e. avec déplacement mécanique vertical) est relativement compliqué d'un point de vue mécanique, fait que, pour limiter le temps de mise en place d'un prototype à 15 GHz, il a été décidé d'abandonner l'architecture MIMO-SAR cylindrique au profit d'une architecture MIMO-SAR linéaire.

4.3 Mise en place d'un prototype de scanner linéaire dans la bande 15 - 20 GHz

Le nombre d'antennes de réception disponibles ainsi que la difficulté de mise en place d'un scanner corporel cylindrique ont fait que le choix de l'architecture du système d'imagerie développé pour le projet OBIWAM a été axé vers une configuration linéaire. Les 16 antennes d'émission ainsi que les 12 antennes de réception seront ainsi disposées horizontalement et un système de déplacement mécanique vertical permettra de déplacer ce réseau MIMO pour imager des scènes 3D.

Dans cette deuxième et dernière partie du chapitre 4, ce prototype d'imagerie est mis en place. Cependant, au moment des expérimentations seules la source FMCW, la matrice de commutation RF et le système de démodulation en réception réalisés par l'entreprise MC2-Technologies (partenaire du projet OBIWAM) étaient disponibles. Les composants optiques ne sont pas encore finalisés et ne peuvent donc pas être utilisés. Pour permettre tout de même une première preuve de principe, le prototype d'imagerie est configuré en MISO tout RF (i.e. plusieurs émetteurs, un seul récepteur).

4.3.1 Présentation du prototype en configuration MISO

4.3.1.1 Système d'émission FMCW

Le schéma de fonctionnement du prototype MISO est présenté en Fig. 4.16. Le générateur FMCW utilisé est composé d'une carte de synthèse numérique direct (*Direct Digital Synthesis* (DDS) en anglais) suivie d'un système à verrouillage de phase (*Phase Locked Loop* (PLL) en anglais) Fig. 4.17. La carte DDS est une carte AD9914 de chez Analog Device. Elle est utilisée ici pour générer un signal modulé en fréquence dans la bande 117.2 - 156.3 MHz. La PLL, quant à elle, est composée d'un comparateur de phase, d'un filtre passe bas, d'un oscillateur commandé en tension (*Voltage controlled oscillator* (VCO) en anglais), d'un splitter RF et d'un diviseur de fréquences par 8. Le tout permet d'obtenir un signal avec une modulation de fréquence proportionnelle à celle de la DDS mais dans la bande 7.5 - 10 GHz. Un multiplicateur de fréquences permet ensuite d'obtenir un signal dans la bande prévue dans le cadre du projet OBIWAM.

CHAPITRE 4. DÉVELOPPEMENT D'UN PROTOTYPE DE SCANNER CORPOREL DANS LE CADRE DU PROJET OBIWAM

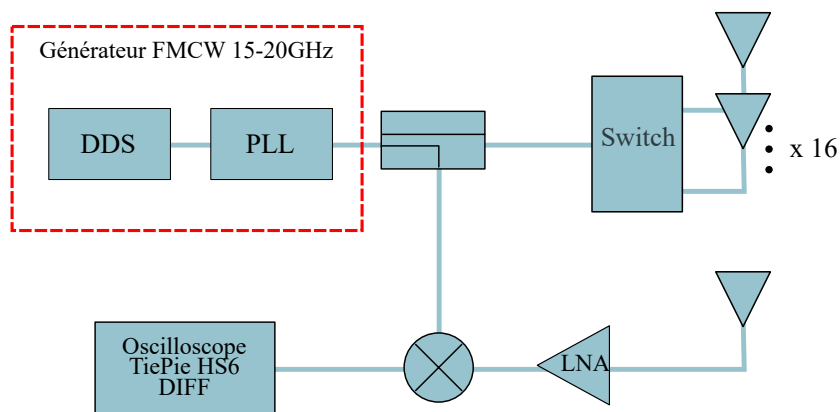


FIGURE 4.16 : Fonctionnement du prototype de scanner MISO 15-20GHz.

Le signal modulé en fréquences dans la bande Ku-K est acheminé jusqu'à une matrice de commutation (switch) RF 1×16 via un coupleur RF nécessaire à la démodulation du signal FMCW en réception. Cette matrice de commutation, à l'image du système PLL, a elle aussi été développée par MC2-Technologies. Elle est contrôlée par une carte qui permet de générer un code sur 4 bit à partir d'un signal d'entrée. Dans notre cas, ce signal est généré par la carte DDS à chaque début de rampe de fréquences.

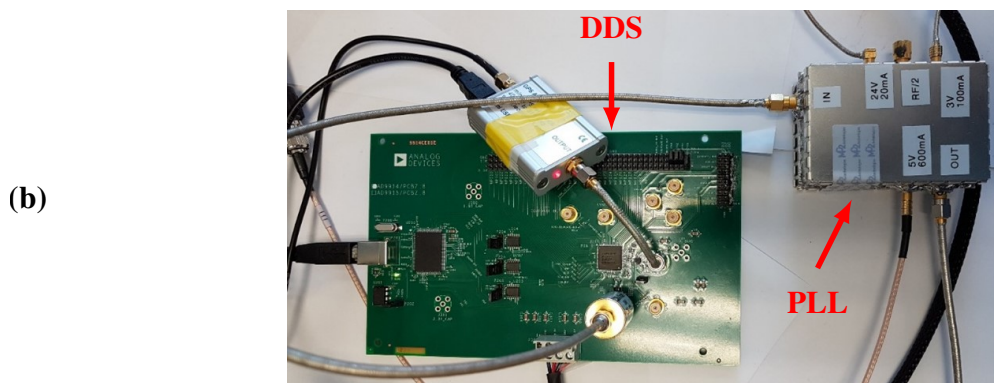
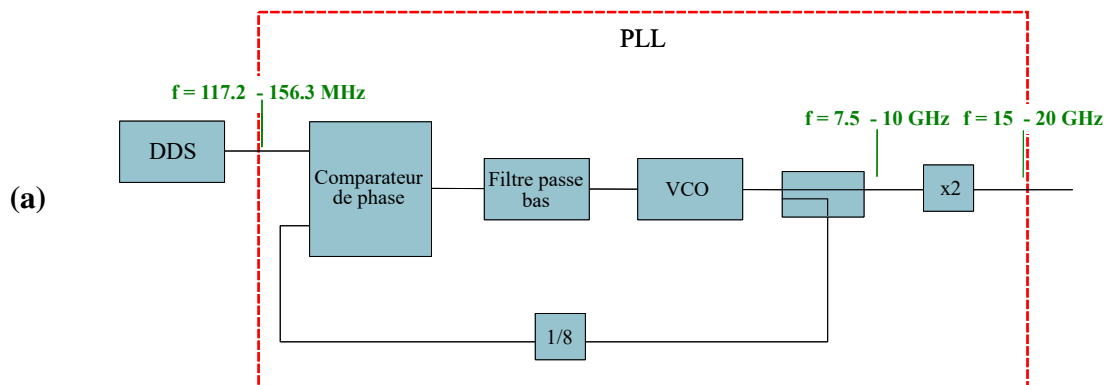


FIGURE 4.17 : Fonctionnement du système de génération de signaux FMCW 15-20 GHz (a), Photographie du système de génération (b).

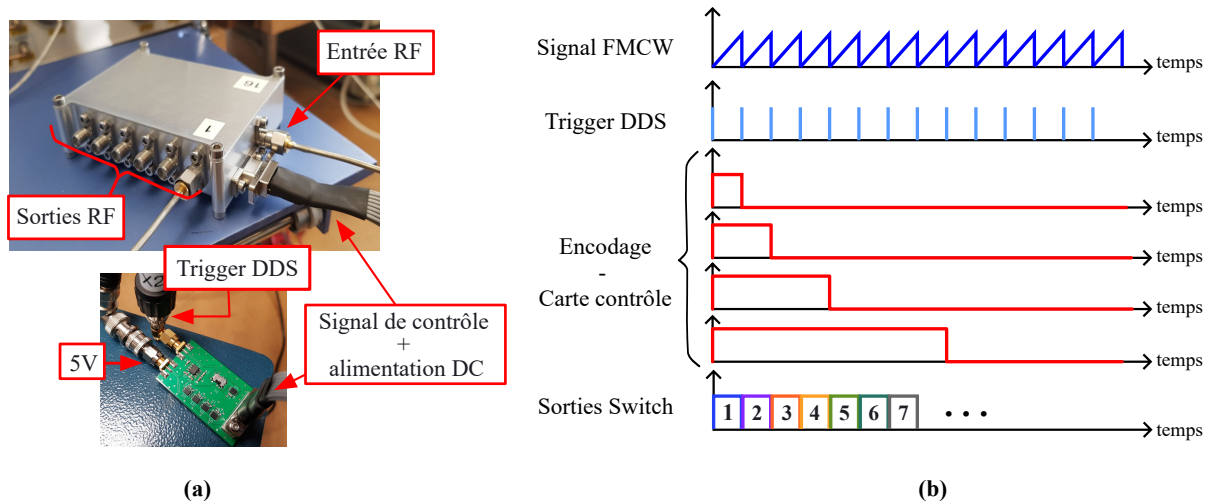


FIGURE 4.18 : Photographies de la matrice de commutation 1×16 avec sa carte de contrôle (a), Chronogramme de fonctionnement de la matrice de commutation (b).

La Fig. 4.18(a) montre le matrice de commutation avec sa carte de contrôle et la Fig. 4.18(b) montre le fonctionnement de ce système avec en bleu le signal FMCW et le trigger généré par la carte DDS et en rouge le codage effectué par la carte de contrôle. Ce codage sur 4 bit permet d'adresser les différentes antennes d'émission en temps réel. Le temps d'acquisition de toutes les interactions entre les antennes d'émission et de réception est donc égal à 16 fois la durée du signal FMCW.

4.3.1.2 Support d'antennes

Pour imager la scène, un support d'antennes est réalisé. Ce support en aluminium est constitué de deux rangées de 87 trous positionnées l'une au dessus de l'autre avec un écart de 10 cm entre les deux. Ces trous permettent le positionnement de connecteurs SMA traversants utilisés pour connecter et maintenir les antennes d'émission et de réception. L'espacement entre deux trous consécutifs d'une même rangée est de 1.65 cm. Les antennes utilisées sont des antennes de types Vivaldi, elles aussi développées par MC2-Technologies. Pour éliminer les perturbations induites par le support métallique sur leur diagramme de rayonnement, des absorbants planaires de chez ABS-technics sont positionnés entre les antennes et le support en aluminium.

Le réseau MISO mis en place est constitué des 16 antennes d'émission positionnées sur l'étage supérieur et espacées d'une distance de 3,3 cm (i.e. 1.9λ). L'antenne de réception, quant à elle, est positionnée sur l'étage inférieur et est centré par rapport au réseau d'émission. Cette configuration permet d'obtenir une résolution transverse théorique suivant l'axe x de 3 cm et une FOV transverse théorique suivant ce même axe de 52 cm à 1 m à la fréquence centrale de fonctionnement. Afin d'obtenir une forte diversité spectrale suivant l'axe z , et permettre ainsi l'obtention d'une image 3D résolue, le support d'antenne est fixé à un rail de déplacement vertical comme le montre la Fig.4.19. Ce rail, commandé par deux moteurs pas à pas synchrones permet de déplacer le support d'antennes sur une distance maximale de 1.5 m. Pour limiter la torsion des câbles RF permettant de propager les signaux dans la bande 15-20 GHz, la PLL, le coupleur RF, la matrice de commutation RF, le LNA en

réception et le mélangeur sont positionnés à l'arrière du support d'antenne, la plaque en aluminium ayant été pliée à cet effet. Le reste des composants, c'est à dire la carte DDS, l'oscilloscope TiePie et les différentes alimentations sont positionnées sur une table proche du rail de déplacement.

