



HAL
open science

Développement de radars millimétriques innovants

Salah Skitioui

► **To cite this version:**

Salah Skitioui. Développement de radars millimétriques innovants. Electronique. Université de Limoges, 2024. Français. NNT : 2024LIMO0017 . tel-04639092

HAL Id: tel-04639092

<https://theses.hal.science/tel-04639092v1>

Submitted on 8 Jul 2024

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

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

Université de Limoges

ED 653 – Sciences et Ingénierie (SI)
Institut de Recherche XLIM

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

Présentée et soutenue par

Salah Skitioui

Le 3 avril 2024

DÉVELOPPEMENT DE RADARS MILLIMÉTRIQUES INNOVANTS

Thèse encadrée par Thomas Fromentèze, Ettien Kpré, Christophe Gaquière et Cyril Decroze

JURY :

Président du jury

M. Alain Reineix, Directeur de recherche CNRS – XLIM

Rapporteurs

Mme. Elodie Richalot, Professeur – ESYCOM – Université Gustave Eiffel

M. Jean-Yves Dauvignac, Professeur – LEAT – Université Côte d'Azur

Examineurs

M. Philippe Pouliguen, Responsable Ondes Acoustiques & Radioélectriques – DGA – Bruz

M. Christophe Gaquière, Professeur – IEMN – Université de Lille

M. Cyril Decroze, Professeur – XLIM – Université de Limoges

M. Thomas Fromentèze, Maître de Conférences – XLIM – Université de Limoges

M. Ettien Kpré, Ingénieur de recherche – Thales Defense and Security – Élancourt



À ma famille,

For a successful technology, reality must take precedence over public relations, for nature cannot be fooled.

Richard Feynman

Remerciements

Je voudrais débiter en exprimant ma gratitude envers mon directeur de thèse, Cyril Decroze, qui m'a accompagné tout au long de mon parcours à l'université de Limoges, y compris lors de plusieurs stages, et enfin, tout au long de cette thèse. Je souhaite également le remercier pour m'avoir offert l'opportunité de poursuivre en thèse, pour son encadrement exceptionnel, sa disponibilité constante, et ses conseils pertinents. Je tiens à remercier Thomas Fromentèze co-encadrant de cette thèse pour le partage de ses connaissances particulièrement pointues dans mon domaine d'étude, ainsi que pour son accompagnement constant, surtout au début de cette thèse qui a coïncidé avec la pandémie de COVID. J'exprime ma gratitude pour les centaines d'heures de discussions qu'il m'a consacrées durant ces trois ans sans lesquelles cette thèse aurait été difficile à finaliser.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude envers Christophe Gaquière pour son accompagnement tout au long de mes travaux et son accueil au sein de l'entreprise MC2-Technologies, qui a financé cette thèse. Mon expérience au sein de l'équipe de traitement du signal a été extrêmement enrichissante. J'adresse également mes remerciements à Ettien Kpré pour son encadrement et sa disponibilité, qui ont joué un rôle crucial dans le développement des algorithmes présentés. Un grand merci également à Romain Lenglet, responsable de la caractérisation, et à Aurélien Bailly, responsable de la mise au point des modules utilisés dans ces travaux, pour leur expertise qui a contribué au succès des expérimentations reposant sur le matériel MC2 présentées dans ce manuscrit.

Je remercie Eric Arnaud et Yann Marie-Joseph de Platinom XLIM pour m'avoir donné accès et formé à l'utilisation du matériel fourni par la plateforme, ainsi que pour leur assistance précieuse concernant les mesures délicates.

Je souhaite exprimer ma reconnaissance envers Patricia Leroy et Manon Kakuta-Pommard pour leur efficacité dans le suivi des aspects administratifs liés à ces travaux de recherche.

Je tiens à remercier les membres du jury, particulièrement Madame Elodie Richalot et Monsieur Jean-Yves Dauvignac, pour avoir accepté de rapporter ces travaux.

Je tiens à remercier les collègues et amis de MC2 avec qui j'ai passé des moments agréables et qui ont partagé leurs connaissances sans réserve.

Ma profonde gratitude va à ma famille pour leur soutien constant tout au long de la réalisation de cette thèse, ainsi que pour leur investissement émotionnel et financier

dans mon parcours universitaire antérieur à celle-ci.

Enfin, je tiens à exprimer ma reconnaissance envers mon épouse pour son soutien inébranlable au cours de ces années de thèse et pour ses encouragements constants jusqu'à la fin. Je la remercie d'avoir créé des conditions optimales qui m'ont permis de mener à bien ces travaux.

Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

« Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France »

disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>



Table des Matières

1	Introduction à l'imagerie électromagnétique en champ proche	16
1.1	Introduction	18
1.2	Histoire de la détection radar	20
1.2.1	La découverte des ondes électromagnétiques	20
1.2.2	Brève histoire du radar	21
1.3	Introduction aux technologies radar	22
1.3.1	Formes d'onde radar	24
1.3.2	Détection homodyne FMCW	25
1.3.3	La synthèse d'ouverture	26
1.3.4	Formation de faisceau	28
1.3.5	Les réseaux MIMO	30
1.3.6	Conclusion	31
1.4	État de l'art des systèmes d'imagerie corporelle	32
1.4.1	Imageur corporel proposé par le laboratoire PNNL	32
1.4.2	Imagerie corporelle MIMO	35
1.5	État de l'art des systèmes d'imagerie reposant sur le multiplexage analogique	42
1.5.1	Introduction au multiplexage analogique	42
1.5.2	Balayage fréquentiel	43
1.5.3	Imagerie computationnelle à diversité fréquentielle	48
1.6	Conclusion du chapitre	61
2	Comparaison entre une antenne à balayage fréquentiel et une cavité réverbérante à fuites	63
2.1	Introduction	65
2.2	Formalisme d'imagerie computationnelle	67
2.3	Méthode de caractérisation des dispositifs de multiplexage analogique .	71
2.4	Comparaison entre une antenne à balayage fréquentiel et une cavité réverbérante à fuites	75
2.4.1	Antenne à balayage fréquentiel	75

2.4.2	Cavité réverbérante à fuites	80
2.4.3	Simulation comparative	82
2.5	Prototypage de la cavité réverbérante à fuites	86
2.5.1	Dimensionnement	86
2.5.2	Fabrication et caractérisation de la cavité réverbérante à fuites	91
2.5.3	Conclusion de la section	94
2.6	Imagerie expérimentale en utilisant la cavité réverbérante à fuites	95
2.6.1	Présentation du banc expérimental	95
2.6.2	Caractérisation en champ proche	96
2.6.3	Expérimentation d'imagerie en champ proche	98
2.6.4	Conclusion de la section	100
2.7	Conclusion du chapitre	100
3	Imagerie FMCW avec une cavité réverbérante à fuites	102
3.1	Introduction	104
3.2	Formalisme d'imagerie et architecture FMCW	105
3.2.1	Formalisme d'imagerie	105
3.2.2	Présentation du banc de mesure FMCW utilisant une CRF	113
3.2.3	Étude du bilan de liaison RADAR	116
3.2.4	Conclusion de la section	116
3.3	Modélisation et simulation expérimentale du banc de mesures FMCW	117
3.3.1	Caractérisation FMCW de la CRF	118
3.3.2	Simulation du système d'imagerie FMCW avec la CRF	119
3.3.3	Conclusion de la section	121
3.4	Imagerie FMCW expérimentale	121
3.4.1	Comparaison entre les images réalisées par l'ARV et les modules FMCW	121
3.4.2	Étude du bruit affectant les images	122
3.4.3	Conclusion de la section	124
3.5	Conclusion du chapitre	126
4	Conclusion générale et perspectives	128
A	Annexes	135
A.1	La validation des algorithmes DDA	136
A.2	Développement de l'expression du signal de battement (Eq. 3.24)	136

B Bibliographie **139**
Références 140
Liste des travaux 149

Introduction générale

Contexte de la thèse

Ces travaux s'inscrivent dans le cadre d'une thèse CIFRE en partenariat avec MC2-Technologies dont l'objectif est de développer des technologies visant à simplifier et réduire les coûts d'un système d'imagerie corporelle à des fins de sécurité, tout en améliorant le taux de rafraîchissement des images reconstruites. Ces travaux sont initiés en réponse à la nécessité de développer un système d'imagerie en temps réel abordable visant à détecter les armes ou les produits illicites dissimulés dans les vêtements d'une personne en mouvement, avec l'aspect temps réel défini dans ces travaux par un taux de rafraîchissement dépassant une image par seconde. Des approches visant à répondre à cette problématique ont émergé dans la littérature depuis les années 1990. Celles-ci reposent généralement sur la synthèse d'ouverture à travers le déplacement de réseaux d'antennes physiques, mais cette approche s'avère peu adaptée aux contraintes temps réel en raison du déplacement mécanique entraînant un temps d'acquisition élevé. Des solutions basées sur une approche complètement électronique reposant sur l'utilisation de réseaux MIMO multistatique ont été envisagées, mais elles sont jugées complexes en raison du nombre élevé de chaînes actives requises, entraînant des coûts de conception et de fabrication importants. De plus, cette contrainte limite la vitesse des systèmes implémentant ces technologies, car des commutateurs sont utilisés pour distribuer les signaux issus du réseau sur les convertisseurs analogique-numérique, qui sont en nombre limité par rapport aux chaînes actives de réception, entraînant ainsi un retard dans l'acquisition des images.

Dans le contexte de cette thèse, des techniques de multiplexage analogique exploitant la diversité fréquentielle ont été explorées et implémentées dans le but de faire progresser la technologie en vue de son intégration potentielle dans des systèmes d'imagerie commerciaux. En effet, l'utilisation de tels dispositifs permet de multiplexer passivement les signaux émis ou reçus, permettant ainsi d'adresser un réseau d'antennes à travers un nombre réduit de chaînes actives. Bien que des études aient déjà été menées dans ce sens, l'innovation de ces travaux réside dans l'association de cette méthode à une architecture FMCW permettant la reconstruction d'image à travers l'acquisition de signaux très basses fréquences par rapport aux signaux émis, réduisant ainsi les

contraintes en termes de fréquences d'échantillonnage sur les systèmes d'acquisition pouvant être utilisée avec ces dispositifs de multiplexage analogique.

Ces travaux présentent pour la première fois une preuve de concept d'un système d'imagerie en temps réel intégrant un dispositif de multiplexage analogique reposant sur l'usage de chaînes d'émission-réception pouvant être produites en série, développées par l'entreprise MC2-Technologies. Pour atteindre cet objectif, un prototype de cavité réverbérante à fuites a été dimensionné, testé dans un contexte d'imagerie en laboratoire, puis intégré dans un banc de mesure industriel. L'ensemble de ces études fera l'objet de ce manuscrit.

Déroulement du manuscrit

Ces travaux sont structurés en trois chapitres, le premier est dédié à l'étude bibliographique. Il débute par un bref aperçu de l'histoire du radar, suivi d'une section présentant les technologies radar nécessaires pour l'abord de la section suivante, qui introduit les travaux pionniers dans le domaine de l'imagerie corporelle. Des travaux réalisés en laboratoire sont examinés, ainsi que certains transferts réussis vers l'industrie ayant abouti à la conception de produits opérationnels. Cette partie nous permet d'identifier les technologies qui ont facilité cette transition, tout en mettant en évidence les inconvénients de ces architectures, notamment leur complexité élevée et leur incapacité à atteindre des taux de rafraîchissement considérés comme temps réel. Suite à cette étude, nous abordons une seconde étude bibliographique introduisant le multiplexage analogique comme solution potentielle pour surmonter ces limitations. À travers cette dernière, il a été conclu que l'utilisation d'une cavité réverbérante à fuites et d'une antenne à balayage fréquentiel pourrait constituer une alternative viable aux méthodes conventionnelles. Cette approche permettrait de réduire le nombre de chaînes actives tout en accélérant l'acquisition. Plusieurs études sont présentées, permettant de déterminer les avantages et inconvénients de ces approches, ainsi que l'identification de contextes expérimentaux conduisant à l'intégration réussie d'un dispositif de multiplexage analogique dans un banc de mesure expérimental.

Les deux méthodes de multiplexage analogique choisies pour poursuivre les études sont l'antenne à balayage fréquentiel et la cavité réverbérante à fuites. Le deuxième chapitre présente une étude entreprise pour dimensionner une antenne à balayage fréquentiel et d'une cavité réverbérante à fuites, en vue de leurs potentielles intégrations dans un système d'imagerie respectant le cahier des charges suivant :

- Bande fréquentielle : 92-96 GHz
- Nombre de dimensions imagées : 2

- Résolution azimutale : 3.28° ou 2.8 cm à une distance de 50 cm
- Résolution en profondeur : 3.75 cm
- Plan imagé : Horizontale de $0.6 \times 0.8\text{ cm}^2$
- Un gabarit de l'antenne d'émission ne dépassant pas $10 \times 10 \times 10\text{ cm}^3$

Ces dimensions ont été choisies en accord avec le contexte de l'imagerie corporelle autour duquel ces travaux sont centrés. Une étude comparative entre les images reconstruites sera ensuite conduite dans le but de sélectionner le dispositif le plus approprié pour la suite de ces travaux. Ce chapitre commence par la présentation d'un formalisme d'imagerie computationnelle commun aux deux méthodes, permettant la reconstruction d'images avec un multiplexeur analogique. Cette étape assurera la comparabilité des résultats obtenus grâce au développement d'un simulateur mis au point en s'appuyant sur ce formalisme commun. Les simulations seront effectuées en utilisant les modèles théoriques de l'antenne à balayage fréquentiel et de la cavité réverbérante à fuites. Ces simulations permettront de comparer les résolutions atteignables par chacun des dispositifs. Les résultats de cette étude ont conduit à écarter la possibilité d'utiliser l'antenne à balayage fréquentiel en raison de sa résolution en profondeur relativement faible par rapport à celle dont est capable la cavité réverbérante à fuites.