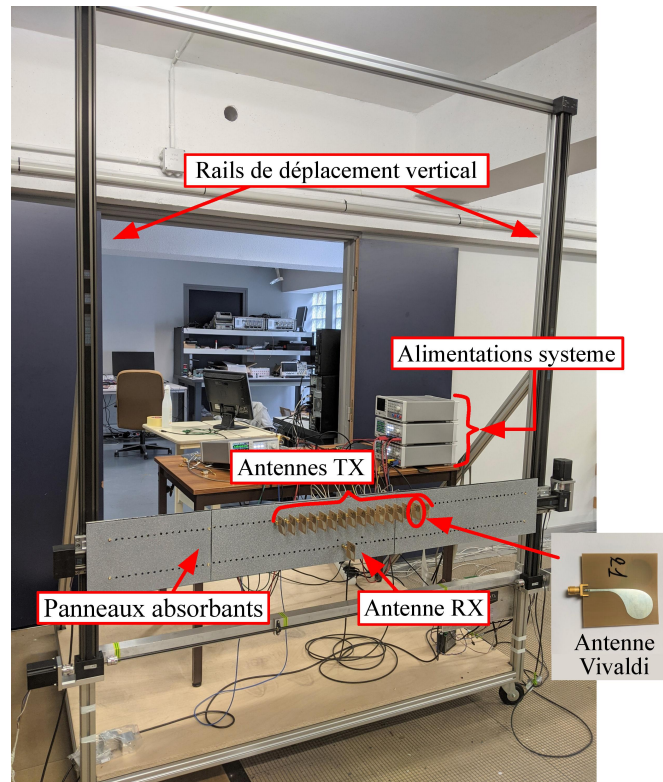


FIGURE 4.19 : Prototype d'imagerie MISO-SAR mis en place dans la bande de fréquences 15 - 20 GHz

4.3.2 Première preuve de principe

Dans l'objectif de tester la capacité de ce prototype MISO à reconstruire des scènes 3D, une demi-sphère métallique de 30 cm de diamètre est positionnée à 80 cm du réseau (Fig. 4.20). Le réseau d'antennes est déplacé à la vertical sur une distance de 1 m avec un pas de 1 cm afin d'imager cette cible. La Fig. 4.21(a) montre la reconstruction de la demi-sphère réalisée par méthode de back-propagation. La cible se situe au centre par rapport au réseau. Les artefacts qui apparaissent à droite et à gauche de la reconstruction de la cible sont dus aux lobes secondaires présent en dehors de la zone de FOV.

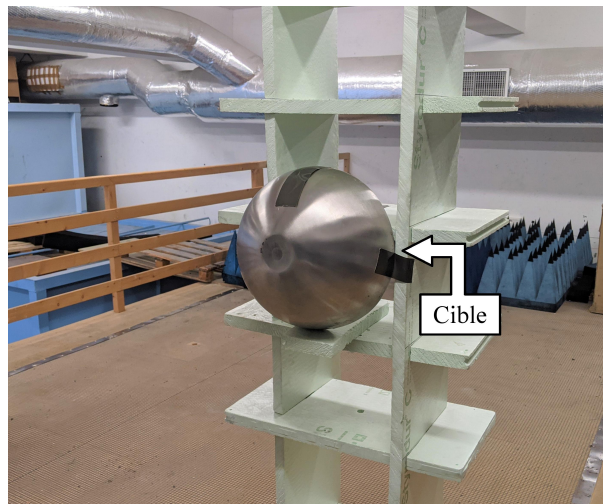


FIGURE 4.20 : Demi-sphère métallique de diamètre 30 cm imagée.

La reconstruction de cette cible est comparée à la simulation d'une sphère de diamètre identique (Fig. 4.21(b)). Cette comparaison montre que même si le prototype d'imagerie n'est pas encore optimisé, les résultats obtenus restent encourageant.

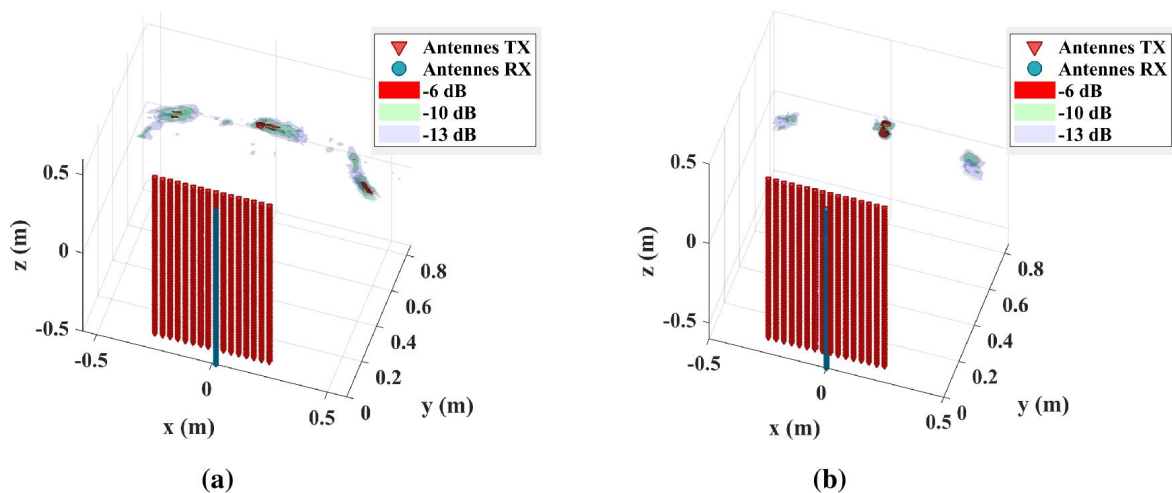


FIGURE 4.21 : Reconstruction 3D de la demi-sphère de façon expérimentale (a) et par simulation (b).

4.3.3 Conclusion sur la mise en place du prototype d'imagerie dans la bande 15 - 20 GHz

En conclusion, cette dernière partie du quatrième chapitre a permis de tester les premiers composants disponibles du projet OBIWAM. Ces composants, purement RF, ont ainsi été utilisés dans le cadre de la mise en place d'un nouveau prototype d'imagerie 3D en configuration MISO où 16 antennes d'émission et 1 antenne de réception étaient utilisées. Ces antennes étaient disposées suivant l'axe horizontal et un système mécanique a permis de les déplacer suivant l'axe vertical afin

de scanner une scène en trois dimensions.

Bien que non optimisé, le prototype a permis de reconstruire une première scène composée d'une demi-sphère de diamètre 30 cm. Les problématiques apparues lors de la comparaison de cette reconstruction avec la simulation de cette même scène seront investiguées dans les mois à venir et des solutions seront proposées pour permettre le bon fonctionnement du prototype MIMO-SAR prévu pour l'année 2022.

4.4 Conclusion du chapitre

Ce quatrième chapitre de thèse était axé sur l'étude d'une architecture d'imagerie radar adaptée aux besoins du projet OBIWAM. Dans le cadre de ce projet, il est en effet prévu de développer un prototype d'imagerie 3D fonctionnant en régime FMCW dans la bande de fréquences 15 - 20 GHz. Ce prototype doit utiliser l'approche de multiplexage temporel opto-RF en réception validée dans le chapitre 3 de ce manuscrit. De plus, afin de limiter les coûts de développement, il doit être constitué de 16 émetteurs et 12 récepteurs. Pour permettre une reconstruction 3D hautement résolue avec ce nombre d'antennes, le choix a été fait d'utiliser une configuration MIMO-SAR.

Dans un premier temps, la possibilité de mettre en place une architecture innovante en configuration MIMO-SAR a été étudiée. Cette architecture a été pensée pour permettre de scanner une personne tout en limitant au maximum les zones aveugles (i.e. zones n'apparaissant pas lors de la reconstruction de l'image). Pour cela, nous avons proposé de positionner un réseau MIMO en arc de cercle autour de la scène à imager puis d'utiliser un système mécanique pour déplacer ce réseau suivant l'axe vertical afin de permettre une reconstruction 3D. La principale difficulté de mise en œuvre d'une telle architecture résidant dans le développement d'un algorithme de reconstruction adapté, une nouvelle méthode de reconstruction basée sur des approches de décompositions spectrales a donc été proposée. Le fonctionnement de cette méthode a été validé en 2D de façon expérimentale, grâce à la mise en place d'un prototype permettant d'émuler un réseau MIMO cylindrique, puis en 3D, par le biais d'une série de simulation. Cependant, ces validations ont montré que malgré un bon fonctionnement de la méthode pour des architectures permettant un fort échantillonnage spatial, elle ne pouvait être utilisée avec des réseaux trop limités en nombre d'antennes.

Pour cette raison, et à cause de la complexité mécanique liée à la mise en place d'un système d'imagerie MIMO-SAR cylindrique, le choix a été fait de ré-orienter l'architecture du prototype du projet OBIWAM vers une configuration MIMO-SAR linéaire. Un nouveau prototype permettant de déplacer un réseau d'antennes horizontal suivant l'axe vertical a donc été mis en place. Les composants RF développés dans le cadre du projet par l'entreprise MC2-Technologies étant disponibles au moment des premières expérimentations, ce prototype a été utilisé en configuration MISO (sans la partie réception par multiplexage temporel opto-RF). Bien que non-optimisée, ce prototype a permis de réaliser une première preuve de principe d'une reconstruction en 3D dans la bande de fréquences 15 - 20 GHz.

De nouvelles expérimentations seront proposées dans la continuité du projet afin d'étudier plus en détail le bon fonctionnement de ce prototype en configuration MISO et de façon plus générale en configuration MIMO, dès lors que tous les composants du projet seront utilisables.

CONCLUSION GÉNÉRALE DE LA THÈSE

Pour être implantés en milieu opérationnel, les systèmes d'imagerie radar à courte portée doivent aujourd'hui concilier sensibilité, résolution, zone de visibilité, temps d'acquisition, temps reconstruction d'image et compacité. Dans ce contexte, l'objectif des travaux présentés dans ce manuscrit a été de proposer une solution innovante permettant de répondre à certaines de ces contraintes en liant l'utilisation d'un grand nombre d'antennes, nécessaire à l'obtention d'une large zone de visibilité et d'une forte résolution, avec une acquisition rapide des signaux sur une seule voie de numérisation. Pour cela une méthode de multiplexage temporel a été mise en place. Cette méthode, habituellement utilisées en traitement du signal pour concaténer les informations présentes sur différents canaux, est aujourd'hui difficile à implémenter dans le cas de systèmes RF utilisant des signaux larges bandes. En effet, cette méthode consiste à retarder les informations des différents canaux les unes par rapport aux autres avant de les sommer. Or dans le domaine RF, les composants permettant d'appliquer ce retard présentent soit de faibles bandes de fréquences de fonctionnement soit d'importantes pertes de propagation. Pour pallier cette problématique, une approche basée sur des composants optiques a donc été proposée. Cette approche consistait à utiliser des lignes à retard fibrées pour réaliser la fonction de retard. Les fibres optiques, qui composaient ces lignes, présentaient l'avantage d'être insensibles aux interférences électromagnétique, d'avoir une forte compacité et surtout d'avoir de très faibles pertes de propagation. Elles étaient associées à un sommateur opto-RF original développé au laboratoire XLIM qui permettait de réaliser en simultanément la fonction de sommation des signaux optiques et leur reconversion dans le domaine RF et ceci avec un minimum de pertes. Cette solution a trouvé une application concrète dans le projet OBIWAM réalisé avec les partenaires C2N, MC2-Technologies, ST Microelectronics et Vectrawave et soutenu par l'Agence Nationale de la Recherche.

La première étape de la thèse présentée ici a consisté à étudier le fonctionnement de ce sommateur opto-RF afin de proposer une nouvelle topologie permettant de répondre à des besoins d'augmentation du nombre de voie en entrée. Pour réaliser cela tout en limitant le coefficient de réduction appliqué au concentrateur (qui compose avec la photodiode le sommateur), les études se sont orientées vers une topologie de type Air-Clad qui permettait d'obtenir une sortie multimode isolée de la surface du composant par deux anneaux de trous d'air. La disposition de ces trous d'air a été définie dans ce chapitre et les fibres optiques qui, une fois fusionnées, forment le cœur multimodal ont été choisies. La réalisation de ce nouveau sommateur sera prise en charge par d'autres membres du laboratoire XLIM impliqués dans le projet.