Les phases suivantes couvrent le dimensionnement, la conception, et la fabrication du dispositif choisi après la comparaison en simulation, suivies d'une caractérisation du prototype pour garantir sa conformité. Enfin, la dernière partie du deuxième chapitre se concentre sur l'intégration du prototype dans un démonstrateur d'imagerie bidimensionnelle pour valider les résultats obtenus avec le simulateur numérique et confirmer la viabilité du prototype ainsi que ses capacités de multiplexage analogique. Cette phase est cruciale pour le développement du démonstrateur d'imagerie en temps réel présenté dans la suite du manuscrit.

Le troisième chapitre traitera de la mise en place d'un banc d'imagerie en champ proche capable de reconstruire des images bidimensionnelles en temps réel intégrant le prototype de cavité réverbérante à fuites développé précédemment. La nouveauté apportée par cette approche est l'usage de ce dispositif avec des chaînes d'émission-réception FMCW en bande W, mise au point par l'entreprise MC2-Technologies. L'intérêt de cette combinaison réside dans la reconstruction d'images en bande W à partir du signal de battement des chaînes FMCW ayant une fréquence de l'ordre du MHz. Cette nouvelle approche sera validée par une étude comparant les résultats obtenus avec ces chaînes dans un cadre expérimental aux résultats présentés dans le chapitre précédent, qui ont été obtenus en utilisant des instruments de laboratoire.

Quant au déroulement de ce dernier chapitre, il débutera par une section théorique introduisant les formalismes développés pour la reconstruction d'images avec un système combinant une cavité réverbérante à fuites aux chaînes d'émission-réception

FMCW de MC2-Technologies. Une simulation sera ensuite mise en place pour évaluer les résultats d'imagerie attendus d'un tel système permettant une première validation des formalismes d'imagerie introduits.

La dernière section du chapitre portera sur la mise en place d'un banc d'imagerie permettant la reconstruction d'images bidimensionnelles en temps réel. Une analyse comparative sera menée entre les images reconstruites avec ce banc, utilisant le prototype de multiplexage analogique élaboré dans le chapitre antérieur combiné aux chaînes FMCW et celles obtenues à l'aide du dispositif développé dans cette section. Cette phase permettra d'établir une comparaison entre les images reconstruites dans ces deux contextes expérimentaux distincts.

1

Introduction à l'imagerie électromagnétique en champ proche

Sommaire

1.1	Introduction	18
1.2	Histoire de la détection radar	20
1.2.1	La découverte des ondes électromagnétiques	20
1.2.2	Brève histoire du radar	21
1.3	Introduction aux technologies radar	22
1.3.1	Formes d'onde radar	24
1.3.2	Détection homodyne FMCW	25
1.3.3	La synthèse d'ouverture	26
1.3.4	Formation de faisceau	28
1.3.5	Les réseaux MIMO	30
1.3.6	Conclusion	31
1.4	État de l'art des systèmes d'imagerie corporelle	32
1.4.1	Imageur corporel proposé par le laboratoire PNNL	32
1.4.2	Imagerie corporelle MIMO	35

Chapitre 1 – Introduction à l'imagerie électromagnétique en champ proche

1.5	État de l'art des systèmes d'imagerie reposant sur le multiplexage analogique	42
1.5.1	Introduction au multiplexage analogique	42
1.5.2	Balayage fréquentiel	43
1.5.3	Imagerie computationnelle à diversité fréquentielle	48
1.6	Conclusion du chapitre	61

1.1 Introduction

Le début du XXI siècle a été marqué par les technologies basées sur les avancées dans le domaine de l'électronique et de la fabrication de puces. Les processus physico-chimiques disruptifs introduits ont permis une augmentation exponentielle du nombre de transistors pouvant être intégrés dans une puce comme prédit par Gordon Moore [1]. Ces techniques de fabrication ont profité des découvertes réalisées dans le domaine des matériaux ainsi que l'intégration des transistors à effet de champs (TEC) dont la découverte remonte à 1925 [2], [3]. Les premiers prototypes fonctionnels d'un TEC à jonction ont vu le jour à partir des années 1945 [4]. Il a fallu attendre la fin des années 1950 pour appliquer l'usage de techniques de passivation à la fabrication des TECs pour envisager l'industrialisation du processus de fabrication de ces dispositifs [5]. En se basant sur ces avancées, l'entreprise Intel a mis en œuvre le c4004 (Fig. 1.1a), le premier microprocesseur destiné à la consommation en 1971 qui introduit l'ère du numérique [6]. La puce de celui-ci compte 2300 TEC sur une surface de 12 mm², elle a permis d'effectuer 92600 opérations par secondes. Ce microprocesseur a été fabriqué pour un usage civil dans le but d'être principalement utilisé dans des calculatrices comme la Busicom 141-PF (Fig. 1.1b). Cependant, grâce aux performances et à la flexibilité qu'offre ce dispositif, il a été intégré en 1971 dans le "Central Air Data Computer" de l'avion de chasse F-14 Tomcat (Fig. 1.1c) qui a été le premier avion à implémenter un système avionique numérique [7]. Cet ordinateur avait comme rôle de calculer l'altitude, la vitesse et les angles d'attaques requis pour le décollage et l'atterrissage de l'avion. Le système informatique intégrant l'Intel 4004 a représenté un gain de performance fulgurant par rapport aux calculateurs électromécaniques embarqués à bord du prédécesseur de cet avion, le F-4 Phantom.

La transition vers la technologie numérique dans le domaine militaire ainsi que civil a marqué une rupture par rapport à l'usage courant des circuits électroniques analogiques à cette époque qui étaient encombrants et limités en flexibilité et en capacité de stockage. Cette révolution a ouvert la voie au développement de systèmes informatiques dont les capacités suivent la croissance du nombre de transistors les constituant [11]. Plusieurs domaines ont bénéficié de ces avancées, dont la détection radar militaire, qui a vu l'apparition en 1982 de l' "AN/TPQ-36 Firefinder radar". Ce dernier est l'un



Figure 1.1: Le premier microprocesseur et des exemples de son utilisation : (a) Intel c4004 [8]. (b) Busicom 141-PF [9]. (c) L'avion de chasse F-14 Tomcat [10].

des premiers systèmes mobiles de détection d'artillerie courte portée équipée d'un microprocesseur. L'usage de ce dispositif a rendu la détection en temps réel des tirs de mortier et de missiles possible, ainsi que de retracer la provenance de ces derniers. Le succès de l'AN/TPQ-36 sur le terrain a consolidé l'usage des systèmes informatiques dans le domaine du radar militaire. Étant donné l'impact de ces technologies sur leurs performances, celles-ci ont été transférées vers le domaine de l'aviation civile ou l'ASR-9, un radar d'aviation civile déployé en 1986 basé sur un système de traitement numérique a fait son apparition dans les aéroports [12], [13]. Ce dernier a contribué à améliorer la sécurité de l'aviation civile en offrant une portée et une résolution supérieures par rapport à son prédécesseur, l'ASR-7, qui utilisait des modules de traitement analogique [14].

Le paragraphe précédent montre l'impact du progrès technologique dans le domaine de l'informatique sur différents domaines, dont le radar. Ainsi, de nos jours, la majorité des systèmes de détection à ondes électromagnétiques repose sur le traitement de signal numérique effectué par des microprocesseurs. Facilitant la démocratisation des systèmes de détection radar au début du XXI siècle, d'autres facteurs ont contribué fortement à cela. On peut notamment citer la baisse des coûts des composants électroniques et l'évolution des algorithmes de traitement, permettant ainsi l'usage du radar dans le cadre d'applications à budget limité. Les techniques développées dans le cadre de ces travaux visent à répondre à cette problématique en envisageant la réduction de la complexité et du coût des systèmes d'imagerie. Avant de s'attarder sur le positionnement de ces travaux dans la littérature du domaine étudié, une brève présentation de l'historique de développement des systèmes radars sera abordée.

1.2 Histoire de la détection radar

Les systèmes de détection radar reposent sur le traitement de l'altération des ondes électromagnétiques par le milieu de propagation. La conception d'un tel système requiert une connaissance poussée du comportement de ces ondes. Dans la suite, les travaux de recherche pionniers qui ont permis d'établir le modèle de propagation des ondes électromagnétiques seront abordés.

1.2.1 La découverte des ondes électromagnétiques

La première unification des formules décrivant la génération et la propagation d'ondes électromagnétiques a été établie par James Clerk Maxwell, réécrite par Oliver Heaviside sous la forme de quatre équations, liant champ électrique $\vec{E}(\vec{r}, t)$ et magnétique $\vec{B}(\vec{r}, t)$ aux densités volumiques de courant $\vec{J}(\vec{r}, t)$ et charges $\rho(\vec{r}, t)$, à travers l'usage de l'opérateur différentiel gradient $\vec{\nabla}$, avec les constantes ϵ_0 et μ_0 dénotant la permittivité et la perméabilité du milieu [15], [16] :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E}(\vec{r}, t) = \frac{\rho(\vec{r}, t)}{\epsilon_0} \quad \text{Loi de Gauss} \quad (1.1)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B}(\vec{r}, t) = 0 \quad \text{Loi de Gauss} \quad (1.2)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}(\vec{r}, t) = -\frac{\partial \vec{B}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad \text{Loi de Faraday} \quad (1.3)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{B}(\vec{r}, t) = \mu_0 \left(\epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t} + \vec{J}(\vec{r}, t) \right) \quad \text{Loi d'Ampère} \quad (1.4)$$

Cette formulation a permis d'établir l'équation de propagation du champ électrique en l'absence de charges et de courant en introduisant l'opérateur rotationnel sur l'Eq. (1.3) :

$$\Delta \vec{E}(\vec{r}, t) - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (1.5)$$

En considérant une source discrète ponctuelle et un modèle scalaire en régime harmonique, cette équation admet la solution de Green $\psi(\vec{r}, t)$ qui permet la description de la propagation d'un point \vec{r}' à \vec{r} d'une des composantes du champ électrique (E_x , E_y et E_z) dans l'espace [17] :

$$\psi(\vec{r}, t) = \frac{\exp(-j(k|\vec{r} - \vec{r}'| - \omega t))}{4\pi|\vec{r} - \vec{r}'|} \quad (1.6)$$

Heinrich Hertz a réalisé les premières expérimentations visant à mettre en évidence la propagation des ondes électromagnétiques. Il a utilisé un éclateur pour générer des ondes radio et son récepteur était constitué d'une bobine connectée à un deuxième éclateur. L'expérience impliquait la génération d'un arc électrique avec l'émetteur, ce qui provoquait également un arc sur l'éclateur de réception. Cette démonstration a confirmé la propagation d'ondes énergétiques dans l'air entre les deux dispositifs [18]. Cette avancée a été la base du développement de la radiotélégraphie, qui a permis la première communication sans fil transatlantique en 1901 [19]. Ces technologies ont été introduites dans le domaine de la navigation maritime, où elles étaient utilisées pour la communication entre les navires. Cependant, il a été remarqué que la présence d'un navire entre l'émetteur et le récepteur pouvait perturber la communication, ce qui a conduit au développement du premier détecteur d'ondes électromagnétiques visant à prévenir les collisions entre les navires. La prochaine partie examinera brièvement l'évolution des systèmes radars, en commençant par le tout premier système qui s'appuyait sur l'utilisation d'ondes électromagnétiques.

1.2.2 Brève histoire du radar

Au début du XX siècle, les collisions entre les bateaux étaient fréquentes, en particulier par temps brumeux en raison de l'absence d'un dispositif de détection de proximité visant à prévenir de tels incidents. En 1903, Christian Hülsmeier a conçu un dispositif basé sur des ondes hertziennes pour détecter la proximité des navires (Fig.1.2a) [20]. Ce dispositif utilisait une chaîne d'émission avec un éclateur comme générateur d'ondes, émises par une antenne directive. Le récepteur comportait une antenne dipolaire reliée à un détecteur ("coherer") permettant d'activer une cloche.

Le détecteur conçu a été jugé trop compliqué et obsolète pour un usage opérationnel, car les bateaux pouvaient être localisés par leurs bruits, rendant inutile un tel dispositif. Les travaux de recherche visant à développer un système radar opérationnel n'ont débuté qu'au début des années 1930.

L'invention du radar est attribuée à Arnold Frederic Wilkins en 1935, qui a réalisé une preuve de concept en détectant un avion à l'aide d'une antenne de la BBC et d'un oscilloscope [21], conduisant en 1937 à la création de la première chaîne de détection radar nommée "chain home," opérant dans la bande fréquentielle 20-50 MHz avec une puissance allant jusqu'à 1 MW (Fig. 1.2b) [22], [23].

La pertinence stratégique du radar a été cruciale pour son évolution. L'amélioration du magnétron a réduit la taille des systèmes radars, facilitant leur intégration sur des avions, conduisant à la création du premier radar aéroporté de l'histoire, le H2S, en 1943 (Fig. 1.2c) [24], [25].

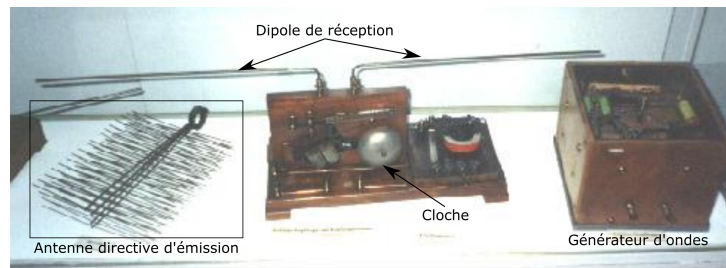
Les avancées technologiques dans les performances et la précision des plates-formes radar ont ouvert la voie à la mise en œuvre de la synthèse d'ouverture, un concept initialement prouvé par Carl A. Wiley en 1951 [26], [27]. Cette démonstration a montré la possibilité de synthétiser une ouverture en utilisant des antennes moins directives à faible encombrement. Parallèlement, de manière indépendante, Chalmers W. Sherwin a développé un algorithme permettant la reconstruction d'images bidimensionnelles en s'appuyant sur la synthèse d'ouverture [28]. L'application des techniques de traitement du signal formulées par Sherwin a permis l'obtention d'images haute résolution d'un terrain en utilisant un système aéroporté basé sur la synthèse d'ouverture [28].

En réponse à la nécessité croissante de suivre des véhicules spatiaux, notamment des satellites [29], des avancées technologiques significatives ont été réalisées. Par exemple, la technologie de formation de faisceau, qui a vu le jour dans les années 1930 dans le domaine du radar militaire à longue portée grâce à l'utilisation d'interrupteurs et de déphaseurs mécaniques [30], a profité des développements ultérieurs de déphaseurs et d'amplificateurs basés sur des tubes électroniques, permettant la création du radar FPS-85 dans les années 1960, équipé de 5184 émetteurs et 4660 récepteurs (Fig. 1.2d) [31]. Ce radar était en mesure de détecter des cibles en orbite terrestre à des distances allant jusqu'à plusieurs milliers de kilomètres.

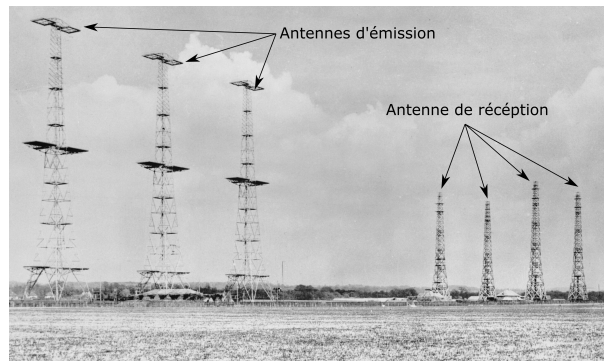
Le progrès technologique observé à travers ces exemples est en partie attribuable au développement de diverses innovations dans le domaine des radars au cours de cette période, innovations qui ont eu un impact significatif sur les performances des systèmes qui les intègrent. Dans la suite, une analyse plus approfondie sera réalisée sur celles qui sont toujours évoquées dans la littérature liée à notre domaine d'étude.

1.3 Introduction aux technologies radar

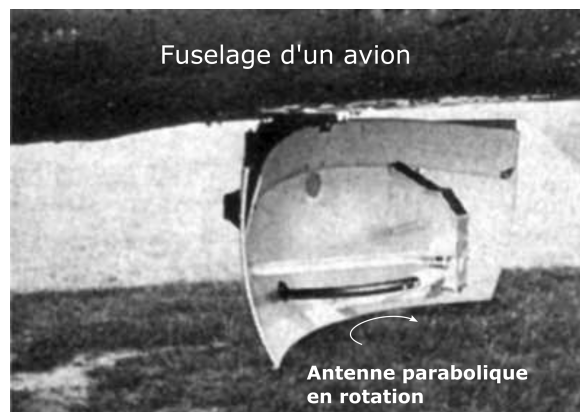
L'engagement dans le développement du radar a conduit à de nombreuses innovations, notamment la synthèse d'ouverture (SAR), les systèmes à antenne à balayage électronique (Active Electronically Scanned Array, Passive Electronically Scanned Array, etc.), ainsi que l'amélioration de la détection radar homodyne. Les progrès dans d'autres domaines, en particulier l'électronique des semi-conducteurs, l'avènement des technologies numériques, ainsi que l'émergence de la nécessité d'utiliser des radars à courte portée (quelques mètres), ont conduit à l'adaptation de ces découvertes à cette catégorie de systèmes. De plus, la détection radar en champ proche a vu l'émergence de technologies telles que les architectures MIMO (Multiple Input Multiple Output) et la formation de faisceaux numériques courte portée. Ces technologies sont fréquemment employées dans le domaine de l'imagerie en champ proche



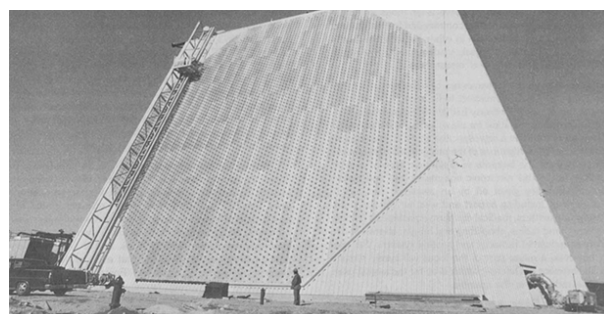
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 1.2: Histoire des systèmes radars : (a) Le premier prototype d'un système de détection à onde électromagnétique [32] (b) Les antennes du premier radar militaire "Chaîne Home" [33]. (c) H2S premier radar embarqué sur un avion [25]. (d) FPS-85 un des premiers radars implémentant la formation de faisceau dans l'objectif de la surveillance spatiale [31].

pour générer une diversité fréquentielle et spatiale, facilitant la résolution de dimensions supplémentaires et conduisant à la mise au point de systèmes permettant la reconstruction d'images tridimensionnelles.

Dans la suite de cette section, ces technologies seront introduites dans leur cadre d'utilisation initial, et leurs principes opérationnels seront exposés afin d'établir les fondements nécessaires à la compréhension des sections dédiées à l'étude bibliographique des systèmes d'imagerie utilisant ces techniques.

1.3.1 Formes d'onde radar

La résolution en distance, désignée ultérieurement dans le manuscrit comme la résolution dans la dimension de la profondeur, est liée à la bande fréquentielle des signaux utilisés au sein de la majorité des systèmes radars actifs. En effet, le choix de la bande est directement lié à la capacité de résolution de cette dimension spatiale. Quant à la forme du signal, elle dépend de l'application et des contraintes imposées, chaque type d'onde étant adapté pour répondre à des exigences spécifiques. Dans la suite, un aperçu des principales formes d'onde utilisées dans les applications radar sera présenté. La première forme d'onde couramment employée dans le domaine du radar militaire est la forme impulsionnelle. Celle-ci est particulièrement favorisée pour des applications de détection longue portée. Cependant, les niveaux de puissance rayonnée restent limités par l'amplitude crête de ces signaux. Une autre forme d'onde fréquemment utilisée est l'onde continue, caractérisée par une émission à fréquence fixe, qui permet de mesurer la vitesse des cibles grâce à l'effet Doppler. Cependant, elle ne permet pas de mesurer la distance des cibles, ce qui limite son utilité. Pour pallier ces limitations, une combinaison de ces deux formes d'onde est largement utilisée dans les radars longue portée moderne, permettant ainsi la mesure simultanée de la distance et de la vitesse des cibles.

La forme d'onde FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) s'avère particulièrement adaptée aux applications courte portée, notamment dans des environnements où des personnes sont exposés au rayonnement. Ceci est dû aux faibles puissances instantanées émises, facilitant la conformité aux réglementations sanitaires [34] rendant l'usage de cette forme d'onde pertinente pour ces travaux. De plus, son utilisation dans le cadre d'une architecture homodyne permet de considérablement réduire les fréquences d'échantillonnage requises pour l'acquisition des signaux. Les raisons évoquées précédemment motivent la sélection de la forme d'onde FMCW pour être utilisée dans le cadre de ces travaux. La prochaine section introduira la détection homodyne, qui est une technique adaptée à l'usage de forme d'onde FMCW.

1.3.2 Détection homodyne FMCW

Les premiers radars militaires reposaient sur des formes d'onde impulsionnelle. Avec l'arrivée du traitement numérique, il s'est avéré que l'usage de ces formes d'ondes exige des fréquences d'échantillonnage très élevées, ajoutant une contrainte majeure sur les systèmes impulsionnels, expliquant la favorisation de l'usage pour les applications à budget limité de la détection homodyne s'appuyant sur l'émission de formes d'ondes entretenues FMCW. Cette architecture repose sur l'émission d'un signal sinusoïdal linéairement modulé en fréquence au cours du temps (chirp) et le mélange des signaux réfléchis par l'environnement avec ce dernier, permettant la détection de cibles statiques en générant un signal de battement à très basse fréquence en sortie du mélangeur (Fig. 1.3) [35], [36].

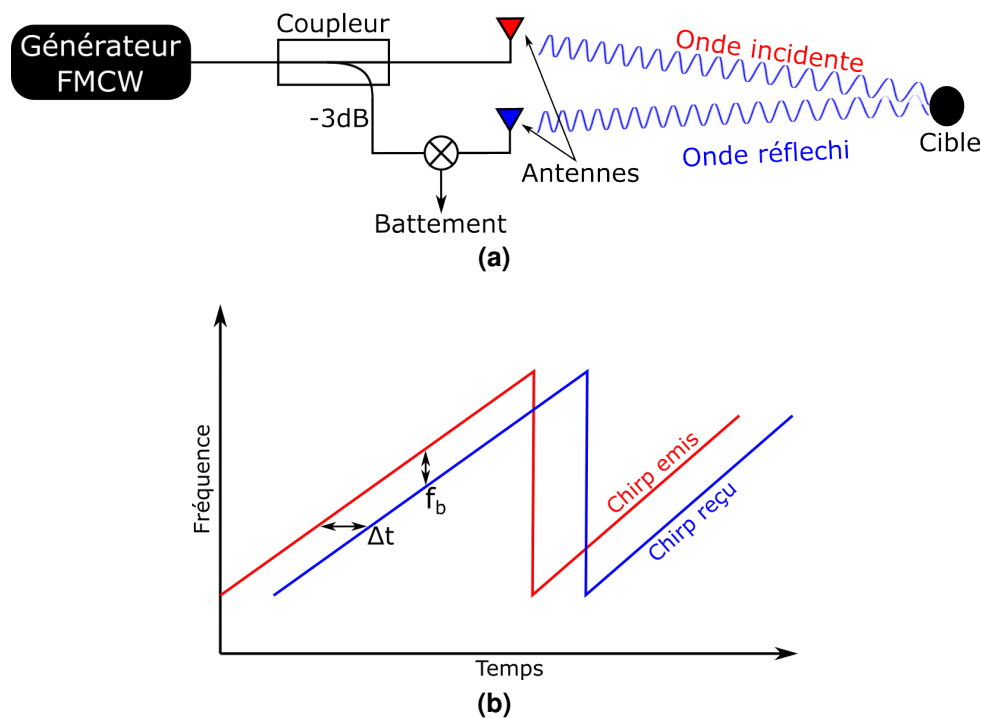


Figure 1.3: Radar homodyne : (a) Architecture simplifiée d'un système FMCW. (b) Signaux émis et reçus par cette architecture.

La fréquence du signal de battement f_b est proportionnelle à la distance de la cible d , ce qui permet la localisation en profondeur de celle-ci :

$$d = \frac{cf_b\tau}{2B} \quad (1.7)$$

avec B la bande occupée par le signal modulé en fréquence, τ la durée du chirp et c la

célérité. La résolution δ_y en profondeurs d'un système FMCW est définie comme suit :

$$\delta_y = \frac{c}{2B} \quad (1.8)$$

Dans le cadre de ces travaux, cette technique de détection sera choisie en vue des avantages suivants :

1. La fréquence requise pour l'échantillonnage du signal de battement est très basse par rapport au signal émis.
2. Le bas coût de l'équipement de génération et d'acquisition.
3. La faible puissance instantanée émise favorisant l'usage des détecteurs homodynes en champ proche dans le cadre d'imageur pour la sécurité.

L'implémentation de cette méthode seule permet la résolution de la dimension de profondeur. Elle peut être associée à des techniques de diversité spatiale permettant la résolution des deux dimensions restantes pour la reconstruction d'images 3D. Parmi celles largement utilisées dans le cadre de l'imagerie corporelle en champ proche, on compte la formation de faisceau numérique et la synthèse d'ouverture [37]. Par la suite, la synthèse d'ouverture sera étudiée, en proposant une introduction générale à cette technique, suivie de la présentation de son contexte d'utilisation initiale, puis de l'exposition de différentes architectures utilisées pour des applications dans le domaine de l'imagerie en champ proche.

1.3.3 La synthèse d'ouverture

Introduction

La synthèse d'ouverture radar (SAR) est une technique permettant la création d'une ouverture virtuelle synthétisée grâce au déplacement du capteur radar, introduisant ainsi une diversité spatiale. Les signaux réfléchis d'une scène supposée statique mesurée à chaque position de la trajectoire de l'antenne sont utilisés pour la reconstruction d'une image à haute résolution. Cette technique introduit la contrainte d'allongement de la durée d'acquisition par rapport à une ouverture physique. En raison des coûts élevés associés à l'implémentation de cette technologie, ainsi que des contraintes matérielles, la synthèse d'ouverture a été principalement employée à des fins militaires au cours des décennies qui ont suivi sa découverte. Par conséquent, les dispositifs exploitant cette technique ont été spécifiquement conçus pour être embarqués sur des avions et des satellites à des fins de reconnaissance.

Applications en champ proche

La réduction de la taille et des coûts des composants électroniques, conjugués au développement des chaînes de réception homodynes [38], ont créé un environnement favorable à l'essor d'applications exploitant cette technique en champ proche [39]. Cette évolution a également catalysé la mise au point d'algorithmes d'imagerie, ouvrant ainsi la voie à des utilisations civiles en champ proche, notamment dans le domaine de l'imagerie corporelle à des fins de sécurité [40]. Dans ce contexte, plusieurs architectures ont été étudiées dont principalement les déplacements linéaires, planaires et cylindriques (Fig. 1.4) [37], [41], [42]. Dans la section dédiée à l'état de l'art, ces méthodes seront abordées indépendamment à travers des exemples pertinents issus de la littérature.