Le deuxième partie de la thèse a donc été axée sur l'étude et l'analyse du principe d'utilisation du multiplexage opto-RF dans une architecture d'imagerie MIMO. Pour cela un prototype opérant en bande C a été développé (Fig.5.1). Ce prototype composé, d'une part, d'une matrice de commutation permettant d'adresser 16 antennes d'émission et, d'autre part, de 16 antennes de réception reliées à une architecture de multiplexage temporel utilisant un sommateur opto-RF développé dans le cadre d'une thèse précédente, a tout d'abord été équipé d'un générateur de signaux arbitraires permettant de générer des impulsions RF brèves. Cette configuration a permis de caractériser le système d'imagerie en termes de bilan de liaison, de résolution, de *field of view* et de capacité à reconstruire des scènes plus ou moins complexes. Une fois cette caractérisation réalisée, une architecture FMCW (i.e. carte d'émission FMCW + système de démodulation en réception) a été intégrée au système d'imagerie afin

de réduire les contraintes d'échantillonnage des signaux multiplexés temporellement. Conjointement à l'intégration de cette architecture, un algorithme de reconstruction permettant de pallier les dispersions de phases apparaissant avec l'utilisation de ces signaux a été mis au point. Les différents travaux effectués dans cette deuxième partie ont permis de valider l'utilisation de l'architecture de multiplexage temporel en régime impulsionnel et FMCW.

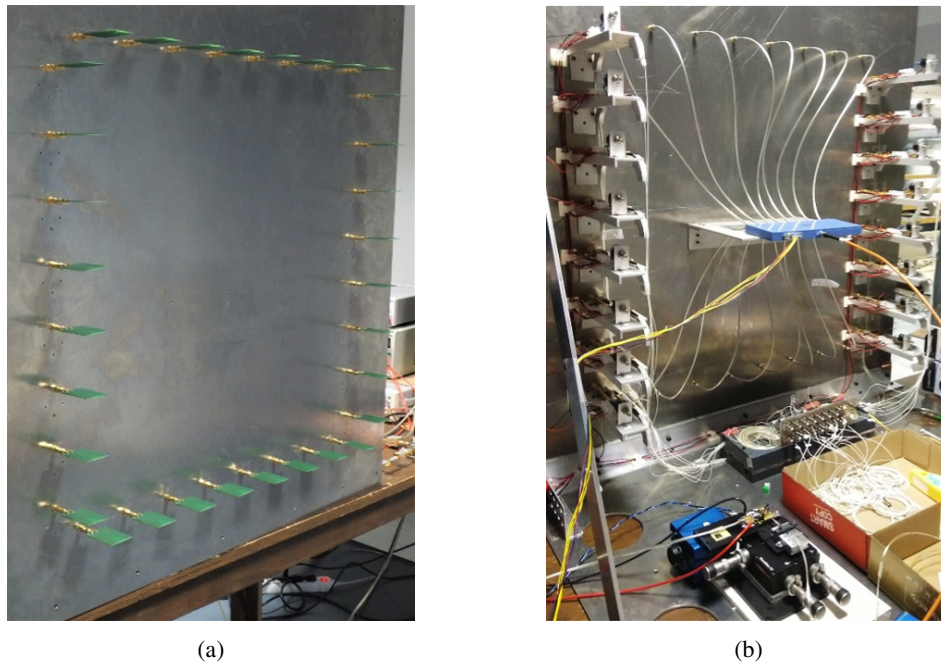


FIGURE 5.1 : Système d'imagerie MIMO fonctionnant en bande C avec une architecture de multiplexage temporel opto-RF en réception. Face avant (a), face arrière (b).

Enfin, dans la troisième et dernière partie de la thèse, les connaissances acquises sur le développement de systèmes d'imagerie radar ont été mises à profit pour mettre en place un prototype adapté aux besoins du projet OBIWAM. Pour limiter les coûts de développement, le nombre d'émetteurs disponibles pour ce prototype était limité à 16 et le nombre de récepteurs à 12. Une approche MIMO-SAR, où les antennes sont disposées de façon coplanaire et où un système mécanique permet de les déplacer, a été proposée afin de permettre d'imager une scène en trois dimensions avec un fort pouvoir de résolution. Dans ce contexte, une nouvelle topologie constituée d'un réseau MIMO disposé en arc de cercle couplé à un système de déplacement vertical a été étudiée. La principale difficulté d'utilisation d'une telle topologie réside dans le développement d'un algorithme de reconstruction d'images adapté. L'algorithme développé dans cette thèse pour cette topologie, est basé sur une adaptation des méthodes de reconstruction par décomposition spectrale existantes. Pour valider cet algorithme, un prototype d'imagerie a été conçu. Ce système, utilisant des signaux FMCW centrés autour de 6 GHz, fonctionnait en déplaçant une antenne d'émission et une antenne de réception sur deux arc de cercles indépendant afin de synthétiser un réseau MIMO par principe de superposition (Fig. 5.2). Aucun déplacement vertical n'étant implémenté, ce prototype n'a permis la validation de l'algorithme de reconstruction qu'en deux dimensions. Pour étendre cette validation au domaine 3D,

une série de simulations a été effectuée. Cette dernière a permis de démontrer le bon fonctionnement de la méthode lorsque des réseaux constitués de plusieurs dizaines d'antennes étaient utilisés. Cependant, la réduction du nombre d'antennes entraîne une diminution de la qualité de la reconstruction.

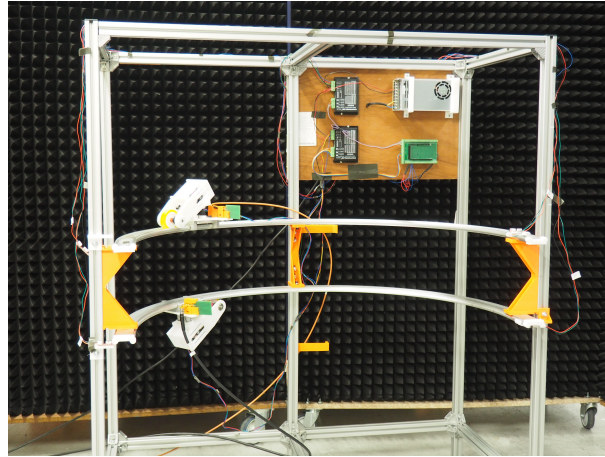


FIGURE 5.2 : Prototype d'imagerie cylindrique fonctionnant en bande C et permettant de synthétiser un réseau MIMO 2D.

Pour cette raison, et à cause de la difficulté de mise en place d'un réel prototype d'imagerie MIMO-SAR cylindrique avec déplacement vertical, il a été décidé de se réorienter vers une configuration MIMO-SAR linéaire pour le projet OBIWAM. Dans ce contexte, un nouveau prototype permettant de déplacer un réseau d'antennes horizontal selon l'axe vertical a été développé (Fig 5.3). Les composants optiques n'étant pas disponible au moment des premiers tests, une configuration MISO, intégrant tous les composants RF conçus par MC2-Technologies et fonctionnant dans la bande de fréquences 15 - 20 GHz, a été utilisée. Cette configuration, bien que non-optimisée, a permis d'effectuer une première reconstruction d'image en trois dimensions dans cette bande de fréquences.

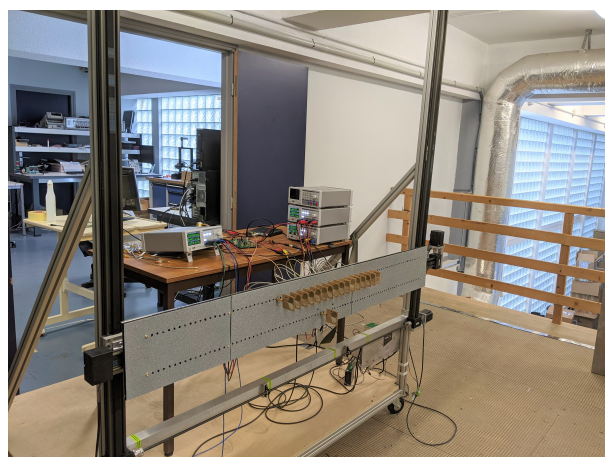


FIGURE 5.3 : Prototype d'imagerie MISO-SAR fonctionnant dans la bande de fréquences 15 - 20 GHz.

Les travaux présentés dans ce dernier chapitre s'inscrivent majoritairement dans le cadre du projet OBIWAM qui fini en 2022. Une suite logique de cette thèse correspond donc à l'optimisation du

prototype mis en place précédemment puis à l'intégration de l'architecture de multiplexage temporel en réception. Cette architecture, à la différence de celle utilisée dans le chapitre 3, sera composée de modulateurs électro-optiques intégrés sur silicium conçus par le laboratoire C2N avec la collaboration du fondeur ST-Microelectronics.

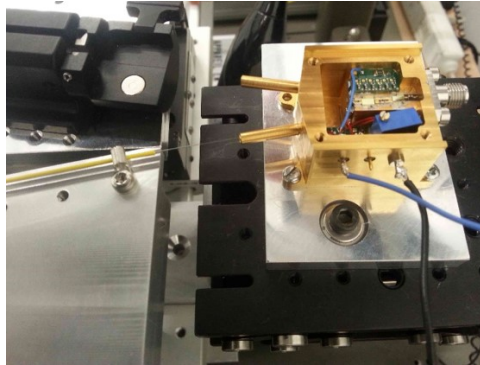


FIGURE 5.4 : Modulateurs électro-optiques conçus par le laboratoire C2N puis mis en boîtier par l'entreprise Vectrawave dans le cadre du projet OBIWAM.

Ces modulateurs seront directement intégrés sur silicium avec leurs drivers puis mis en boîtier par l'entreprise Vectrawave. La Fig. 5.4 montre un exemple d'intégration de ces modulateurs dans le cadre du projet. L'étape de sommation des signaux retardés temporellement sera, quant à elle, réalisée avec le sommateur opto-RF de type Air-Clade étudié dans le chapitre 2. Une fois entièrement mis en place, le prototype MIMO-SAR devrait permettre d'obtenir des reconstructions d'images ressemblant à la Fig. 5.5.

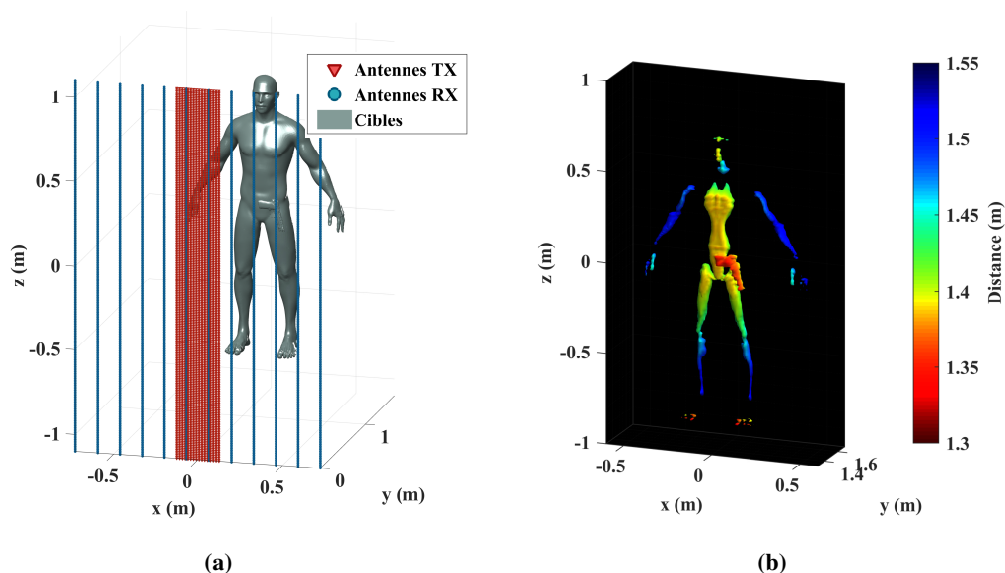


FIGURE 5.5 : Simulation de la reconstruction d'un mannequin 3D avec un pistolet au niveau des hanches avec la configuration du réseau d'antennes prévue dans le cadre du projet OBIWAM. Le réseau ainsi que la cible sont présentés en sous-figure (a) et la reconstruction 3D en sous-figure (b).