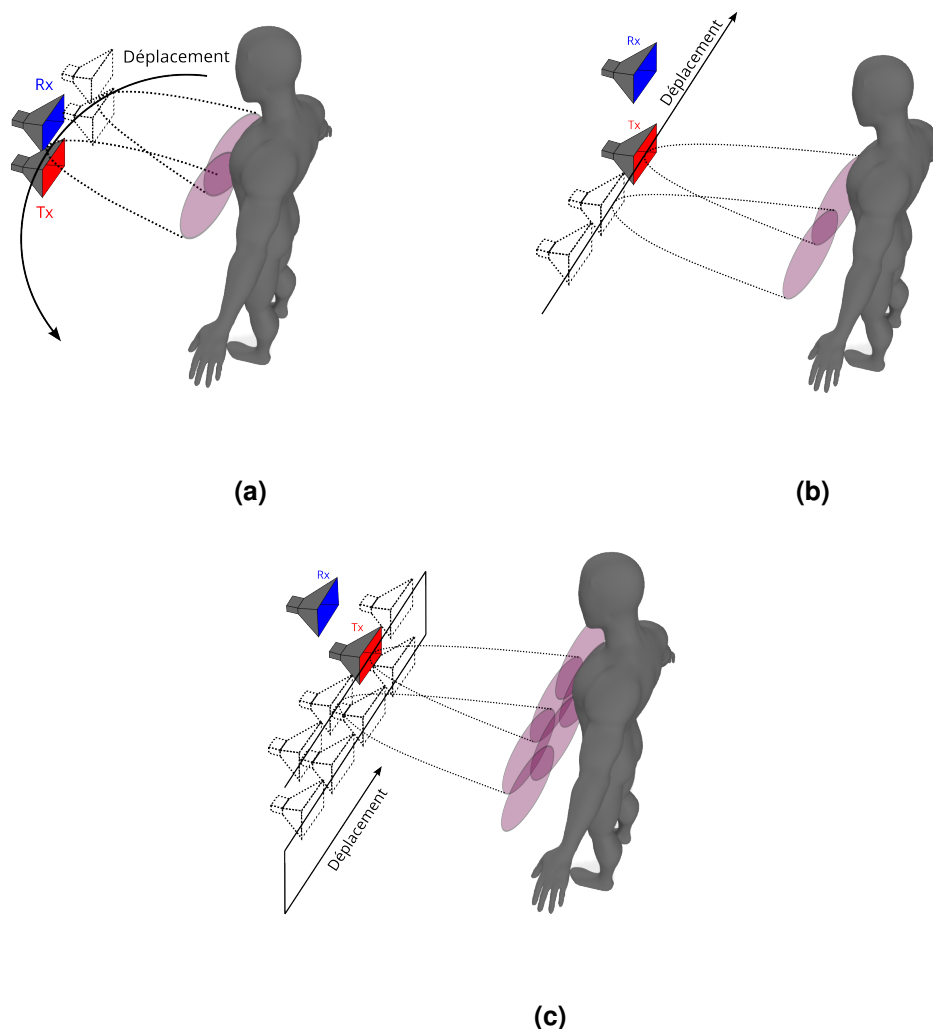


Figure 1.4: Les architectures d'imagerie SAR courtes portées les plus courantes : (a) cylindrique, (b) linéaire et (c) planaire.

Étant donné que la synthèse d'ouverture repose sur le déplacement des antennes ou du capteur radar, elle impose des restrictions mécaniques et temporelles. En effet, pour reconstruire une image tridimensionnelle en utilisant uniquement la synthèse d'ouverture, il est nécessaire de déplacer le capteur dans un plan (Fig. 1.4c), ce qui ralentit le processus d'acquisition des signaux. Étant données les contraintes associées au développement d'un système d'imagerie corporelle capable d'acquisition en temps réel, la synthèse d'ouverture est souvent complétée par des techniques de formation de faisceau numérique permettant d'accélérer l'acquisition [34].

1.3.4 Formation de faisceau

Un système radar intégrant un réseau d'antennes implémentant la formation de faisceau repose essentiellement sur l'application de consignes de phase à ces éléments rayonnants. Cela vise à créer une sélectivité spatiale, permettant ainsi de sonder la réflectivité d'une zone donnée (Fig. 1.5a). Le dépointage θ du faisceau formé dépend de la différence de phase $\Delta\phi$ entre les voies d'émission ou réception, de la distance d entre les sources rayonnantes, de la longueur d'onde λ , ainsi que de la distance séparant les éléments rayonnants [43] :

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\Delta\phi\lambda}{2\pi d} \right) \quad (1.9)$$

La résolution angulaire $\delta\theta$ d'un système utilisant un réseau d'antennes régulièrement espacé est directement liée au diamètre de l'ouverture rayonnante D dans la dimension sondée et la longueur d'onde utilisée par la relation suivante [43] :

$$\delta\theta \approx \frac{0,886\lambda}{D} \quad (1.10)$$

Le champ de vision angulaire $\Delta\Phi$ permis par un réseau d'antennes phasé peut être calculé comme suit [43] :

$$\Delta\Phi = 2 \sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{2d} \right) \quad (1.11)$$

La distance entre les éléments ne devrait pas excéder $\lambda/2$ sous peine de voir apparaître des lobes de réseaux provoquant une détection ambiguë de la cible. La mise en œuvre de la formation de faisceau peut se réaliser à travers deux architectures principales. D'une part, une architecture analogique repose sur l'utilisation de déphaseurs actifs pour introduire les déphasages requis. D'autre part, une architecture numérique peut également être employée, où des signaux sont générés et émis par les éléments

rayonnants du réseau dans l'objectif de formation de faisceau. Dans la suite, ces deux méthodes seront succinctement présentées, mettant en lumière quelques-uns de leurs avantages et inconvénients.

Méthode analogique

Les deux principales architectures utilisées pour la formation de faisceau analogique sont les réseaux phasés actifs (AESAs) et passifs (PESAs) [44]. La différence entre les deux réside dans le fait que la première incorpore des amplificateurs à gain variable à consigne indépendante pour chaque chaîne d'émission. Pour les deux architectures, l'usage de déphaseurs actifs pour chaque voie d'émission est indispensable. Ces derniers garantissent un déphasage variable entre les signaux émis par chaque antenne du réseau, permettant ainsi la formation d'un faisceau agile. À des fins illustratives, un schéma de l'architecture de formation de faisceau passive est présenté en Fig. 1.5a.

Méthode numérique

Alors que la formation de faisceau analogique était la norme pour les systèmes radars, une évolution notable s'est produite en faveur de la formation de faisceau numérique. Cette dernière offre une adaptabilité bien supérieure à la formation de faisceau analogique dans l'orientation des faisceaux radar. Cette technologie est intégrée dans la majorité des radars à réseaux phasés modernes, améliorant significativement le contrôle des faisceaux, la poursuite des cibles et la réduction des interférences [45]. Les différences de phase sont introduites dans ce cas numériquement, permettant de bénéficier de ces avantages. Cependant, les formalismes de calcul de la résolution maximale, de l'angle de dépointage et du champ de vision (Eqs. (1.9), (1.10) et (1.11)) restent valables, car liés aux dimensions physiques du réseau d'antennes. Ce principe peut également être employé en réception pour détecter la provenance d'un signal réfléchi par une scène, permettant ainsi la détection de sa direction d'arrivée (DOA) (Fig. 1.5b). Cette fonctionnalité est possible grâce à l'acquisition et à la numérisation des signaux reçus par un réseau d'antennes, qui sont ensuite traités au moyen d'un algorithme. Grâce aux avancées technologiques dans le domaine de l'acquisition et du traitement numérique, il devient possible d'envisager l'adoption de méthodes telles que les réseaux MIMO (Multiple-Input Multiple-Output), permettant la réduction du nombre de chaînes actives pour des performances équivalentes dans le contexte des architectures radar modernes. La présentation de cette technique fera l'objet de la section suivante.

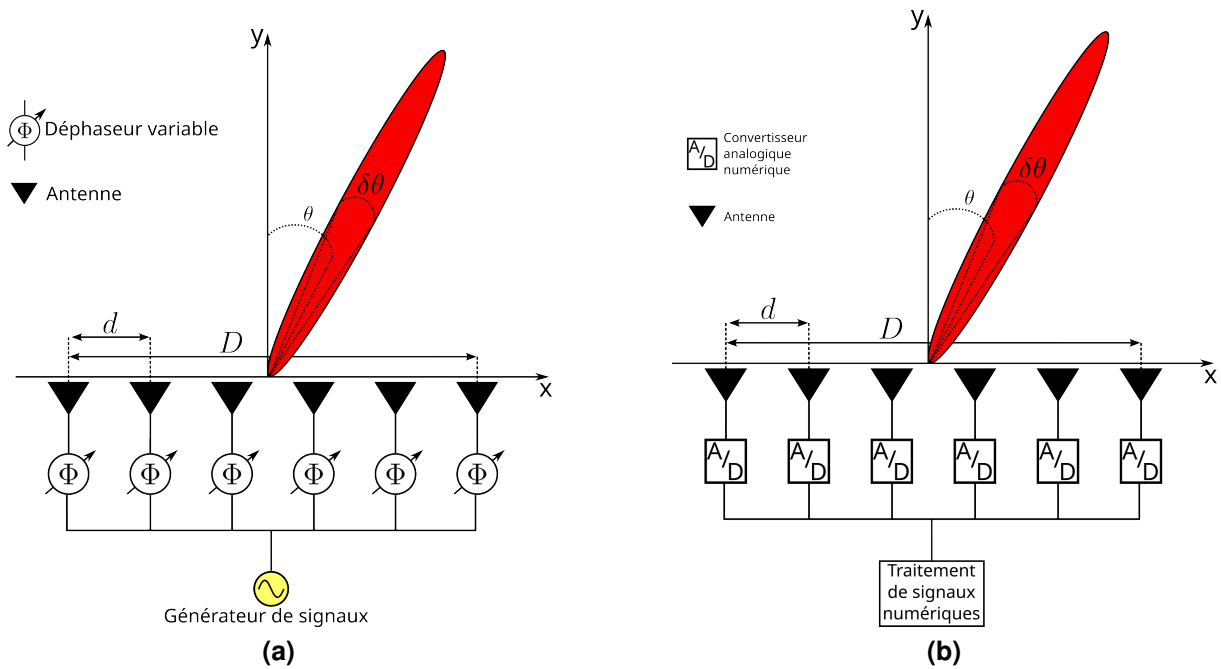


Figure 1.5: Architecture pour la formation de faisceau : (a) analogique (b) numérique.

1.3.5 Les réseaux MIMO

Le principe MIMO a été développé dans le cadre des télécommunications pour augmenter les débits de transmission. En effet, il a été découvert qu'en utilisant plusieurs chaînes d'émission et réception, il était possible de créer plusieurs canaux de propagation permettant une transmission parallélisée [46]. Cette approche a été étendue au domaine de l'imagerie radar où elle est utilisée pour la synthèse d'un réseau équivalent [47]. En effet, l'utilisation d'un réseau d'antennes capable de former un faisceau, à la fois en émission et en réception, permet d'obtenir les performances d'une ouverture équivalente à la convolution spatiale entre les deux réseaux d'antennes utilisés (Fig. 1.6) [42]. Considérons un réseau d'émission (Tx) et un autre de réception (Rx) composés respectivement de M et N antennes occupant les positions $(x_{Tx}(i), y_{Tx}(i))$ et $(x_{Rx}(j), y_{Rx}(j))$. On définit ainsi la distribution spatiale planaire d'éléments rayonnants représentée par des fonctions de Dirac du réseau d'émission $g_{Tx}(x, y)$ et de réception $g_{Rx}(x, y)$ [48] :

$$g_{Tx}(x, y) = \sum_{i=0}^{M-1} \delta(x - x_{Tx}(i), y - y_{Tx}(i)) \quad (1.12)$$

$$g_{Rx}(x, y) = \sum_{j=0}^{N-1} \delta(x - x_{Rx}(j), y - y_{Rx}(j)) \quad (1.13)$$

La fonction représentant le réseau effectif équivalent s'écrit comme suit [42] :

$$g_{eq}(x, y) = g_{Rx}(x, y) * g_{Tx}(x, y) \quad (1.14)$$

où $*$ représente le produit de convolution bidimensionnel.

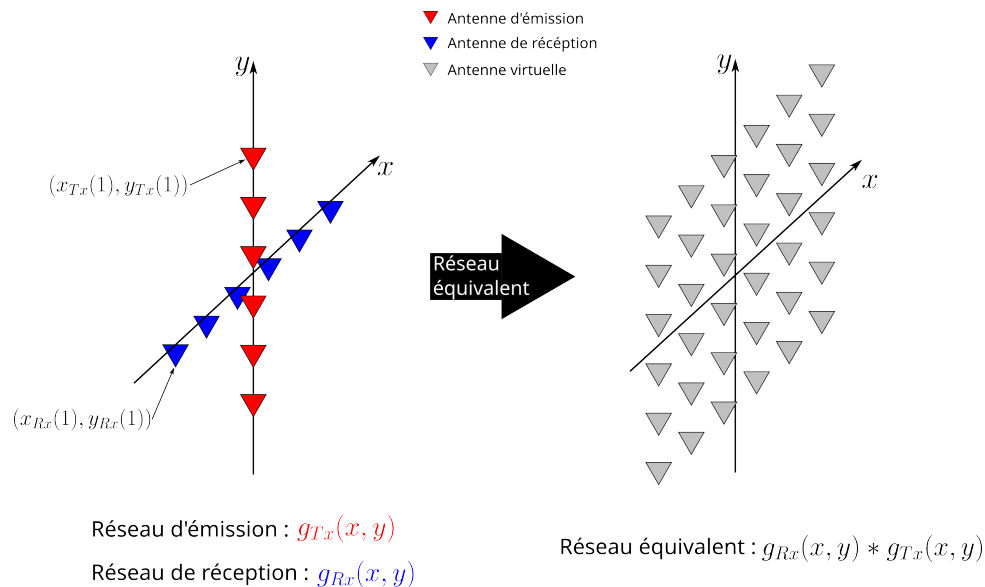


Figure 1.6: Ouverture équivalente à un réseau MIMO.

Les réseaux MIMO sont couramment utilisés dans la littérature pour la mise en œuvre de prototypes de systèmes d'imagerie en champ proche. Cette méthode permet de réduire le nombre de chaînes actives tout en gardant des performances similaires à des réseaux MISO (Multiple-Input Single-Output) ou SIMO (Single-Input Multiple-Output) équivalent à l'ouverture synthétique formée [49].

1.3.6 Conclusion

Cette section a permis l'introduction des principales technologies liées au domaine de l'imagerie en champ proche, en relation avec ces travaux de thèse. En effet, l'utilisation de quelques-unes de ces technologies se révèle pertinente pour la réalisation d'un système d'imagerie en champ proche capable de reconstruction d'image en temps réel, défini dans ces travaux par un taux de rafraîchissement dépassant une image par seconde. L'exploitation de la détection homodyne émerge comme une possibilité pour réduire les fréquences d'échantillonnage. Parallèlement, les systèmes basés sur les réseaux MIMO et la synthèse d'ouvertures numériques offrent la possibilité de réduire le nombre de canaux et d'antennes requis pour l'acquisition d'images. L'association de ces technologies peut se révéler viable et prometteuse dans le contexte

de ces travaux. Dans les sections suivantes, une étude bibliographique sera menée sur l'imagerie en champ proche afin de mettre en lumière les méthodes couramment utilisées dans ce domaine.

1.4 État de l'art des systèmes d'imagerie corporelle

Avec l'évolution constante des menaces criminelles et terroristes affectant les lieux publics, il est devenu impératif de disposer de technologies capables de détecter de manière fiable des objets potentiellement dangereux dissimulés sous les vêtements des individus traversant des points de transit tels les aéroports, encourageant ainsi le développement de systèmes d'imagerie permettant une approche non invasive, tout en renforçant la capacité des autorités à prévenir les actes criminels et terroristes. La combinaison de la sécurité et de l'efficacité opérationnelle fait de ces technologies d'imagerie un élément essentiel de la sécurité à intégrer dans les points de contrôle. La première section de cette partie de l'état de l'art sera consacrée à des travaux pionniers qui ont visé à répondre à cette problématique.

1.4.1 Imageur corporel proposé par le laboratoire PNNL

Preuve de concept de l'imagerie corporelle

Les premières expérimentations d'imagerie corporelle ont été conduites par le "Pacific Northwest National Laboratory" en 1996, où un prototype a été conçu pour la détection d'armes et d'explosifs dissimulés sous des vêtements [40]. Cette étude comparative a été menée dans la bande 98-100 GHz (bande W) et 14-16 GHz (bande Ku) où les prototypes développés ont permis la détection d'armes sur un mannequin en plastique se trouvant à une distance entre 3 m et 7,5 m. Ce système repose sur l'usage d'une chaîne d'émission et de réception hétérodyne FMCW émettant une puissance inférieure à 10 mW, ce qui le rend conforme aux réglementations relatives à l'imagerie corporelle [34]. Ce capteur est monté sur un scanner planaire synthétisant une ouverture carrée régulièrement échantillonnée permettant la reconstruction d'images tridimensionnelles (Fig. 1.7). Les ouvertures créées font $80 \times 80 \text{ cm}^2$ (256 \times 256 échantillons) pour l'étude en bande W et $140 \times 140 \text{ cm}^2$ (128 \times 128 échantillons) pour la bande Ku. Les résolutions transversales obtenues sont 2 cm en bande Ku et 0,3 cm en bande W. Néanmoins, la résolution en profondeur est identique dans les deux situations et s'élève à 7,5 cm. Il est important de noter que le prototype mis en œuvre permet l'obtention de ces images en une durée de 30 min. Ces travaux sont une preuve de concept permettant de valider l'applicabilité

de l'approche de synthèse d'ouverture dans le domaine de l'imagerie microonde en champ proche, notamment dans le contexte de sécurité publique.

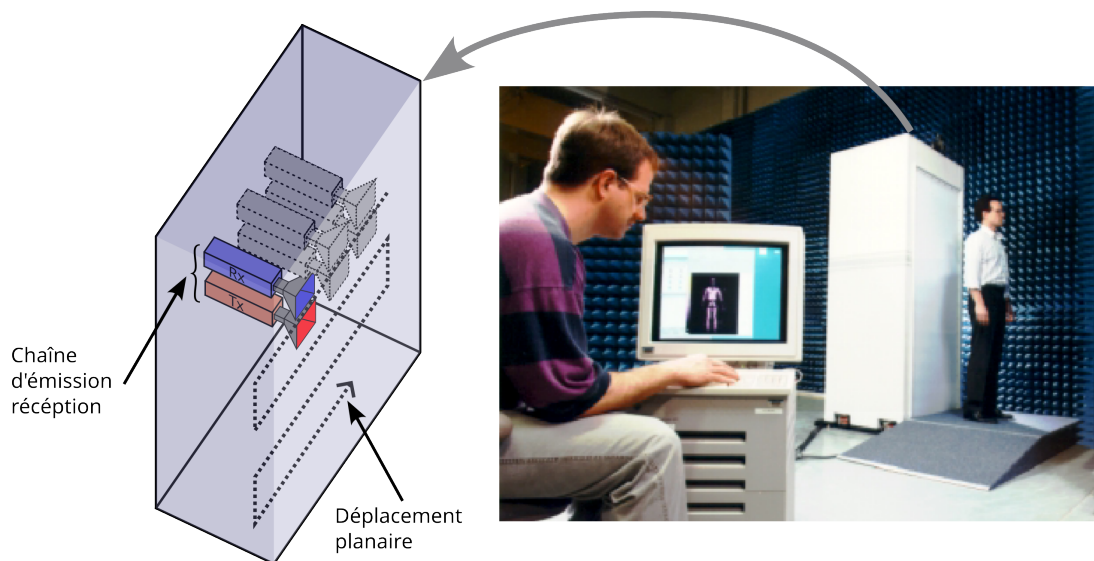


Figure 1.7: Imageur corporel capable de détecter des armes dissimulées sur une personne [40].

Maturation du prototype

Pour pallier les limitations en termes de temps d'acquisition (30 min) imposées par l'usage exclusif de la synthèse d'ouverture, un deuxième système a été conçu dans le but de réduire les dimensions scannées et ainsi accélérer l'acquisition [34], [50]. À cet effet, 64 paires d'émetteurs-récepteurs dans la bande 27-33 GHz organisée sous forme d'un réseau d'antennes linéaire horizontal d'une largeur de 72,6 cm a été mis en œuvre (Fig. 1.8a). Ce dernier est déplacé verticalement sur 2 m pour la synthèse d'une ouverture rayonnante bidimensionnelle permettant ainsi de réaliser une acquisition par seconde. Pour garder des temps de reconstruction optimisés, ces travaux ont fait l'objet de l'adaptation du "Range Migration Algorithm" (RMA) tirant profit de l'usage des transformées de Fourier rapides (FFT) pour accélérer la reconstruction des images [51]. La rapidité de traitement de ces algorithmes dépend aussi du calculateur, dans le cadre de ces travaux, un "Analog Device SHARC-based 1998" a été utilisé pour réaliser ce traitement en 10 s (Fig. 1.8b), permettant l'acquisition et la reconstruction d'une image en seulement 11 s, ce qui représente une amélioration significative par rapport au prototype initial qui prenait 30 minutes pour réaliser cette opération.

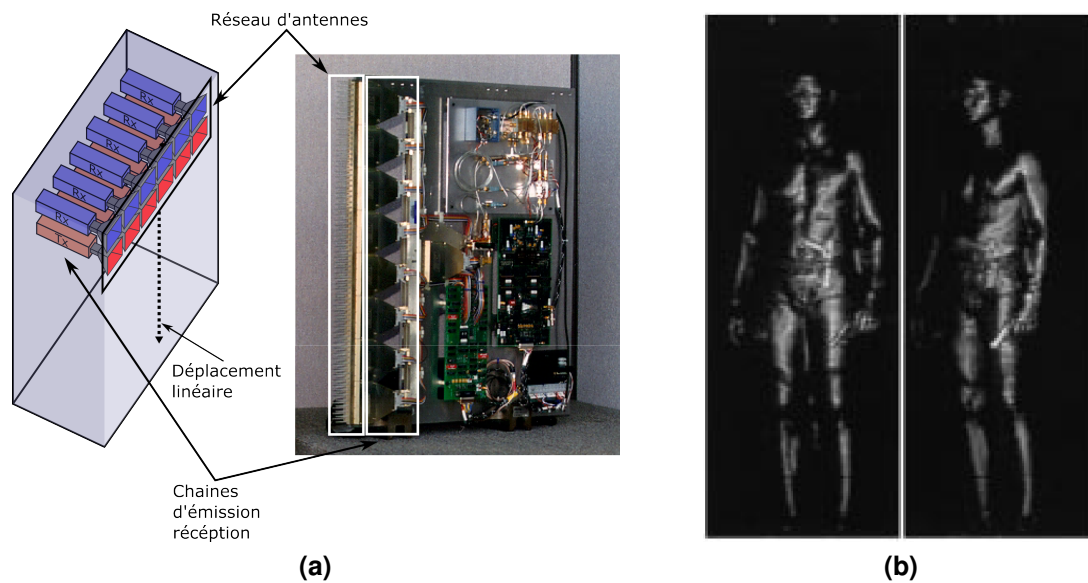


Figure 1.8: Imageur de corps entier développé par PNNL : (a) Réseau d'antennes linéaire horizontal. (b) Image d'un corps entier reconstruit en 11 s.

Industrialisation de la technologie

Ces travaux de recherche ont été exploités sous licence du laboratoire PNNL par l'entreprise L3-Communications qui a lancé la commercialisation en 2008 du L3 ProVision (Fig. 1.9) [52]. Cette solution opérante dans la bande 24-30 GHz permet l'acquisition et la reconstruction d'une image d'un corps entier en une durée comprise entre 2 et 4 secondes avec des résolutions de 0,5 cm en azimut et élévation et 2,5 cm en profondeur. De manière similaire aux travaux antérieurs, cette approche repose sur l'exploitation d'un réseau d'antennes composé de paires d'émetteurs-récepteurs pour résoudre l'image en élévation. Ce réseau est déplacé de manière circulaire afin de créer une ouverture synthétique permettant la reconstruction de la dimension azimutale de l'image. L'usage d'une ouverture physique linéaire composée d'une centaine de chaînes actives est nécessaire pour accélérer le processus d'acquisition (Fig. 1.9b). Toutefois, un mouvement rotatif est introduit pour effectuer une synthèse d'ouverture permettant la reconstruction tridimensionnelle du sujet imagé tout en maintenant un nombre de chaînes actives raisonnable. Ce système a rencontré un succès notable comme "checkpoint" d'aéroport pour son efficacité où il est capable d'imager entre 300 et 600 personnes par heure. L'aboutissement et le déploiement du système L3 ProVision ont été rendus possibles par l'accélération du temps d'acquisition, résultant de la combinaison du déplacement rotatif et de l'utilisation d'un réseau d'antennes linéaire. Ce système peut être davantage simplifié en réduisant le nombre des éléments rayonnants permettant la baisse de sa complexité et son coût qui représentent ces

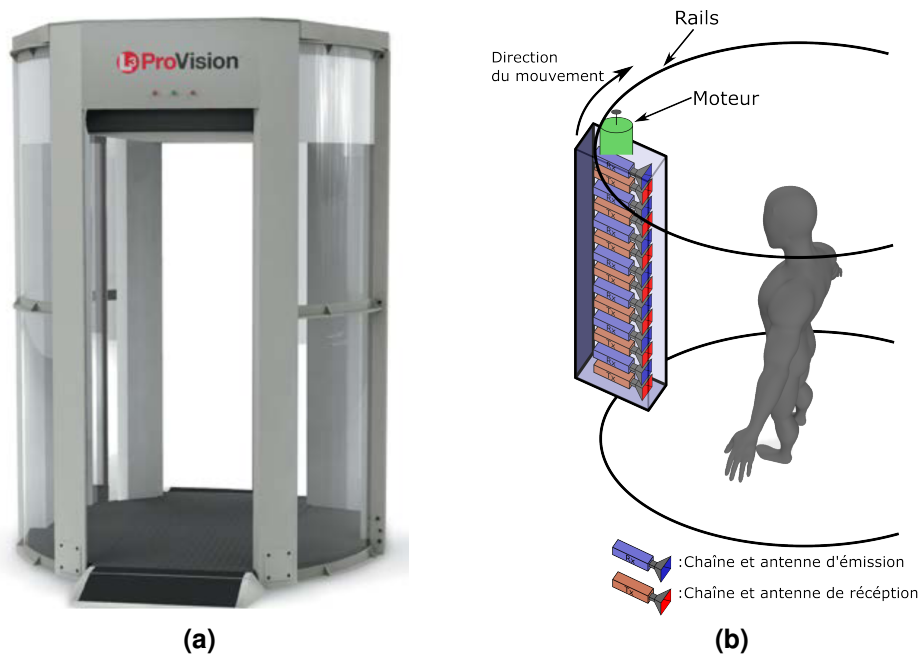


Figure 1.9: Scanner corporel commercialisé par Leido [52] : (a) L3 ProVision. (b) Architecture du système d'imagerie .

principaux inconvénients. Dans la suite, une approche reposant sur un réseau MIMO dans le contexte d'imagerie corporelle répondant à cette problématique sera présentée.

1.4.2 Imagerie corporelle MIMO

Comparée à l'utilisation d'un réseau d'antennes bidimensionnel densément échantillonné, l'architecture précédemment mentionnée est à la fois efficace et économique. Cependant, cette dernière peut tirer profit de l'application de techniques MIMO afin de réduire davantage le nombre d'éléments rayonnants du système d'imagerie, ce qui rendrait cette solution encore plus abordable.

Synthèse d'ouverture avec un réseau MIMO

L'université de Delft a publié en 2010 sur des prototypes de démonstrateurs d'imagerie corporelle dans la bande 2,8-19,5 GHz alliant un réseau MIMO à la synthèse d'ouverture permettant ainsi la réduction du nombre de chaînes d'acquisition (Fig. 1.11) [42]. Dans le cadre de ces travaux, un réseau MIMO linéaire horizontal composé de 8 antennes d'émission et 4 antennes de réception a permis l'obtention d'un réseau équivalent de 32 sources. Ce dernier est déplacé verticalement pour la synthèse d'une ouverture permettant la reconstruction d'une image tridimensionnelle (Fig. 1.10).