Conclusion générale de la thèse

En parallèle de ces travaux, des études ont été initiées par le professeur Philippe Di Bin et le doctorant Damien Bousocque (Université de Limoges - XLIM), afin de proposer une solution toute optique de démodulation de signaux FMCW. Cette solution, basée sur l'utilisation de deux modulateurs en série, permettra ainsi d'utiliser une simple photodiode de grand diamètre (i.e. ≈ 2 mm) pour réaliser la détection de l'enveloppe du signal qui sera cette fois directement basse fréquence. Cette nouvelle approche permettra de relaxer les contraintes sur le diamètre de sortie du sommateur opto-RF utilisé pour le multiplexage temporel. Il serait donc possible d'augmenter considérablement le nombre d'antennes de réception connectées au composant.

Liste des publications réalisées durant la thèse

Journaux internationaux avec comité de lecture

1. A Transverse Spectrum Deconvolution Technique for MIMO Short-Range Fourier Imaging
*Fromenteze, T., Yurduseven, O., **Berland, F.**, Decroze, C., Smith, D. R., & Yarovoy, A. G. (2019)*
IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 57(9), 6311-6324.
2. Microwave photonic MIMO Radar for short range 3D imaging
***Berland, F.**, Fromenteze, T., Boudescoque, D., Di Bin, P., Elwan, H. H., Aupetit-Berthelemot, C., & Decroze, C. (2020).*
IEEE Access, 8, 107326-107334.
3. Analysis and Reduction of Phase Noise Effects in Multi-Channel Microwave Photonic Systems
*Elwan, H. H., Di Bin, P., Boudescoque, D., **Berland, F.**, Fromenteze, T., Decroze, C., & Aupetit-Berthelemot, C. (2021).*
Microwave Photonic Systems. Journal of Lightwave Technology
4. Cylindrical MIMO-SAR Imaging and Associated 3-D Fourier Processings
***Berland, F.**, Fromenteze, T., Decroze, C. L.Kpre, E. Boudescoque, D., Di Bin, P., & Aupetit-Berthelemot, C..*

En cours d'évaluation

Conférences internationales avec comité de lecture

1. Experimentation based development of a simulation platform of a microwave photonics MIMO imaging system
*Boudescoque, D., **Berland, F.**, Elwan, H. H., Fromenteze, T., Decroze, C., Di Bin, P., & Aupetit-Berthelemot, C. (Septembre 2019)*
45th European Conference on Optical Communication
2. C-band microwave photonic MIMO imaging system
***Berland, F.**, Elwan, H. H., Marie-Joseph, Y., Boudescoque, D., Decroze, C., Di Bin, P., Fromenteze, T., Aupetit-Berthelemot, C. (Octobre 2019)*
16th European Radar Conference (EuRAD) (pp. 277-280). IEEE.
3. Short range imaging system based on a new microwave photonic multiplexing technique
***Berland, F.**, Elwan, H. H., Boudescoque, D., Decroze, C., Di Bin, P., Fromenteze, T., & Aupetit-Berthelemot, C. (Avril 2020)*
SPIE Defense + Commercial Sensing, Passive and Active Millimeter-Wave Imaging XXIII, California
4. Accelerating short range MIMO imaging with optimized Fourier processing.
*Fromentèze, T., Yurduseven, O., **Berland, F.**, Decroze, C., Smith, D. R., & Yarovoy, A. G. (Avril 2020)*

Conclusion générale de la thèse

SPIE Defense + Commercial Sensing, Passive and Active Millimeter-Wave Imaging XXIII, California

5. Solving the Phase Dispersion Issue in FMCW Photonic Time Multiplexed Radar Imaging
Berland, F., Elwan, H. H., Boudescoque, D., Decroze, C., Di Bin, P., Aupetit-Berthelemot, C., & Fromenteze, T. (Mars 2021)
15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) (pp. 1-5). IEEE.

Conférences nationales avec comité de lecture

1. Système d'imagerie MIMO optomicroonde en bande C
Berland, F., Elwan, H. H., Marie-Joseph, Y., Boudesocque, D., Decroze, C., Di Bin, P., Fromenteze, T., & Aupetit-Berthelemot, C. (Mai 2019)
21èmes Journées Nationales Micro-Ondes

ANNEXES

Annexe 1 : Comparaison des diagrammes de rayonnement 3D d'une antenne Vivaldi avec et sans corrugation

Afin de comparer l'impact de l'intégration des corrugations sur les antennes de Vivaldi conçues pour le prototype d'imagerie présenté dans le chapitre 3, le diagramme de rayonnement 3D de ces antennes est comparé à celui d'une antenne fonctionnant aux mêmes fréquences mais n'utilisant pas de corrugation. Les diagrammes présentés ont été obtenus avec le logiciel CST MWS. La Fig. 6.1 montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne avec corrugation lorsque cette dernière est positionnée en face d'un plan métallique de longueur infinie pour des fréquences de 5 GHz, 6 GHz, 7 GHz et 8 GHz. Ces différentes sous-figures permettent de montrer que malgré la présence de ce plan métallique le maximum de l'énergie rayonnée est condensée dans le lobe principal. A contrario, dès que les corrugations sont supprimées un grand nombre de lobes secondaires apparaissent (Fig. 6.2) et l'approximation réalisée lors de la reconstruction d'image qui dit que l'antenne est isotropique dans la zone imagée n'est plus valable.

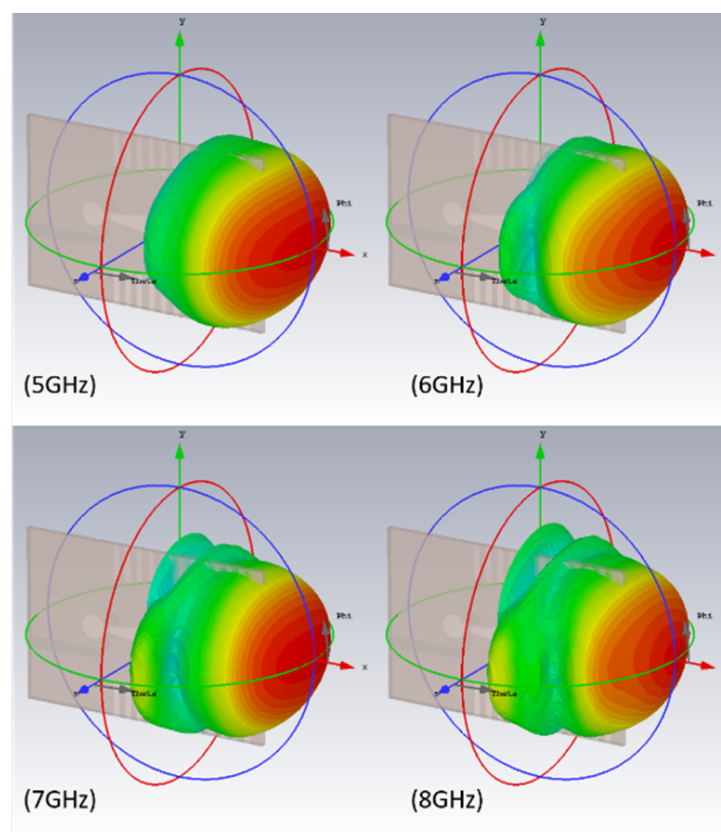


FIGURE 6.1 : Diagramme de rayonnement de l'antenne Vivaldi conçue avec des corrugations pour le prototype d'imagerie opérant en bande C

Cette différence de comportement s'explique par le fait que, lorsqu'il n'y a pas de corrugation, les champs rayonnés à l'arrière de l'antenne sont réfléchies par le plan métallique ce qui crée des courants de bords au niveau du composant. Ces courants de bords viennent ensuite dégrader les

caractéristiques de propagation de l'antenne. Un choix judicieux des dimensions des corrugations permet d'atténuer, voir d'annuler, leurs effets.

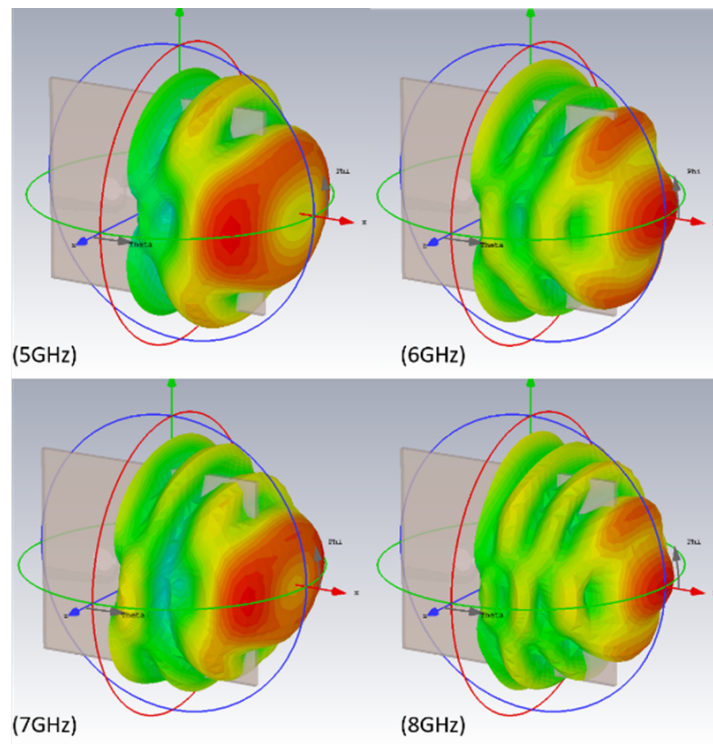


FIGURE 6.2 : Diagramme de rayonnement d'une antenne Vivaldi sans corrugation (les dimensions ont été adaptées afin d'optimiser un fonctionnement dans la bande de fréquence 5 - 8 GHz).

Liste des figures

1.1	Fonctionnement d'un radar impulsif	11
1.2	Signaux impulsifs émis et reçus au cours du temps.	12
1.3	Evolution fréquentielle des signaux FMCW émis et reçus en fonction du temps.	12
1.4	Fonctionnement d'un radar FMCW.	13
1.5	Principe de corrélation de deux bruits pseudo aléatoire [18]	14
1.6	Fonctionnement d'un réseau SAR émulé par déplacement mécanique linéaire suivant l'axe x	15
1.7	Fonctionnement d'un système d'imagerie MIMO	17
1.8	Configurations MIMO (a)-(d). Réseau virtuel équivalent (e).	18
1.9	Différentes possibilités d'intégration des composants optiques dans les systèmes radars [26].	19
1.10	Génération de signaux RF avec des composants optiques.	20
1.11	Système de génération de signaux RF électro-optique développé par F.Scotti <i>et al.</i> [49]. (A) Spectre du signal optique en sortie du laser à verrouillage de modes (MLL), (B) Spectre du signal RF généré par la DDS (Direct digital synthesis), (C) Spectre du signal optique après le modulateur électro-optique (MEO), (D) Spectre du signal RF après la photodiode, (E) Spectre du signal RF après filtrage.	21
1.12	Principe d'une transposition fréquentielle avec des composants optiques. (MEO) : Modulateur électro-optique, (CAN) : convertisseur analogique vers numérique, (LNA) : Amplificateur faible bruit	22
1.13	Système radar FMCW utilisant des composants opto-électroniques proposé par X.Ye <i>et al.</i> [54].	22
1.14	Générateur de signaux ULB et hautes puissances basé sur une approche opto-électronique développé au laboratoire XLIM [63].	24
1.15	Convertisseur analogique vers numérique 4 bits développé par H.F.Taylor [71] (a). L'image (b) montre le code de Gray obtenue en sortie du système.	25
1.16	Formation de faisceaux à l'aide de retards vrais ajustables (TTD)	26
1.17	Système d'imagerie radar composé d'une antenne d'émission et de quatre antennes de réception utilisant une architecture de multiplexage temporel opto-RF en réception [84].	27