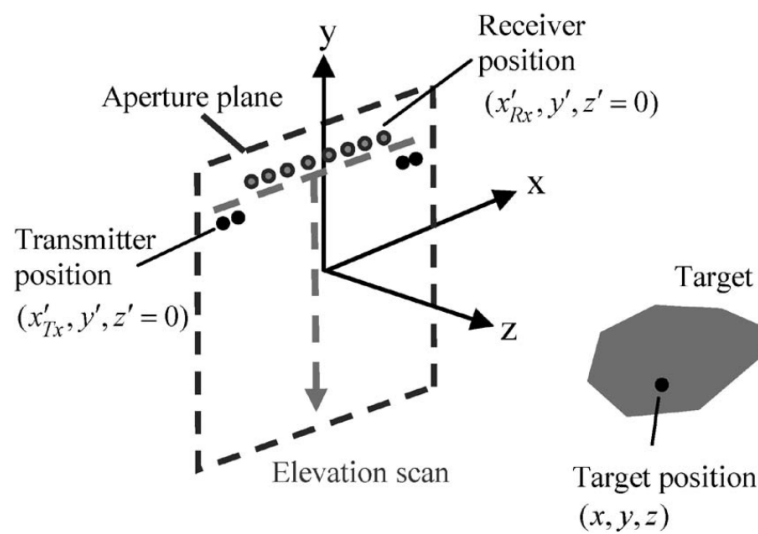


Figure 1.10: Architecture du système MIMO-SAR [42].

Un analyseur de réseau vectoriel (ARV) ainsi qu'un commutateur RF sont utilisés pour piloter ce réseau (Fig. 1.11a). Les données numérisées par l'ARV permettent de reconstruire une image en utilisant l'algorithme RMA optimisant ainsi le temps de reconstruction [51]. Avec le système décrit précédemment, des résolutions de l'ordre de 1 cm sur les trois dimensions sont atteintes (Fig. 1.11b).

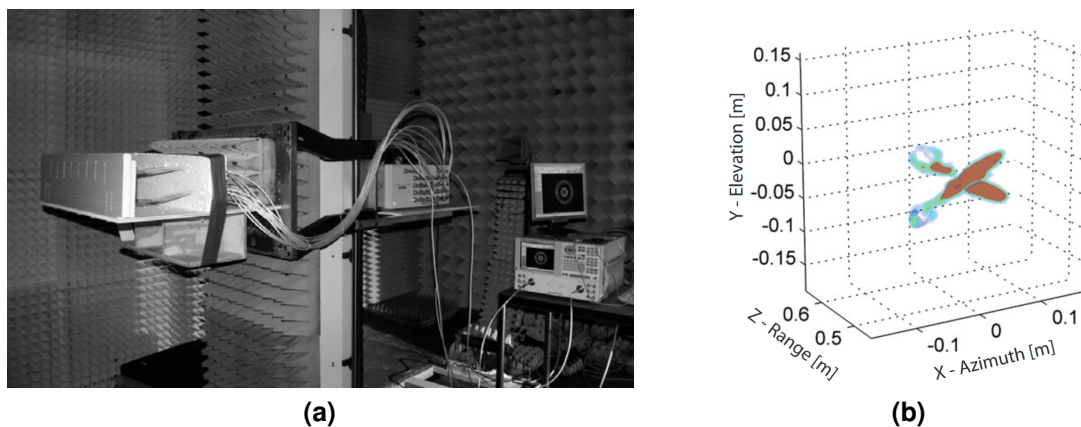


Figure 1.11: Imagerie expérimentale de synthèse d'ouverture avec un réseau MIMO : (a) Banc de mesure. (b) Image tridimensionnelle reconstruite [42]

Cette approche peut être intéressante pour la réduction du nombre d'antennes, cependant l'échantillonnage spatial en élévation reposant sur le déplacement linéaire du réseau ralentit l'acquisition et rend l'acquisition d'images en temps réel difficile à implémenter. L'étude suivante, basée sur l'utilisation d'un réseau MIMO couplé à l'usage d'un réflecteur rotatif, propose une solution permettant d'accélérer l'acquisition.

Réseau MIMO utilisé avec un réflecteur en rotation

Pour pallier les inconvénients de l'architecture citée précédemment, le laboratoire Microsystem and Terahertz Research Center of CAEP a publié en 2018 une approche basée sur l'usage d'un réflecteur rotatif combiné à un réseau MIMO dans le but d'accélérer l'acquisition (Fig. 1.12) [53]. Ces travaux ont mené à la conception d'un système d'imagerie de sécurité corps entier opérant dans la bande 332-348 GHz. Dans la suite, l'architecture de cet imageur sera examinée en se concentrant d'abord sur le réseau MIMO utilisé. Celui-ci est constitué de 4 antennes d'émission et 16 antennes de réception qui permettent la synthèse d'un réseau virtuel de 64 éléments (Fig. 1.12a). Grâce à cette ouverture rayonnante, il est possible de former un faisceau numérique dans l'axe horizontal, ce qui permet d'atteindre une résolution azimutale de 14 mm à une distance de 3 mètres. Étant donné que ce réseau ne permettra pas une reconstruction tridimensionnelle, l'usage d'une deuxième technique de formation de faisceau est impératif. Dans ces travaux, un réflecteur cylindrique, ainsi qu'un réflecteur rotatif ont été utilisés pour focaliser et dépointer un faisceau dans la dimension de l'élévation pour atteindre une résolution de 12 mm à 3 m (Fig. 1.12a), permettant ainsi la reconstruction d'images tridimensionnelles. Pour la réception des signaux réfléchis par la scène, une architecture homodyne FMCW est utilisée permettant l'obtention d'un signal de battement dans la bande 5-7 MHz en sortie des chaînes de réception. Grâce à la rapidité permise par le mouvement rotatif du réflecteur et la parallélisation du calcul de la reconstruction sur des cartes graphiques, ce système d'imagerie est capable d'atteindre un taux de rafraîchissement de 4 images par secondes pour la reconstruction d'une image de 2 m×1 m à une distance de 3 m (Fig. 1.12b). La faible qualité des images reconstruites découle de la difficulté à synchroniser le mouvement mécanique du réflecteur et l'acquisition des signaux essentiels afin d'assurer une sommation cohérente indispensable au processus optimal de reconstruction d'images.

Une alternative à l'émission active, basée sur une architecture similaire et exploitant un réflecteur rotatif, a été intégrée dans le MM-imager (Fig. 1.13a) [54], un système d'imagerie déployé au sein de points de contrôle. Ce dernier, développé par l'entreprise MC2-Technologies, est constitué d'une lentille focalisant les signaux électromagnétiques sur un réseau de capteurs en bande millimétrique, associé à un réflecteur rotatif permettant de balayer une scène de 2×1 m². Il permet d'atteindre une résolution de 2,5×2,5 cm² à une distance de 2,5 m. Le système est capable de capturer des scènes situées dans une plage de 1 à 10 m, avec un taux de rafraîchissement atteignant jusqu'à 10 images par seconde (Fig. 1.13b).

L'usage du réseau MIMO combiné à une méthode de synthèse d'ouverture ou de dépointage mécanique permet de réduire le nombre de chaînes d'émission-réception. Cependant, ceci ajoute une complexité mécanique, où une structure doit être mise au

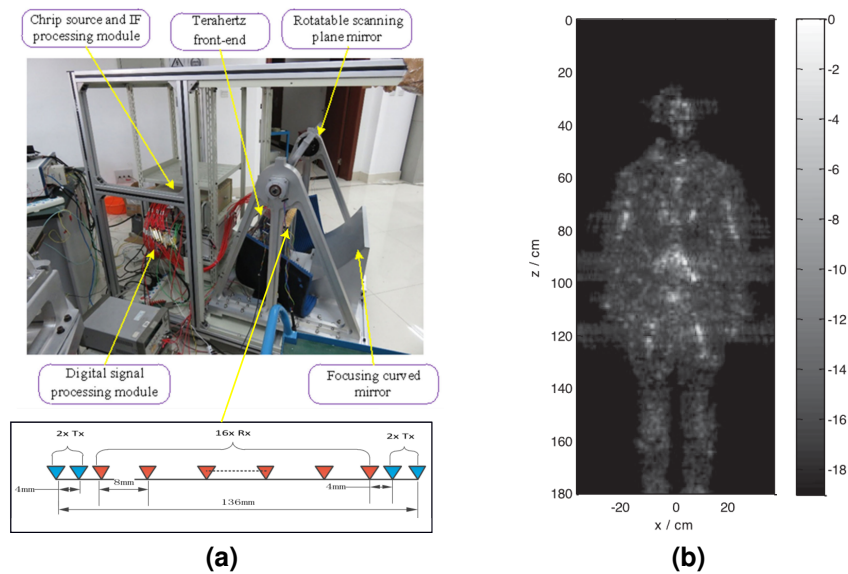


Figure 1.12: Système d'imagerie utilisant un réseau MIMO combiné à un réflecteur rotatif [53] : (a) Démonstrateur d'imagerie corporelle. (b) Image reconstruite grâce à ce système.

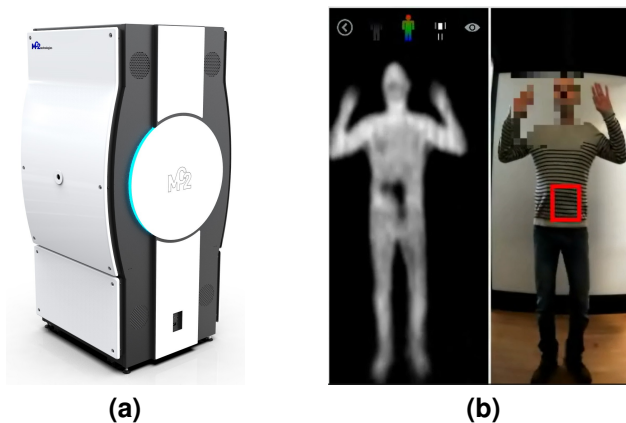
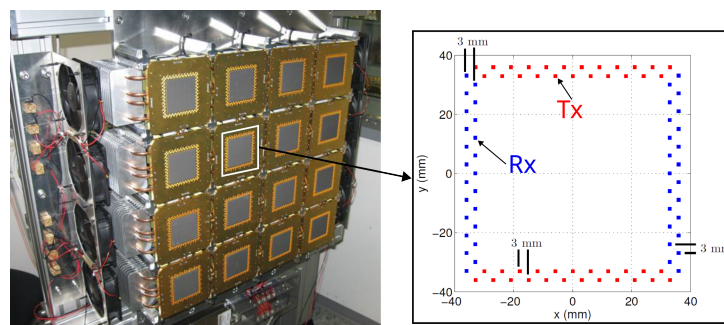


Figure 1.13: (a) MM-imager, (b) Images reconstruites avec un taux de rafraîchissement de 10 images par seconde.

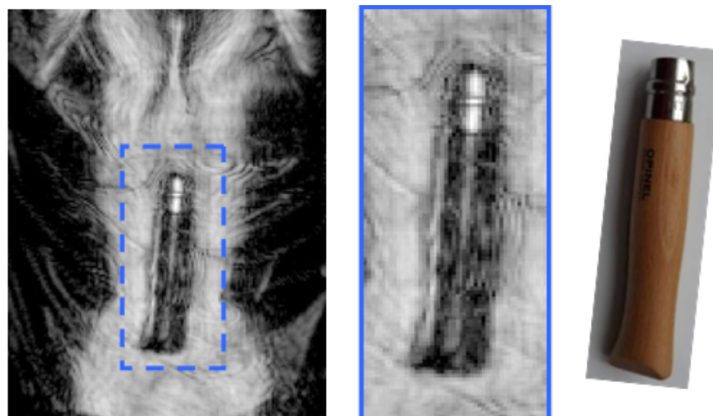
point pour permettre le déplacement du réseau MIMO dans le cas du MIMO-SAR ou la rotation du réflecteur. La précision du positionnement des éléments mécaniques en mouvement revêt une importance capitale pour assurer une reconstruction optimale de l'image, surtout en bande W où des précisions millimétriques sont nécessaires, accompagnées de la nécessité d'immobiliser le sujet à imager, rendant l'acquisition difficile à synchroniser. L'approche exposée par la suite permet d'éviter l'usage de mouvements mécaniques pour la synthèse d'ouverture en recourant à un réseau MIMO entièrement électronique.

Démonstrateur MIMO entièrement électronique

Les travaux publiés par la Friedrich-Alexander-Universität en collaboration avec Rohde & Schwarz en 2012 ont fait usage d'architectures MIMO pour la conception d'un démonstrateur entièrement électronique opérant dans la bande 68-82 GHz [49], [55]. Ce dernier est composé de 768 chaînes d'émission et 768 chaînes de réceptions organisées en 16 clusters MIMO distribués sur une surface de 1 m.² (Fig. 1.14). Ce système a permis la reconstruction d'images atteignant la résolution de 2,2 mm à une distance d'1 m (Fig. 1.14b).



(a)



(b)

Figure 1.14: Démonstrateur d'imagerie corporelle MIMO entièrement électronique [49] : (a) Réseau d'antennes MIMO multistatique. (b) Image reconstruite avec ce démonstrateur.

Les signaux radar émis par ce démonstrateur proviennent d'une chaîne composée d'un synthétiseur utilisé pour générer un signal FMCW dont la fréquence est ensuite multipliée par 4 avant d'alimenter les antennes d'émission. Les chaînes de réception quant à elle reposent sur une architecture homodyne qui vient mélanger le signal émis avec les signaux reçus pour l'obtention d'un signal de battement ne dépassant pas une fréquence de 15 MHz. Les signaux reçus par les 768 chaînes Rx sont numérisés en utilisant une carte PXIe contenant 8 convertisseurs analogique-numérique à travers l'usage d'un commutateur séquentiel (Fig. 1.15).