LISTE DES FIGURES

1.18	Système développé par Sherif Sayed Ahmed au cours de sa thèse en partenariat avec Rohde & Schwarz. Chacun des 16 carrés gris est entouré de 48 antennes d'émission et 48 antennes de réception. Le tout fonctionne entre 70 GHz et 80 GHz et permet d'obtenir des images 3D en moins de 500 ms [87].	28
1.19	Système Provision avec des exemples de reconstructions 3D de personnes [88]	29
1.20	Systèmes développé par T.Fromenteze <i>et al.</i> [89]. On y voit la cavité chaotique connectée à 24 antennes.	30
1.21	Proposition d'un système d'imagerie active ultra rapide et haute résolution présenté à l'ANR dans le cadre du projet OBIWAM	32
2.1	Principe de fonctionnement du multiplexage temporel.	36
2.2	Structure d'une photodiode à jonction PIN [94].	37
2.3	Comportement d'une photodiode en fonction de la puissance optique appliquée en entrée [95].	38
2.4	Impact des différentes sources de bruits sur la dynamique d'une photodiode [95] . . .	40
2.5	Fonctionnement simplifié d'une sommation opto-RF utilisant un coupleur hyperfréquence	41
2.6	Fonctionnement simplifié d'une sommation opto-RF utilisant un combineur optique .	42
2.7	Représentation de la face de sortie d'un guide d'ondes intégré [111]	44
2.8	Principe de mesure du phénomène d'interférométrie. Cas où plusieurs sorties existent (a). Cas où il n'y a qu'une seule sortie (b).	46
2.9	Fonctionnement d'un <i>photonic lantern</i> [113]	47
2.10	Evolution du mode fondamental dans une fibre optique dont le diamètre diminue . .	47
2.11	Représentation de la disposition des fibres optiques dans la première version du sommateur opto-RF développée par Nicolas Mothe [112]	48
2.12	Principe de la réalisation d'un concentrateur optique [113] (a), Banc d'étirage utilisé par Nicolas Mothe [112] (b).	49
2.13	Sommateur optique avec sortie multimodale [112]. Photographie de la face d'entrée du concentrateur (a), Photographie de la face de sortie du concentrateur (b), Photographie du sommateur avec les fibres d'entrée et le concentrateur optique (c).	49
2.14	Disposition des fibres optiques dans la deuxième version du sommateur opto-RF . . .	51
2.15	Sommateur opto-RF de deuxième génération constitué de 19 fibres d'entrée. Les photographies positionnées à gauche et à droite du schéma montrent, respectivement, la face d'entrée de la canne et la face de sortie une fois les fibres insérées et le tout étiré. La silice est ici visible en gris clair et les trous d'air en gris foncé [85].	52
2.16	Problématique de guidage de l'onde optique dans le sommateur lorsque le diamètre de ce dernier est diminué. Les fibres optiques monomodes sont représentées par les cercles verts et elles sont entourées de trous d'air représentés en blanc. Le reste de la structure correspond à la silice de la canne microstructurée. Les simulations de guidage du faisceau optique sont réalisées pour des coefficients de réduction de 1, 0.4 et 0.1.	53

LISTE DES FIGURES

2.17	Photographies de la face de sortie du concentrateur quand un laser de longueur d'onde 1550 nm est uniquement injecté dans la fibre centrale. Image non-saturée (a), 10 dB de saturation (b), 20 dB de saturation (c) [85]	54
2.18	Photographies de la face de sortie du concentrateur quand un laser de longueur d'onde 1550 nm est injecté dans toutes les fibres d'entrée du composant. Image non-saturée (a), 10 dB de saturation (b) [85]	54
2.19	Comparaison du diamètre de sortie utile d'un sommateur à sortie multicœur (a) avec celui d'un sommateur à sortie multimodale de type Air-Clad (b). Les deux schémas comportent tous les deux 19 fibres en entrée.	56
2.20	Profils des fibres monomodes pré-sélectionnées pour la réalisation de la nouvelle version du sommateur opto-RF	58
2.21	Indice effectif du mode fondamental des fibres optiques en fonction du coefficient de réduction appliqué	58
2.22	Coupe 2D de l'entrée de la nouvelle version du sommateur avec 61 fibres (ronds rouges) et 2 couronnes de trous d'air (ronds blancs) autour.	59
2.23	Motif élémentaire de la gaine optique composée de trou d'air (la silice est représentée en bleu foncé et l'air en blanc) (a). Mode fondamental se propageant dans ce motif (b).	60
2.24	Exemple de calcul de modes pouvant se propager à l'intérieur de la zone délimitée par les trous d'air (a) et à l'extérieur (b).	60
2.25	Evolution du nombre de modes en sortie du concentrateur optique en fonction de l'écart entre les trous d'air.	61
2.26	Evolution du nombre de modes en sortie du concentrateur optique en fonction du diamètre utile de ce dernier	62
3.1	Positionnement des antennes MIMO en configuration en croix (a) et en carré (b)	68
3.2	Etude des PSF d'un réseau MIMO en configuration en croix (Fig. 3.1 (b)). PSF du réseau d'émission (a), PSF du réseau de réception (b), PSF des réseaux d'émission et de réception mis en commun (c).	69
3.3	Etude de la PSF d'un réseau MIMO en configuration en carré (Fig. 3.1 (b)). PSF du réseau d'émission (a), PSF du réseau de réception (b), PSF des réseaux d'émission et de réception mis en commun (c).	70
3.4	Comparaison des coupes 1D suivant l'axe x des PSF des réseaux MIMO complets pour les configurations en croix et en carré	71
3.5	Architecture opto-RF de multiplexage temporel	72
3.6	Sommateur optique composé d'un concentrateur positionné en face d'une photodiode rapide de bande passante 10 GHz grâce à une platine de positionnement 3D.	73
3.7	Méthode de caractérisation des différentes voies optiques qui composent l'architecture de multiplexage temporel.	74
3.8	Pertes d'insertion des 16 chaînes optiques	74
3.9	Retards de groupe induits par les 16 chaîne optiques (a). Valeurs moyennes des 16 retards de groupe en fonction de la chaîne optique étudiée (b).	75

LISTE DES FIGURES

3.10	Architecture générale du système d'imagerie MIMO impulsionnel fonctionnant en bande C	76
3.11	Faces avant (a) et arrière (b) des antennes Vivaldi développées pour le système d'imagerie MIMO fonctionnant en bande C	76
3.12	Photographies du système MIMO fonctionnant en bande C. La sous-figure (a) montre la face avant du système avec les antennes Vivaldi positionnées en configuration en carrée. La sous-figure (b) montre la face arrière avec les chaînes d'émission et réception.	77
3.13	Schéma de principe d'un système MIMO utilisant une matrice de commutation à l'émission et une architecture de multiplexage temporel en réception.	78
3.14	Comparaison des schémas blocs des méthodes de reconstruction par <i>Inversion du modèle complet</i> et par <i>Synchronisation et back-propagation</i>	82
3.15	Mesure des réponses impulsionnelles des couples TX_1/RX_j	83
3.16	Photographie de la scène composée d'une sphère métallique de 7 cm de diamètre.	84
3.17	Mesure de la sphère métallique de 7 cm de diamètre. Mesure brute de la sphère, les pics de forte amplitude correspondent aux couplages inter-antennes (a). Mesure après traitement et avant application d'un algorithme de reconstruction d'images (b).	85
3.18	Reconstruction 3D mesurée (a) et simulée (b) d'une sphère positionnée à 1.5 m du réseau. Ces reconstructions sont réalisées à l'aide de la méthode de <i>Synchronisation et back-propagation</i>	85
3.19	Coupes transverses 2D des reconstructions 3D mesurée (a) et simulée (b) réalisées dans le plan de la cible.	86
3.20	Coupes 1D suivant l'axe x des reconstructions 3D mesurée (a) et simulée (b) réalisées dans le plan de la cible.	86
3.21	Scène composée de 5 sphères métalliques de diamètre 1 cm positionnées en carré avec une sphère au milieu.	87
3.22	Reconstructions 2D de 5 sphères métalliques avec la méthode d' <i>Inversion du modèle complet</i> (a) et de <i>Synchronisation et back-propagation</i> (b)	88
3.23	Photographie de la scène composée de tubes métalliques formant le mot "XLIM"	89
3.24	Reconstructions 3D (a) et 2D en amplitude (b) et en phase (c) de la cible métallique représentant le mot "XLIM"	89
3.25	Architecture d'émission et réception mise en place pour réaliser une comparaison avec le système opto-RF	90
3.26	Mesures réalisées avec l'architecture full-RF. Mesure d'une sphère métallique (a), mesure d'une cible représentant le mot "XLIM" (b).	91
3.27	Carte Analog Device ADF4159EB utilisée pour générer un signal FMCW	92
3.28	Système d'imagerie MIMO mis en place avec une architecture FMCW.	93
3.29	Illustration de l'impact du terme de RVP en fonction du signal RF multiplexé	95
3.30	Représentation 3D de la scène simulée avec 1 antenne d'émission et 8 antennes de réception toutes colocalisées en $x = 0$ m et $y = 0$ m. Les 8 antennes de réception sont reliées à des fibres optiques de longueur d'incrémentations égales à 6 m.	97

LISTE DES FIGURES

3.31	Signaux obtenus après la simulation de la scène de la Fig. 3.30 lorsque le terme de RVP n'est pas compensé. Signaux obtenus après propagation en espace libre et à travers les fibres optiques (a), transformées de Fourier des signaux précédents (b), re-synchronisation (i.e. compensation des temps de propagation à travers les fibres optiques) des transformées de Fourier des signaux reçus et fenêtrage temporel (c).	98
3.32	Signaux obtenus après la simulation de la scène de la Fig. 3.30 lorsque le terme de RVP est compensé. Signaux obtenus après propagation en espace libre et à travers les fibres optiques (a), transformées de Fourier des signaux précédents (b), re-synchronisation (i.e. compensation des temps de propagation à travers les fibres optiques) des transformées de Fourier des signaux reçus et fenêtrage temporel (c).	98
3.33	Représentation dans le domaine complexe de l'impact du terme de RVP sur les signaux obtenus.	99
3.34	Représentation 3D de la scène simulée avec 1 antenne d'émission positionnée en $x = 0$ m et $y = 0$ m et 8 antennes de réception réparties suivant l'axe x avec 9 cm d'espacement entre deux antennes consécutives. Les antennes de réception sont reliées à des fibres optiques de longueur d'incrément variable.	99
3.35	Reconstructions 2D de la scène simulée sans compensation du terme de RVP pour des longueurs d'incrément de fibres optiques variables. La croix rouge indique la position réelle de la cible.	100
3.36	Reconstructions 2D de la scène simulée avec compensation du terme de RVP pour des longueurs d'incrément de fibres optiques variables. La croix rouge indique la position réelle de la cible.	101
3.37	Reconstructions 2D d'une scène composée de 5 sphères métalliques sans compensation du terme de RVP (a) et avec compensation (b).	102
4.1	Architecture du démonstrateur d'imagerie radar du projet OBIWAM.	106
4.2	Comparaison des différentes architectures de scanner corporel cylindrique existantes. (a) Réseau SISO horizontal avec déplacement vertical [130], (b) Réseau SISO vertical avec déplacement azimutal [131], (c) Réseau MIMO vertical avec déplacement azimutal [132], (d) Réseau SIMO azimutal [133], (e) Réseau MIMO azimutal avec déplacement vertical étudié dans le cadre du projet OBIWAM.	108
4.3	Système d'imagerie MIMO-SAR avec les antennes positionnées sur l'axe azimutal et un déplacement mécanique suivant l'axe vertical.	109
4.4	Schéma bloc de l'algorithme de reconstruction cylindrique basé sur une approche de décomposition spectrale.	114
4.5	Prototype permettant de synthétiser un réseau MIMO suivant l'axe azimutal à l'aide du déplacement mécanique indépendant des antennes d'émission et de réception.	115
4.6	Fonctionnement du prototype d'imagerie cylindrique.	116
4.7	Photographie de la scène imagée (a). Schéma de la scène imagée avec le réseau MIMO synthétisé (b).	118

LISTE DES FIGURES

4.8	Reconstructions 2D de la scène avec la méthode de décomposition spectrale (a) et la méthode matricielle (b).	119
4.9	Scène simulée avec un réseau MIMO azimutal répété suivant l'axe z et 9 billes disposées de façon à former un cubes de 25 cm de coté avec une bille au centre.	120
4.10	Représentation 3D de la scène reconstruite avec des isosurfaces extraites à -3 dB, -10 dB et -20 dB avec la méthode de décomposition spectrale (a) et l'approche de type back-propagation (b).	121
4.11	Représentation 2D de la scène reconstruite avec la méthode de décomposition spectrale (a) et l'approche de type back-propagation(b). Les données ont ici été sommées suivant l'axe z .	121
4.12	Comparaison des coupes 1D verticales et horizontales extraites au niveau de la sphère centrale de la Fig. 4.10 pour les méthodes de reconstruction évoquées.	122
4.13	Simulation de l'imagerie d'une cible représentant une tour Eiffel en 2.5 D. Représentation 3D de la scène avec les différentes antennes et la cible (a), Reconstruction 3D par le biais de la méthode de décomposition spectrale (b), point de vue 2D de la reconstruction dans le plan XZ (c).	124
4.14	Simulation de l'imagerie d'une cible représentant un corps humain avec une arme à feu au niveau des hanches. Représentation 3D de la scène avec les différentes antennes et la cible (a), Reconstruction 3D par le biais de la méthode de décomposition spectrale (b), point de vue 2D de la reconstruction dans le plan XZ (c).	125
4.15	Simulation de l'imagerie d'une cible représentant un corps humain pour un nombre décroissant d'antennes d'émission et de réception (seul le nombre d'antennes est modifié par rapport à la Fig. 4.14).	126
4.16	Fonctionnement du prototype de scanner MISO 15-20GHz.	128
4.17	Fonctionnement du système de génération de signaux FMCW 15-20 GHz (a), Photographie du système de génération (b).	128
4.18	Photographies de la matrice de commutation 1×16 avec sa carte de contrôle (a), Chronogramme de fonctionnement de la matrice de commutation (b).	129
4.19	Prototype d'imagerie MISO-SAR mis en place dans la bande de fréquences 15 - 20 GHz	130
4.20	Demi-sphère métallique de diamètre 30 cm imagée.	131
4.21	Reconstruction 3D de la demi-sphère de façon expérimentale (a) et par simulation (b).	131
5.1	Système d'imagerie MIMO fonctionnant en bande C avec une architecture de multiplexage temporel opto-RF en réception. Face avant (a), face arrière (b).	135
5.2	Prototype d'imagerie cylindrique fonctionnant en bande C et permettant de synthétiser un réseau MIMO 2D.	136
5.3	Prototype d'imagerie MISO-SAR fonctionnant dans la bande de fréquences 15 - 20 GHz.	136
5.4	Modulateurs électro-optiques conçus par le laboratoire C2N puis mis en boîtier par l'entreprise Vectrawave dans le cadre du projet OBIWAM.	137

LISTE DES FIGURES

5.5	Simulation de la reconstruction d'un mannequin 3D avec un pistolet au niveau des hanches avec la configuration du réseau d'antennes prévue dans le cadre du projet OBIWAM. Le réseau ainsi que la cible sont présentés en sous-figure (a) et la reconstruction 3D en sous-figure (b).	137
6.1	Diagramme de rayonnement de l'antenne Vivaldi conçue avec des corrugations pour le prototype d'imagerie opérant en bande C	142
6.2	Diagramme de rayonnement d'une antenne Vivaldi sans corrugation (les dimensions ont été adaptées afin d'optimiser un fonctionnement dans la bande de fréquence 5 - 8 GHz).	143

Liste des tableaux

1.1	Récapitulatif des différentes solutions existantes pour l'acquisition de signaux avec des architectures MIMO utilisées pour des applications d'imagerie à courte portée.	31
2.1	Tableau récapitulatif des méthodes de sommation optique	45
2.2	Tableau récapitulatif des coefficients de réduction entraînant une perte du pouvoir de guidage des cœurs des fibres optiques	59
3.1	Tableau récapitulatif des propriétés des réseaux MIMO en configuration en croix ou en carré	72
3.2	Récapitulatif des propriétés de l'image d'une sphère positionnée à 1.5 m obtenues par mesure et simulation.	87
4.1	Récapitulatif des rôles des différents partenaires dans le projet OBIWAM	107
4.2	Comparaison des méthodes de reconstruction en termes de PSLR et d'ISLR	123

Bibliographie

- [1] Platon, *Timée*. trad, Victor Cousin.
- [2] A.-H. Ibn Al-Haytham (Alhazen), "Books of optics (kitan al-manazer)," 1021.
- [3] H. Christian, "Traité de la lumière," 1690.
- [4] N. Isaac, "Opticks or a treatise of the re ections, refractions, in ections and colours of light, 1st ed." 1704.
- [5] Y. Thomas, "An account of some cases of the production of colours, not hitherto, described," *Philosophical Tansactions of the Royal Society of London*, vol. 62, no. 1802, pp. 387–397.
- [6] C. Huygens, T. Young, A. J. Fresnel, and F. Arago, *The wave theory of light : memoirs of Huygens, Young and Fresnel*. American Book Company, 1900, vol. 15.
- [7] M. James Clerck, "Treatise on electricity and magnetism," 1873.
- [8] H. Heinrich and J. Daniel Evan, "Electric waves," 1962.
- [9] A. Meta, P. Hooqboom, and L. P. Ligthart, "Signal processing for fmcw sar," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 45, no. 11, pp. 3519–3532, 2007.
- [10] K. Peek, "Estimation and compensation of frequency sweep nonlinearity in fmcw radar," Master's thesis, University of Twente, 2011.
- [11] B. Horton, "Noise-modulated distance measuring systems," *Proceedings of the IRE*, vol. 47, no. 5, pp. 821–828, 1959.
- [12] R. M. Narayanan and M. Dawood, "Doppler estimation using a coherent ultrawide-band random noise radar," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 6, pp. 868–878, 2000.
- [13] D. S. Garmatyuk and R. M. Narayanan, "Ultra-wideband continuous-wave random noise arc-sar," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 40, no. 12, pp. 2543–2552, 2002.
- [14] S. R. Axelsson, "On the theory of noise doppler radar," in *IGARSS 2000. IEEE 2000 International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Taking the Pulse of the Planet : The Role of Remote Sensing in Managing the Environment. Proceedings (Cat. No. 00CH37120)*, vol. 2. IEEE, 2000, pp. 856–860.
- [15] S. L. Johnston, "Cesm-a new category of radar eccm," *IEEE transactions on aerospace and electronic systems*, vol. 31, no. 2, pp. 854–857, 1995.
- [16] R. Barker, "Group synchronizing of binary digital systems," *Communication theory*, pp. 273–287, 1953.
- [17] K. A. Lukin, P. L. Vyplavin, O. V. Zemlyaniy, V. P. Palamarchuk, and S. K. Lukin, "High resolution noise radar without fast adc," *International Journal of Electronics and Telecommunications*, vol. 58, pp. 135–140, 2012.

- [18] U. L. Rohde, *Communications Receivers. Principles and Design*, fourth edition ed. McGraw-Hill, 2017. [Online]. Available : <http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=950be197ec7c3272ba4db12f16a44f3f>
- [19] E. H. Chan and R. A. Minasian, "Microwave photonic downconverter with high conversion efficiency," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 23, pp. 3580–3585, 2012.
- [20] M. R. Rahman and P. K. Thakur, "Detecting, mapping and analysing of flood water propagation using synthetic aperture radar (sar) satellite data and gis : A case study from the kendrapara district of orissa state of india," *The Egyptian Journal of Remote Sensing and Space Science*, vol. 21, pp. S37–S41, 2018.
- [21] L. Dingle Robertson, A. Davidson, H. McNairn, M. Hosseini, S. Mitchell, D. De Abelleira, S. Verón, and M. H. Cosh, "Synthetic aperture radar (sar) image processing for operational space-based agriculture mapping," *International Journal of Remote Sensing*, vol. 41, no. 18, pp. 7112–7144, 2020.
- [22] E. Hecht, "Optics, 4th editio ed," *Addison-Wesley, San Francisco*, vol. 2, p. 3, 2002.
- [23] D. Bliss and K. Forsythe, "Multiple-input multiple-output (mimo) radar and imaging : degrees of freedom and resolution," in *The Thrity-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, 2003*, vol. 1. IEEE, 2003, pp. 54–59.
- [24] Z. Xiaodong, "Short-range ultra-wideband imaging with multi-input multi-output arrays," *Delft University of technology*, 2010.
- [25] S. S. Ahmed, *Electronic microwave imaging with planar multistatic arrays*. Logos Verlag Berlin GmbH, 2014.
- [26] P. Ghelfi, F. Laghezza, F. Scotti, G. Serafino, S. Pinna, D. Onori, E. Lazzeri, and A. Bogoni, "Photonics in radar systems : Rf integration for state-of-the-art functionality," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, no. 8, pp. 74–83, 2015.
- [27] J. Yao, "Microwave photonics," *Journal of lightwave technology*, vol. 27, no. 3, pp. 314–335, 2009.
- [28] J. Capmany and D. Novak, "Microwave photonics combines two worlds," *Nature photonics*, vol. 1, no. 6, pp. 319–330, 2007.
- [29] T. Berceli and P. R. Herczfeld, "Microwave photonics—a historical perspective," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 58, no. 11, pp. 2992–3000, 2010.
- [30] C. H. Cox and E. I. Ackerman, "Microwave photonics : Past, present and future," in *2008 International Topical Meeting on Microwave Photonics jointly held with the 2008 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference*. IEEE, 2008, pp. 9–11.
- [31] S. Iezekiel, M. Burla, J. Klamkin, D. Marpaung, and J. Capmany, "Rf engineering meets optoelectronics : Progress in integrated microwave photonics," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, no. 8, pp. 28–45, 2015.
- [32] A. Cooper, "'fibre/radio' for the provision of cordless/mobile telephony services in the access network," *Electronics letters*, vol. 26, no. 24, pp. 2054–2056, 1990.
- [33] H. Ogawa, D. Polifko, and S. Banba, "Millimeter-wave fiber optics systems for personal radio communication," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 12, pp. 2285–2293, 1992.
- [34] J. V. Olmos, T. Kuri, and K.-i. Kitayama, "Dynamic reconfigurable wdm 60-ghz millimeter-waveband radio-over-fiber access network : Architectural considerations and experiment," *Journal of lightwave technology*, vol. 25, no. 11, pp. 3374–3380, 2007.

- [35] L. Noel, D. Wake, D. Moodie, D. Marcenac, L. Westbrook, and D. Nasset, "Novel techniques for high-capacity 60-ghz fiber-radio transmission systems," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 45, no. 8, pp. 1416–1423, 1997.
- [36] A. Nkansah, A. Das, N. J. Gomes, and P. Shen, "Multilevel modulated signal transmission over serial single-mode and multimode fiber links using vertical-cavity surface-emitting lasers for millimeter-wave wireless communications," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 55, no. 6, pp. 1219–1228, 2007.
- [37] H. Kosek, Y. He, X. Gu, and X. N. Fernando, "All-optical demultiplexing of wlan and cellular cdma radio signals," *Journal of lightwave technology*, vol. 25, no. 6, pp. 1401–1409, 2007.
- [38] A. Brizido, M. Lima, R. Nogueira, P. Andre, and A. Teixeira, "3g radio distribution based on directly modulated lasers over passive transparent optical networks," in *2007 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*. IEEE, 2007, pp. 658–661.
- [39] M. J. Crisp, S. Li, A. Watts, R. V. Penty, and I. H. White, "Uplink and downlink coverage improvements of 802.11 g signals using a distributed antenna network," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 11, pp. 3388–3395, 2007.
- [40] R. M. Borges, T. R. R. Marins, M. S. B. Cunha, H. R. D. Filgueiras, I. F. da Costa, R. N. da Silva, D. H. Spadoti, L. L. Mendes, and A. C. Sodré, "Integration of a gfdm-based 5g transceiver in a gpon using radio over fiber technology," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 19, pp. 4468–4477, 2018.
- [41] C. Browning, E. P. Martin, A. Farhang, and L. P. Barry, "60 ghz 5g radio-over-fiber using uf-ofdm with optical heterodyning," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 29, no. 23, pp. 2059–2062, 2017.
- [42] U. Gliese, T. N. Nielsen, S. Norskov, and K. Stubkjaer, "Multifunctional fiber-optic microwave links based on remote heterodyne detection," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 5, pp. 458–468, 1998.
- [43] P. Dherbécourt, O. Latry, E. Joubert, P. Dibin, and M. Kétata, "Achieving of an optical very high frequency modulated wave source using heterodyne technique," *Optics communications*, vol. 202, no. 1-3, pp. 81–90, 2002.
- [44] M. Vespe, C. Baker, and H. Griffiths, "Automatic target recognition using multi-diversity radar," *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 1, no. 6, pp. 470–478, 2007.
- [45] P. Lombardo and D. Pastina, "Multiband coherent radar detection against compound-gaussian clutter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 35, no. 4, pp. 1266–1282, 1999.
- [46] P. van Dorp, R. Ebeling, and A. G. Huizing, "High resolution radar imaging using coherent multiband processing techniques," in *2010 IEEE Radar Conference*. IEEE, 2010, pp. 981–986.
- [47] V. Giammello, E. Ragonese, and G. Palmisano, "Transmitter chipset for 24/77-ghz automotive radar sensors," in *2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*. IEEE, 2010, pp. 75–78.
- [48] V. Jain, F. Tzeng, L. Zhou, and P. Heydari, "A single-chip dual-band 22–29-ghz/77–81-ghz bicmos transceiver for automotive radars," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 12, pp. 3469–3485, 2009.
- [49] F. Scotti, F. Laghezza, P. Ghelfi, and A. Bogoni, "Multi-band software-defined coherent radar based on a single photonic transceiver," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 2, pp. 546–552, 2015.