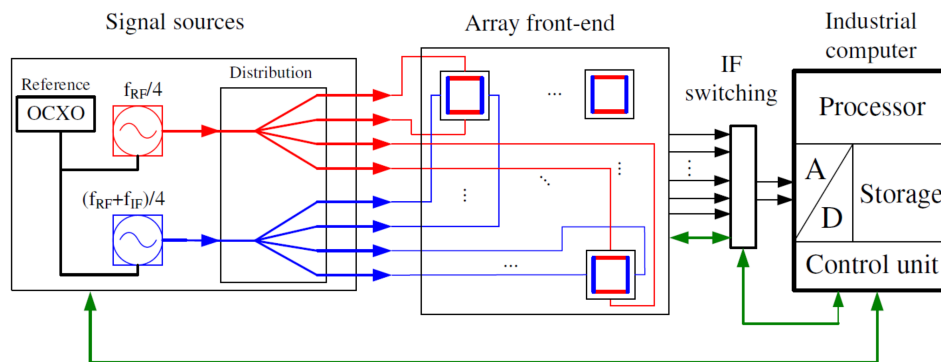


Figure 1.15: Architecture RF du démonstrateur d'imagerie corporelle MIMO [49].

Industrialisation de l'imageur MIMO entièrement électronique

Les travaux précédemment cités ont permis la conception du système Rohde & Schwarz QPS security scanner qui a été déployé dans des aéroports dans le but d'accélérer les procédures de sécurité [56]. Ce dernier est composé de 3000 chaînes d'émission et 3000 chaînes de réception organisées en clusters MIMO. Ce dispositif est capable de réaliser une acquisition en $32 \mu\text{s}$ grâce à son architecture entièrement électronique. Tout en limitant les fausses détections dues principalement au mouvement du sujet durant l'acquisition. Le temps de reconstruction d'image peut cependant s'élever jusqu'à 2,5 s. Rhode & Schwarz travaillent actuellement sur le QPS Walk 2000 qui permettra de pallier cet inconvénient grâce à sa capacité d'imager en temps réel un sujet en mouvement [57]. Cette méthode suscite un intérêt considérable dans les contextes où des exigences en temps réel sont indispensables. Toutefois, le coût des systèmes évoqués précédemment demeure élevé en raison du nombre important de chaînes actives qu'ils incorporent. Par la suite, une approche visant à mitiger cette contrainte est exposée. Cette dernière repose sur une architecture combinant l'usage d'un réseau MIMO à l'usage d'un système opto-électronique permettant l'implémentation du multiplexage analogique dans l'objectif d'utiliser une unique chaîne de réception.

Architecture MIMO optoélectronique

Une approche utilisant le multiplexage analogique optique est publiée par le laboratoire XLIM en 2019. Le but de l'étude présentée dans la suite est l'acquisition des signaux MIMO en utilisant une unique chaîne de réception [48], [58]. Cette méthode permet l'utilisation d'un grand nombre d'antennes tout en ayant un faible nombre de chaînes actives, grâce à l'exploitation du multiplexage temporel optique. Ces travaux ont abouti à la mise au point d'un démonstrateur radar impulsif opto-électronique opérant dans la bande 5,5-7,5 GHz reposant sur l'usage de fibres optiques de longueurs différentes

couplées à un sommateur développé à cet effet (Fig. 1.16a). Cet ensemble rend possible le multiplexage des signaux provenant de 16 modulateurs électro-optiques attachés aux antennes de réception, permettant l'acquisition des signaux reçus en utilisant une unique chaîne de réception qui assure l'amplification, la transposition dans la bande 1-3 GHz et l'échantillonnage. Pour la génération et l'émission des ondes, une chaîne RF conventionnelle a été utilisée. Celle-ci est composée d'un générateur de signaux arbitraires, d'un amplificateur de puissance et d'un commutateur RF permettant de distribuer les impulsions générées sur les antennes de transmission. Grâce à cette architecture, des images d'une scène ont été reconstruites avec une résolution allant jusqu'à 4,5 cm dans le plan transversal en utilisant une chaîne de réception pour 16 antennes, prouvant ainsi l'intérêt du multiplexage opto-électronique (Fig. 1.16b).

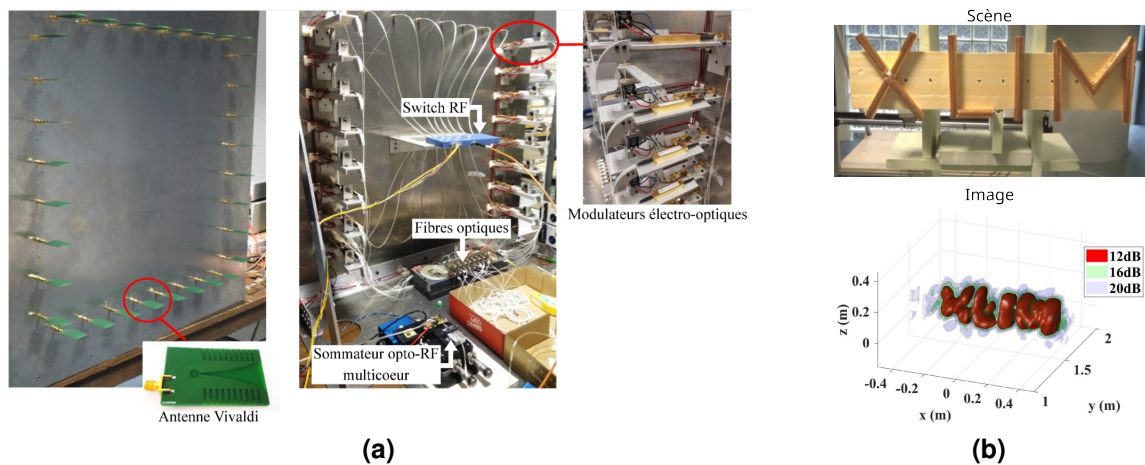


Figure 1.16: Système MIMO opto-électronique [48], [58] : (a) Démonstrateur d'imagerie avec un réseau MIMO de 16 antennes d'émission et 16 de réception. (b) Résultats obtenus en imageant les lettres XLIM en cuivre.

Néanmoins, l'implémentation de cette architecture demeure complexe, notamment en ce qui concerne la conception des composants optiques tels que le sommateur et les modulateurs opto-RF, qui peut s'avérer délicate, d'autant plus que ces composants introduisent des pertes conséquentes dans la chaîne de réception. Pour pallier ces inconvénients, les techniques de multiplexage analogique peuvent être envisagées pour répondre au besoin de réduction du nombre de chaînes RF d'un système d'imagerie. La prochaine section fera l'objet d'une étude bibliographique non exhaustive des travaux traitant d'imagerie en champ proche reposant sur l'usage de dispositifs de multiplexage analogiques.

1.5 État de l'art des systèmes d'imagerie reposant sur le multiplexage analogique

1.5.1 Introduction au multiplexage analogique

Cette section dédiée à une étude bibliographique du multiplexage analogique débutera par une brève introduction à cette technologie. L'atout principal de l'adoption de ces techniques réside dans la possibilité de substituer des composants actifs et des structures complexes par des dispositifs passifs plus simples et économiques. Pour mieux illustrer ce principe, deux systèmes génériques d'imagerie radar 2D seront examinés (Fig. 1.17). Dans le premier, une architecture classique est utilisée, où le signal reçu par chaque antenne est échantillonné (Fig. 1.17a). Dans le deuxième système, l'encodage des informations relatives à la position azimutale des cibles est réalisé grâce à un multiplexeur analogique (Fig. 1.17b). La résolution de la position en profondeur est effectuée dans les deux cas à travers l'usage d'un signal large bande en émission. Le dispositif responsable du multiplexage analogique, grâce à sa matrice de transfert, permet d'encoder les signaux reçus par plusieurs canaux en une seule voie de sortie, réduisant ainsi le nombre de chaînes d'acquisition nécessaires par rapport au système classique. Pour mener à bien cette opération avec une perte minimale d'informations, il est souhaitable que la matrice de transfert \mathbf{H} du système d'imagerie présente le minimum de corrélation à travers la dimension fréquentielle. Le signal fréquentiel s issu du système d'imagerie peut s'écrire comme suit :

$$s = \mathbf{H}\sigma \quad (1.15)$$

avec σ représentant la réflectivité de la scène.

L'inversion de ce problème mène à l'estimation d'une scène spatialement discrétisée :

$$\hat{\sigma} = \mathbf{H}^\dagger s \quad (1.16)$$

avec \dagger représentant le transposé conjugué et $\hat{\sigma}$ l'estimation de la scène.

Plusieurs méthodes permettent l'introduction d'une diversité spatiofréquentielle représentée par la matrice \mathbf{H} . Dans le cadre de ces travaux, l'antenne à balayage fréquentiel est l'une des méthodes explorées. Une étude bibliographique sera ensuite entreprise pour présenter les travaux implémentant cette technologie dans le but de réduire le nombre de voies actives des systèmes d'imagerie corporelle. Cette section débute par une introduction présentant les travaux pionniers ainsi que le principe de fonctionnement.

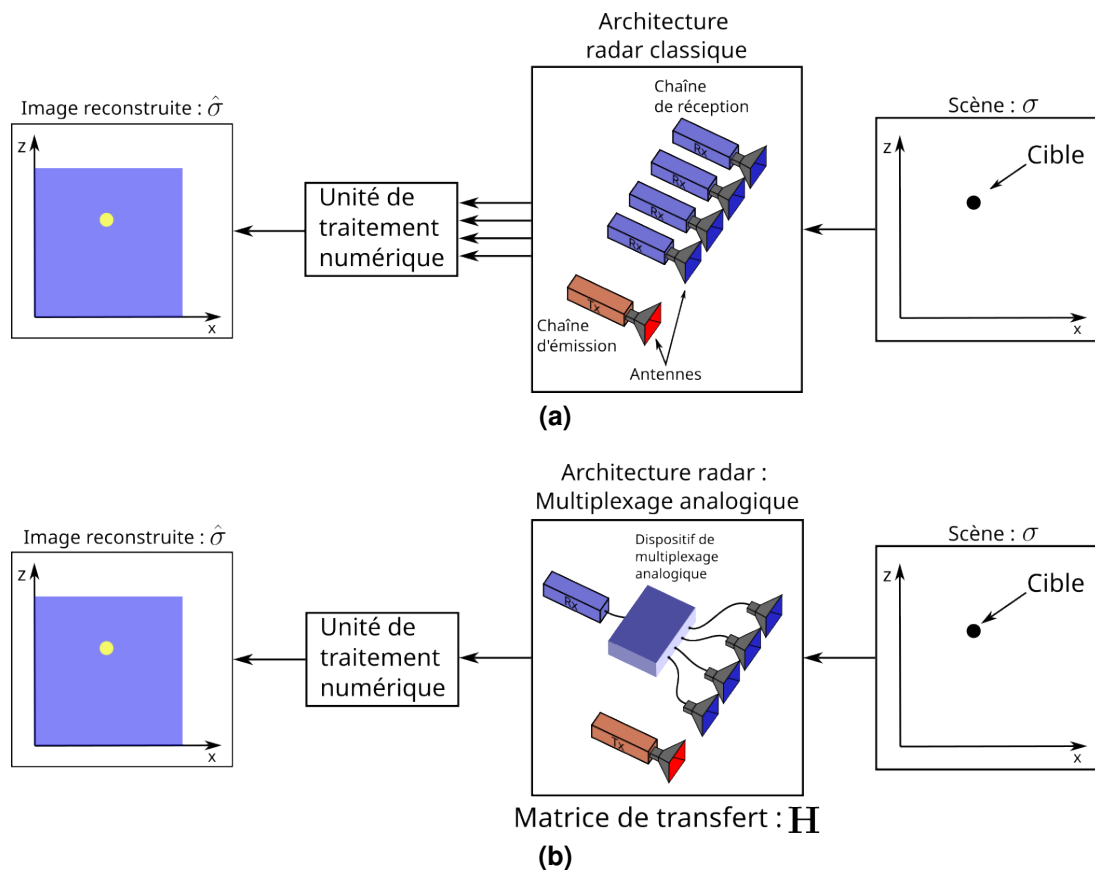


Figure 1.17: Introduction du multiplexage analogique : (a) Diagramme d’une architecture radar classique (1 émetteur et 4 récepteurs). (b) Diagramme d’une architecture radar utilisant un dispositif de multiplexage analogique.

1.5.2 Balayage fréquentiel

Introduction

Le balayage fréquentiel est une méthode qui implique l’utilisation d’un guide d’onde pour générer un déphasage variable en fonction de la fréquence des signaux entre les éléments rayonnants d’une antenne. Le dimensionnement du guide d’onde permet la création d’une loi de phase induisant un dépointage contrôlé dans la bande de fonctionnements de l’antenne.

La matrice de transfert \mathbf{H} le long de l’axe x de ce dispositif, comme illustré dans la Fig. 1.18b, représente le balayage du faisceau associé à une bande fréquentielle. Elle permet également de visualiser la sous-bande Δf attribuée à chaque position en fonction de la largeur du faisceau émis par l’antenne à balayage fréquentiel. Ce phénomène limite la résolution en profondeur dont est capable ce dispositif. Il est essentiel de mentionner cette limitation, car cela facilitera la compréhension des études issues de la littérature présentées par la suite et permettra également une interprétation plus

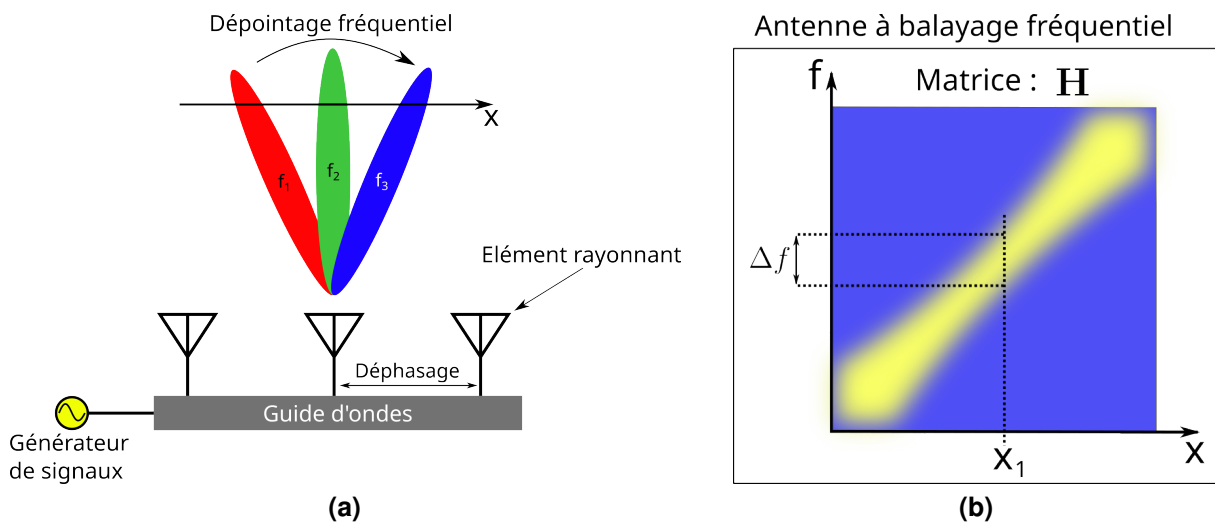


Figure 1.18: (a) Architecture d'une antenne à balayage fréquentiel. (b) Représentation des matrices de transfert d'une antenne à balayage fréquentiel suivant l'axe x .