- [50] Y. Tong, D. Han, R. Cheng, Z. Liu, W. Xie, J. Qin, and Y. Dong, "Photonics-based coherent wideband linear frequency modulation pulsed signal generation," *Optics letters*, vol. 43, no. 5, pp. 1023–1026, 2018.
- [51] P. Ghelfi, F. Laghezza, F. Scotti, G. Serafino, A. Capria, S. Pinna, D. Onori, C. Porzi, M. Scaffardi, A. Malacarne *et al.*, "A fully photonics-based coherent radar system," *Nature*, vol. 507, no. 7492, pp. 341–345, 2014.
- [52] F. Laghezza, F. Scotti, G. Serafino, S. Pinna, D. Onori, E. Lazzeri, P. Ghelfi, and A. Bogoni, "Photonics in coherent multiband radar systems," in *2015 14th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON)*. IEEE, 2015, pp. 1–3.
- [53] V. R. Pagán, B. M. Haas, and T. Murphy, "Linearized electrooptic microwave downconversion using phase modulation and optical filtering," *Optics express*, vol. 19, no. 2, pp. 883–895, 2011.
- [54] X. Ye, F. Zhang, Y. Yang, D. Zhu, and S. Pan, "Photonics-based high-resolution 3d inverse synthetic aperture radar imaging," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 79 503–79 509, 2019.
- [55] F. Zhang, Q. Guo, Z. Wang, P. Zhou, G. Zhang, J. Sun, and S. Pan, "Photonics-based broadband radar for high-resolution and real-time inverse synthetic aperture imaging," *Optics Express*, vol. 25, no. 14, pp. 16 274–16 281, 2017.
- [56] F. Zhang, B. Gao, and S. Pan, "Photonics-based mimo radar with high-resolution and fast detection capability," *Optics Express*, vol. 26, no. 13, pp. 17 529–17 540, 2018.
- [57] R. Li, W. Li, M. Ding, Z. Wen, Y. Li, L. Zhou, S. Yu, T. Xing, B. Gao, Y. Luan *et al.*, "Demonstration of a microwave photonic synthetic aperture radar based on photonic-assisted signal generation and stretch processing," *Optics express*, vol. 25, no. 13, pp. 14 334–14 340, 2017.
- [58] W. Li, R. Li, J. Dong, J. Yang, and X. Zhang, "Demonstration of a microwave photonic radar for high-resolution vehicle sar/isar imaging," in *2019 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*. IEEE, 2019, pp. 1–3.
- [59] H. Nie, F. Zhang, Y. Yang, and S. Pan, "Photonics-based integrated communication and radar system," in *2019 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*. IEEE, 2019, pp. 1–4.
- [60] J. Dong, F. Zhang, Z. Jiao, Q. Sun, and W. Li, "Microwave photonic radar with a fiber-distributed antenna array for three-dimensional imaging," *Optics Express*, vol. 28, no. 13, pp. 19 113–19 125, 2020.
- [61] R. Négrier, J. Andrieu, V. Couderc, B. Shalaby, A. Labruyère, M. Lalande, V. Bertrand, L. Pecastaing, and A. De Ferron, "Uwb antenna array with autonomous scanning capability using integrated opto-electronic feeding device," in *2014 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*. IEEE, 2014, pp. 1–4.
- [62] J. Hyvernaud, G. Reineix, R. Négrier, J. Andrieu, M. Lalande, and V. Couderc, "Generation of mesoband signals with optoelectronic technique and a combiner for intentional electromagnetic interference conducted tests," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2020.
- [63] R. Négrier, M. Lalande, J. Andrieu, B. M. Shalaby, V. Couderc, T. Fromenteze, C. Decroze, and D. Carsenat, "High-prf uwb optoelectronic radar system : A clean-type algorithm to overcome depth limitation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 3, pp. 1080–1088, 2016.
- [64] G. C. Valley, "Photonic analog-to-digital converters," *Optics express*, vol. 15, no. 5, pp. 1955–1982, 2007.
- [65] B. Jalali and Y. Xie, "Optical folding-flash analog-to-digital converter with analog encoding," *Optics letters*, vol. 20, no. 18, pp. 1901–1903, 1995.

- [66] W. Li, H. Zhang, Q. Wu, Z. Zhang, and M. Yao, "All-optical analog-to-digital conversion based on polarization-differential interference and phase modulation," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 8, pp. 625–627, 2007.
- [67] J. Stigwall and S. Galt, "Demonstration and analysis of a 40-gigasample/s interferometric analog-to-digital converter," *Journal of lightwave technology*, vol. 24, no. 3, p. 1247, 2006.
- [68] M. Currie, "Optical quantization of microwave signals via distributed phase modulation," *Journal of lightwave technology*, vol. 23, no. 2, p. 827, 2005.
- [69] H. Chi and J. Yao, "A photonic analog-to-digital conversion scheme using mach-zehnder modulators with identical half-wave voltages," *Optics express*, vol. 16, no. 2, pp. 567–572, 2008.
- [70] H. F. Taylor, "An electrooptic analog-to-digital converter," *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 10, pp. 1524–1525, 1975.
- [71] H. Taylor, "An optical analog-to-digital converter-design and analysis," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 15, no. 4, pp. 210–216, 1979.
- [72] J. Chou, J. Conway, G. Seffler, G. Valley, and B. Jalali, "150 gs/s real-time oscilloscope using a photonic front end," in *2008 International Topical Meeting on Microwave Photonics jointly held with the 2008 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference*. IEEE, 2008, pp. 35–38.
- [73] D. Dolfi, F. Michel-Gabriel, S. Bann, and J.-P. Huignard, "Two-dimensional optical architecture for time-delay beam forming in a phased-array antenna," *Optics letters*, vol. 16, no. 4, pp. 255–257, 1991.
- [74] R. D. Esman, M. Y. Frankel, J. Dexter, L. Goldberg, M. Parent, D. Stilwell, and D. Cooper, "Fiber-optic prism true time-delay antenna feed," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 5, no. 11, pp. 1347–1349, 1993.
- [75] W. Ng, A. A. Walston, G. L. Tangonan, J. J. Lee, I. L. Newberg, and N. Bernstein, "The first demonstration of an optically steered microwave phased array antenna using true-time-delay," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, no. 9, pp. 1124–1131, 1991.
- [76] G. A. Ball, W. Glenn, and W. Morey, "Programmable fiber optic delay line," *IEEE photonics technology letters*, vol. 6, no. 6, pp. 741–743, 1994.
- [77] Y. Wang, S. C. Tjin, J. Yao, J. P. Yao, L. He, and K. A. Ngoi, "Wavelength-switching fiber laser for optically controlled phased-array antenna," *Optics communications*, vol. 211, no. 1-6, pp. 147–151, 2002.
- [78] B.-M. Jung, J.-D. Shin, and B.-G. Kim, "Optical true time-delay for two-dimensional x -band phased array antennas," *IEEE photonics technology letters*, vol. 19, no. 12, pp. 877–879, 2007.
- [79] J. Yao, J. Yang, and Y. Liu, "Continuous true-time-delay beamforming employing a multiwavelength tunable fiber laser source," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, no. 5, pp. 687–689, 2002.
- [80] B. Vidal, D. Madrid, J. L. Corral, V. Polo, A. Martínez, J. H. Den Besten, F. Soares, J. Marti, and M. K. Smit, "Photonic true-time delay beamformer for broadband wireless access networks at 40 ghz band," in *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 02CH37278)*, vol. 3. IEEE, 2002, pp. 1949–1952.
- [81] J. Xie, L. Zhou, Z. Li, J. Wang, and J. Chen, "Seven-bit reconfigurable optical true time delay line based on silicon integration," *Optics express*, vol. 22, no. 19, pp. 22 707–22 715, 2014.
- [82] C.-J. Chung, X. Xu, G. Wang, Z. Pan, and R. T. Chen, "On-chip optical true time delay lines featuring one-dimensional fishbone photonic crystal waveguide," *Applied Physics Letters*, vol. 112, no. 7, p. 071104, 2018.

- [83] H. Parvery, "Contribution à l'étude d'antennes réseaux large bande à dépointage piloté par commande optique," Ph.D. dissertation, Université de Limoges - Faculté des Sciences et Techniques.
- [84] Z. G. Tegegne, C. Decroze, P. Di Bin, T. Fromenteze, and C. Aupetit-Berthelemot, "Single channel microwave photonics digital beamforming radar imaging system," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 3, pp. 675–681, 2018.
- [85] E. Tartaret-Josnière, P. Di Bin, L. Ménager, and S. Formont, "Microwave photonics summation device with up to 19 input signals in k and ku bands," *Journal of lightwave Technology*, vol. 34, no. 20, pp. 4715–4721, 2016.
- [86] W. J. Baukus, "X-ray imaging for on-the-body contraband detection presented to 16 th annual security technology symposium & exhibition," 2000.
- [87] S. S. Ahmed, A. Schiessl, and L.-P. Schmidt, "A novel fully electronic active real-time imager based on a planar multistatic sparse array," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 12, pp. 3567–3576, 2011.
- [88] D. M. Sheen, D. L. McMakin, H. D. Collins, T. E. Hall, and R. H. Severtsen, "Concealed explosive detection on personnel using a wideband holographic millimeter-wave imaging system," in *Signal Processing, Sensor Fusion, and Target Recognition V*, vol. 2755. International Society for Optics and Photonics, 1996, pp. 503–513.
- [89] T. Fromenteze, E. L. Kpré, D. Carsenat, C. Decroze, and T. Sakamoto, "Single-shot compressive multiple-inputs multiple-outputs radar imaging using a two-port passive device," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 1050–1060, 2016.
- [90] J. Hunt, T. Driscoll, A. Mrozack, G. Lipworth, M. Reynolds, D. Brady, and D. R. Smith, "Metamaterial apertures for computational imaging," *Science*, vol. 339, no. 6117, pp. 310–313, 2013.
- [91] J. Gollub, O. Yurduseven, K. P. Trofatter, D. Arnitz, M. F. Imani, T. Sleasman, M. Boyarsky, A. Rose, A. Pedross-Engel, H. Odabasi *et al.*, "Large metasurface aperture for millimeter wave computational imaging at the human-scale," *Scientific reports*, vol. 7, no. 1, pp. 1–9, 2017.
- [92] T. Fromenteze, O. Yurduseven, M. Boyarsky, J. Gollub, D. L. Marks, and D. R. Smith, "Computational polarimetric microwave imaging," *Optics express*, vol. 25, no. 22, pp. 27 488–27 505, 2017.
- [93] N. Mothe and P. Di Bin, "Multichannel microwave photonics signals summation device," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, no. 3, pp. 140–142, 2011.
- [94] "Les photodétecteurs - chapitre 3," <https://www.abcelectronique.com/divers/dossiers/photodetecteurs/chap3.phtml>, (Accessible le 12/03/2021).
- [95] G. Ulliac, "Réalisation en optique intégrée de la fonction sommation de signaux microondes," Thèse, Université des sciences et technologies de Lille, 2005.
- [96] S. Tsimoneas, "Conception, étude théorique et réalisation d'un convertisseur intensité-fréquence optoélectronique à amplificateur opérationnel et mosfets de puissance," Thèse, Université de Metz, 1994.
- [97] F. R. Connor, *Noise*. Arnold, 1973.
- [98] A. Yariv *et al.*, *Optical electronics in modern communications*. Oxford University Press, USA, 1997, vol. 1.
- [99] G. Milford, C. Harb, and E. Huntington, "Shot noise limited, microwave bandwidth photodetector design," *Review of scientific instruments*, vol. 77, no. 11, p. 114701, 2006.

- [100] M. Chtioui, A. Marceaux, A. Enard, F. Cariou, C. Dernazaretian, D. Carpentier, and M. Achouche, "Optical summation of rf signals," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 55, no. 2, pp. 318–326, 2007.
- [101] S. Blanc, M. Alouini, K. Garenaux, M. Queguiner, and T. Merlet, "Optical multibeamforming network based on wdm and dispersion fiber in receive mode," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 402–411, 2006.
- [102] H. P. Yuen and V. W. Chan, "Noise in homodyne and heterodyne detection," *Optics letters*, vol. 8, no. 3, pp. 177–179, 1983.
- [103] E. P. Martin, T. Shao, V. Vujcic, P. M. Anandarajah, C. Browning, R. Llorente, and L. P. Barry, "25-gb/s ofdm 60-ghz radio over fiber system based on a gain switched laser," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 8, pp. 1635–1643, 2015.
- [104] C. Thibon, F. Dross, A. Marceaux, and N. Vodjdani, "Discussion on rin improvement using a standard coupler," *IEEE photonics technology letters*, vol. 17, no. 6, pp. 1283–1285, 2005.
- [105] T. N. Huynh, L. Nguyen, and L. P. Barry, "Delayed self-heterodyne phase noise measurements with coherent phase modulation detection," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 4, pp. 249–251, 2011.
- [106] J. Senior and S. Cusworth, "Devices for wavelength multiplexing and demultiplexing," *IEE Proceedings J (Optoelectronics)*, vol. 136, no. 3, pp. 183–203, 1989.
- [107] S. Jia, J. Yu, J. Wang, W. Wang, Q. Wu, G. Huang, and E. Yang, "A novel optoelectronic oscillator based on wavelength multiplexing," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, no. 2, pp. 213–216, 2014.
- [108] M. Young, U. Koren, B. Miller, M. Newkirk, M. Chien, M. Zirngibl, C. Dragone, B. Tell, H. Presby, and G. Raybon, "A 16* 1 wavelength division multiplexer with integrated distributed bragg reflector lasers and electroabsorption modulators," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 5, no. 8, pp. 908–910, 1993.
- [109] N. Park, J. W. Dawson, and K. J. Vahala, "Multiple wavelength operation of an erbium-doped fiber laser," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 4, no. 6, pp. 540–541, 1992.
- [110] E. E. Jung, A. Jain, N. Voulis, D. F. Doud, L. T. Angenent, and D. Erickson, "Stacked optical waveguide photobioreactor for high density algal cultures," *Bioresource technology*, vol. 171, pp. 495–499, 2014.
- [111] U. Streppel, P. Dannberg, C. Waechter, A. Braeuer, P. Nicole, L. Froehlich, R. Houbertz, and M. Popall, "Development of a new fabrication method for stacked optical waveguides using inorganic-organic copolymers," in *First International IEEE Conference on Polymers and Adhesives in Microelectronics and Photonics. Incorporating POLY, PEP & Adhesives in Electronics. Proceedings (Cat. No. 01TH8592)*. IEEE, 2001, pp. 329–335.
- [112] N. Mothe, "Composants optiques à fibres multiples : applications à la sommation opto-microonde et aux fibres microstructurées mono et multicoeurs," Thèse, Université de Limoges - Faculté des Sciences et Techniques, 2009.
- [113] S. G. Leon-Saval, A. Argyros, and J. Bland-Hawthorn, "Photonic lanterns : a study of light propagation in multimode to single-mode converters," *Optics Express*, vol. 18, no. 8, pp. 8430–8439, 2010.
- [114] D. Noordegraaf, P. M. Skovgaard, M. D. Nielsen, and J. Bland-Hawthorn, "Efficient multi-mode to single-mode coupling in a photonic lantern," *Optics express*, vol. 17, no. 3, pp. 1988–1994, 2009.

- [115] J. Love, W. Henry, W. Stewart, R. Black, S. Lacroix, and F. Gonthier, "Tapered single-mode fibres and devices. part 1 : Adiabaticity criteria," *IEE Proceedings J (Optoelectronics)*, vol. 138, no. 5, pp. 343–354, 1991.
- [116] R. Black and R. Bourbonnais, "Core-mode cutoff for finite-cladding lightguides," *IEE Proceedings J (Optoelectronics)*, vol. 133, no. 6, pp. 377–384, 1986.
- [117] L. Provino, L. Brilland, A. Monteville, D. Landais, O. Le Goffic, D. Tregogat, and D. Mechin, "Les fibres optiques microstructurées," *Photoniques*, no. 65, pp. 47–50, 2013.
- [118] X. Zhuge and A. G. Yarovoy, "Three-dimensional near-field mimo array imaging using range migration techniques," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 21, no. 6, pp. 3026–3033, 2012.
- [119] A. Martinez and J. L. Marchand, "Sar image quality assessment," *Revista de Teledeteccion*, vol. 2, pp. 12–18, 1993.
- [120] J. Sanchez, "Software tools for quality measurement in sar images," *ESA-ESTEC-X-853*, 1991.
- [121] P. Gibson, "The vivaldi aerial," in *1979 9th European Microwave Conference*. IEEE, 1979, pp. 101–105.
- [122] G. Pandey, H. Singh, P. Bharti, A. Pandey, and M. Meshram, "High gain vivaldi antenna for radar and microwave imaging applications," *International Journal of Signal Processing Systems*, vol. 3, no. 1, pp. 35–39, 2015.
- [123] Y. Alvarez, Y. Rodriguez-Vaqueiro, B. Gonzalez-Valdes, S. Mantzavinos, C. M. Rappaport, F. Las-Heras, and J. Á. Martínez-Lorenzo, "Fourier-based imaging for multistatic radar systems," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 62, no. 8, pp. 1798–1810, 2014.
- [124] T. Fromenteze, O. Yurduseven, F. Berland, C. Decroze, D. R. Smith, and A. G. Yarovoy, "A transverse spectrum deconvolution technique for mimo short-range fourier imaging," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 57, no. 9, pp. 6311–6324, 2019.
- [125] E. F. Knott, J. F. Schaeffer, and M. T. Tully, *Radar cross section*. SciTech Publishing, 2004.
- [126] W. Carrara, R. Goodman, and R. Majewski, *Spotlight Synthetic Aperture Radar : Signal Processing Algorithms*. Boston : Artech House, 1995.
- [127] A. Anghel, G. Vasile, R. Cacoveanu, C. Ioana, and S. Ciochina, "Short-range wideband fmcw radar for millimetric displacement measurements," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 52, no. 9, pp. 5633–5642, 2014.
- [128] L. C. Graham, "Synthetic interferometer radar for topographic mapping," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 6, pp. 763–768, 1974.
- [129] H. A. Zebker and R. M. Goldstein, "Topographic mapping from interferometric synthetic aperture radar observations," *Journal of Geophysical Research : Solid Earth*, vol. 91, no. B5, pp. 4993–4999, 1986.
- [130] D. M. Sheen, D. L. McMakin, and T. E. Hall, "Three-dimensional millimeter-wave imaging for concealed weapon detection," *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 49, no. 9, pp. 1581–1592, 2001.
- [131] D. Sheen, D. McMakin, and T. Hall, "Near-field three-dimensional radar imaging techniques and applications," *Applied Optics*, vol. 49, no. 19, pp. E83–E93, 2010.
- [132] J. Gao, B. Deng, Y. Qin, H. Wang, and X. Li, "An efficient algorithm for mimo cylindrical millimeter-wave holographic 3-d imaging," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 11, pp. 5065–5074, 2018.

- [133] B. Liang, X. Shang, X. Zhuge, and J. Miao, "Accurate near-field millimeter-wave imaging of concave objects—a case study of dihedral structures under monostatic array configurations," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 58, no. 5, pp. 3469–3483, 2020.
- [134] K. Tan, "A fast omega-k algorithm for near-field 3-d imaging of mimo synthetic aperture radar data," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2020.
- [135] H. Gao, C. Li, S. Wu, H. Geng, S. Zheng, X. Qu, and G. Fang, "Study of the extended phase shift migration for three-dimensional mimo-sar imaging in terahertz band," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 24 773–24 783, 2020.
- [136] M. E. Yanik, D. Wang, and M. Torlak, "Development and demonstration of mimo-sar mmwave imaging testbeds," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 126 019–126 038, 2020.
- [137] R. Zhu, J. Zhou, B. Cheng, Q. Fu, and G. Jiang, "Sequential frequency-domain imaging algorithm for near-field mimo-sar with arbitrary scanning paths," *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 12, no. 8, pp. 2967–2975, 2019.
- [138] Z. Li, J. Wang, J. Wu, and Q. H. Liu, "A fast radial scanned near-field 3-d sar imaging system and the reconstruction method," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 53, no. 3, pp. 1355–1363, 2014.
- [139] Y. Jiang, B. Deng, Y. Qin, H. Wang, and K. Liu, "A fast terahertz imaging method using sparse rotating array," *Sensors*, vol. 17, no. 10, p. 2209, 2017.
- [140] M. Soumekh, "Reconnaissance with slant plane circular sar imaging," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 5, no. 8, pp. 1252–1265, 1996.

Contribution au développement de radars MIMO opto-microondes courte portée

Résumé : Les travaux présentés dans ce manuscrit portent sur le développement de systèmes d'imagerie MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) utilisant une approche de multiplexage temporel en réception. Cette approche, effectuée dans le domaine optique, permet d'acquérir sur une seule voie de numérisation tous les signaux reçus simultanément par les antennes de réception. Pour réaliser cela, un réseau de fibres optiques est connecté aux antennes de réception afin d'imposer un retard de propagation graduel aux différents signaux reçus. Une fois retardé les uns par rapport aux autres, ces signaux sont ensuite sommés par le biais d'un sommateur opto-RF original développé au laboratoire XLIM. Un premier démonstrateur opérant en bande C est réalisé afin de valider cette approche. Puis, ce concept de multiplexage opto-RF est étendue en bande K dans le contexte du projet OBIWAM soutenu par l'Agence National de la Recherche et par l'Agence de l'Innovation de Défense.

Mots clés : Imagerie microonde à courte portée, Radar MIMO, solutions opto-électroniques

Contribution to the development of short range opto-microwave MIMO radars

Abstract : The work presented in this manuscript concerns the development of MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) imaging systems using a time-division multiplexing approach in reception. This approach, performed in the optical domain, makes it possible to acquire on a single digitization channel all the signals received simultaneously by the receiving antennas. To achieve this, an optical fiber array is connected to the receiving antennas in order to impose a gradual propagation delay to the different signals received. Once delayed, these signals are then summed by means of an original opto-RF summing device developed in the XLIM laboratory. A first demonstrator operating in C band is realized in order to validate this approach. Then, this opto-RF multiplexing concept is extended to K-band in the context of the OBIWAM project supported by the Agence National de la Recherche and by the Agence de l'Innovation de Défense.

Keywords : Short Range Microwave imaging, MIMO radar, opto-electronic solutions.