éclairée des résultats de simulation qui seront exposés ultérieurement dans le prochain chapitre. La section suivante se penchera sur le contexte initial du développement de cette technologie en présentant quelques travaux pionniers issus de la littérature.

Travaux pionniers

La complexité et le coût d'implémentation des réseaux phasés ont poussés vers la fin des années 1950 la communauté scientifique à explorer des méthodes alternatives pour réduire le nombre de voies d'émission active [59]. Une des solutions envisagées est l'usage d'un guide à fuites comportant des éléments rayonnants pour tirer profit de la propagation guidée permettant d'engendrer un déphasage favorisant ainsi la formation de faisceau (Fig. 1.18a).

Ce type d'architecture a fait son apparition dans la littérature comme solution permettant la réduction du gabarit des antennes afin de permettre le suivi d'avions rapide [60]. Pour cette étude, une ligne microruban TEM a été utilisée comme support de propagation. Celle-ci comporte une distribution régulière de fentes permettant aux ondes guidées d'être rayonnées. Les travaux qui ont suivi ont permis de proposer un modèle rigoureux permettant de décrire le comportement d'un guide d'onde rectangulaire comportant des fentes et propageant une onde à fuites "leaky wave" (Fig. 1.19a) [61], ouvrant la voie à la possibilité d'utiliser un tel dispositif en conjonction avec une source modulée en fréquence pour effectuer le dépointage du faisceau formé.

Les études qui ont suivi ont permis la mise au point de plusieurs architectures et l'adaptation de ce principe à plusieurs types de guides d'ondes pour répondre aux con-

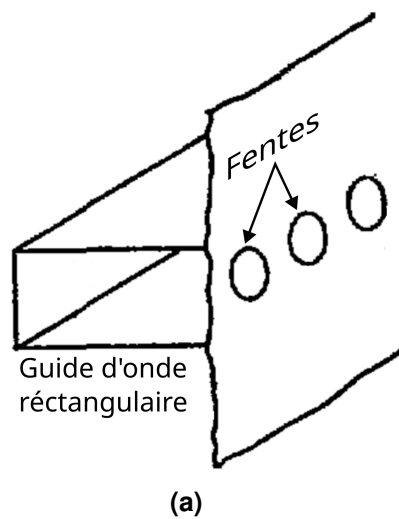


Figure 1.19: Guide d'onde rectangulaire à fuites [61].

traintes spécifiques de diverses applications. Parmi celles-ci, l'usage de ces antennes dans le domaine des télécommunications spatiales où leurs implémentations sont envisagées pour la réduction de la complexité et du poids des charges utiles en gardant des performances qui s'approchent des réseaux phasés [62]. L'imagerie en champ proche a été bénéficiaire de l'essor de cette technique de multiplexage analogique. En effet, l'implémentation du balayage fréquentiel peut se révéler efficace pour la réduction du nombre de voies actives. Par la suite, une étude bibliographique est entreprise pour présenter quelques travaux ayant réussi à mettre en œuvre une antenne à balayage fréquentiel dans le contexte de l'imagerie à courte portée.

Balayage fréquentiel pour des applications d'imagerie corporelle

Dans cette section, le domaine de l'imagerie corporelle est abordé, avec mention de quelques études qui ont conduit à la conception de démonstrateurs d'imagerie corporelle utilisant des antennes à balayage fréquentiel. Les premiers travaux présentés menés par le groupe "the Signal Theory and Communications" de l'université d'Oviedo publié en 2013 ont permis la mise en œuvre d'un démonstrateur d'imagerie corporelle en champ proche opérant dans la bande 270-330 GHz (Fig. 1.20) [63]. La conception de ce prototype repose sur une antenne à balayage fréquentiel exploitant des tronçons de guide d'onde rectangulaire de type WR-3 en tant que déphaseurs passifs. Cette configuration permet d'appliquer une pente de phase distincte à chacun des 8 éléments rayonnants de l'antenne, entraînant un dépointage qui dépend de la fréquence du signal alimentant l'antenne (Fig.1.20a) [64]. Pour assurer une distribution homogène d'amplitude du champ émis par chaque élément, un réseau de diviseur de puissance alimentant indépendamment chaque tronçon de guide est mis au point. Les

éléments précédemment mentionnés sont micro-usinés sur une feuille de laiton. Une tige diélectrique a été placée à la sortie de chaque ligne à retard permettant d'améliorer la directivité de l'antenne à ouverture WR-3 pour éviter la formation de lobes de réseau. L'ouverture angulaire balayée par ce prototype est de l'ordre de 40° avec une largeur de faisceau moyennant 17° à -10dB dans la bande fréquentielle d'usage. Ce dispositif a été utilisé avec un analyseur de réseau vectoriel (ARV) pour la reconstruction d'images bidimensionnelles permettant la détection d'un objet dissimulé sur un mannequin en plastique positionné à 38 cm de l'antenne avec une résolution de 6 cm en azimut et 1,5 cm en profondeur (Fig. 1.20b).

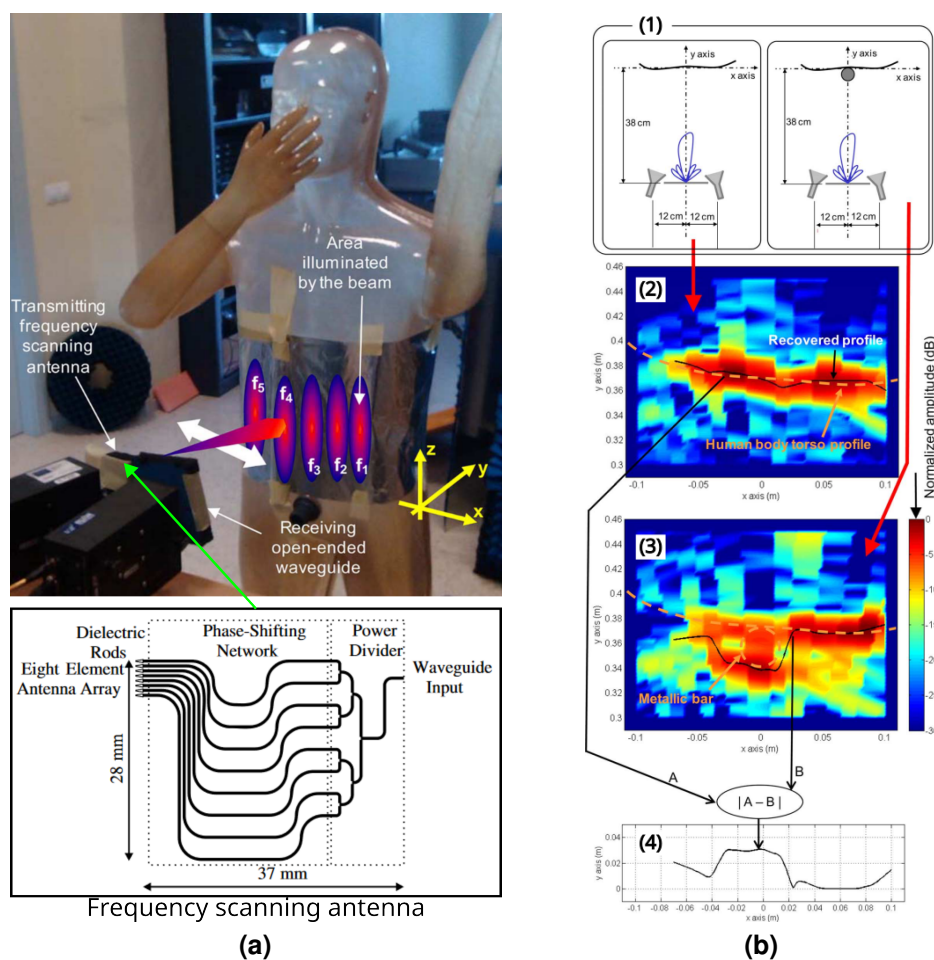


Figure 1.20: Système d'imagerie corporelle basé sur une antenne à balayage fréquentiel [63] : (a) Architecture de l'antenne et aperçu du démonstrateur d'imagerie. (b) Résultats d'imagerie du profil d'un mannequin pour la détection d'objet caché.

Le système précédemment présenté n'est pas capable de reconstruire des images de corps entier. Une étude publiée en 2022 par "Key Laboratory of Electromagnetic

Radiation and Sensing Technology" s'est intéressée à cet aspect en alliant le balayage fréquentiel azimutal à une translation verticale de cette antenne pour la synthèse d'ouverture. Le but est de proposer un démonstrateur à bas coût d'un système d'imagerie corporelle (Fig. 1.21) [65].

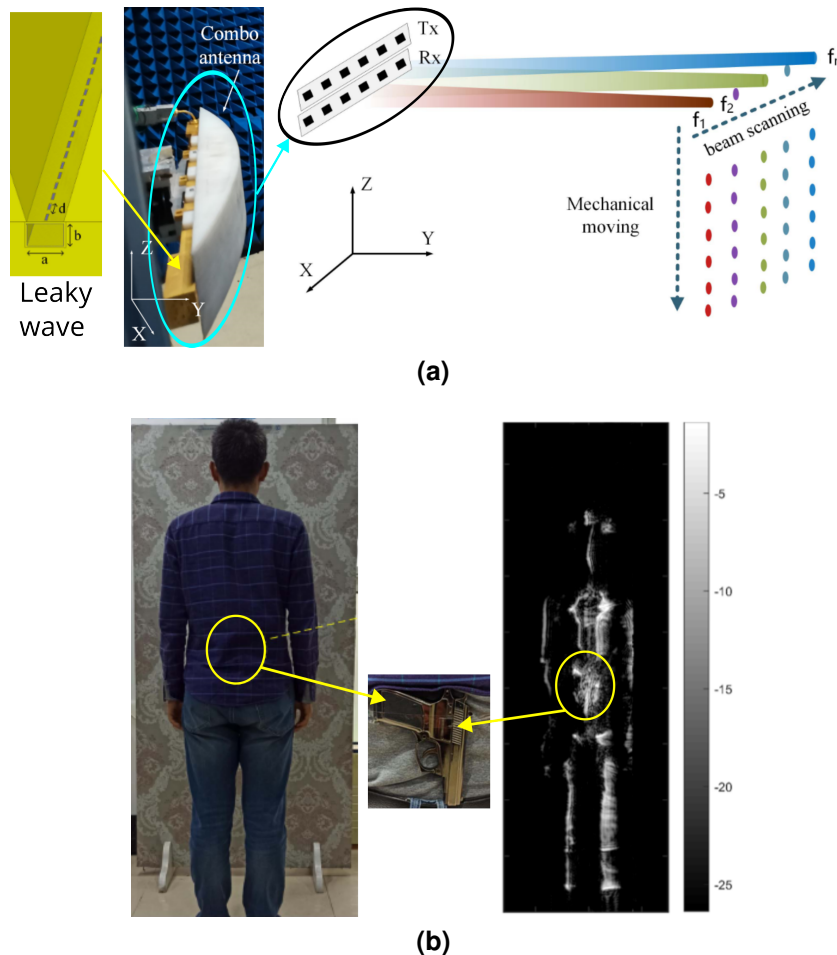


Figure 1.21: Système d'imagerie de corps entier alliant l'usage d'une antenne à balayage fréquentielle à la synthèse d'ouverture [65] : (a) Aperçu de l'architecture ainsi que le système antenne. (b) Image d'un corps entier réalisée en 7 secondes.

Motivé par cet objectif, le type d'antenne choisi à cet égard est un guide d'onde rectangulaire à fuites permettant de réaliser un scan angulaire total de 22° dans la bande 78-92 GHz. Ce dernier est associé à une lentille cylindrique fabriquée en polyéthylène permettant d'accroître la directivité de l'antenne (Fig. 1.21a). Le choix d'usage d'une chaîne d'émission-réception FMCW est motivé par la disponibilité des composants et leurs bas coûts. Un FPGA a été utilisé pour la génération d'un chirp dans la bande 921,25-1140 MHz, ce dernier est transposé et amplifié dans la bande 19,5-23 GHz. Ce signal est ensuite acheminé par une chaîne d'émission permettant de le transposer dans la bande fréquentielle d'émission. Une chaîne de réception

homodyne permet la démodulation des signaux reçus réfléchi par la scène. En combinant cette méthode de traitement FMCW avec les capacités de multiplexage de l'antenne à balayage fréquentiel, une seule chaîne d'émission et de réception a été utilisée montrant ainsi l'intérêt de cette étude visant à réduire le coût des systèmes d'imagerie. Grâce au prototype précédemment décrit, des images de corps entiers ont été reconstruites avec une résolution de 5 mm en azimut et en élévation (Fig. 1.21b). Les algorithmes développés dans le cadre de ces travaux ont permis d'effectuer cette opération en 5 s en utilisant un microprocesseur Intel de série i7- 8550U. À cela vient s'ajouter 2 s de temps d'acquisition qui est principalement dû au balayage mécanique permettant la synthèse d'ouverture. Cette période reste relativement longue, car tout déplacement du sujet à imager durant celle-ci impacte drastiquement la qualité de l'image reconstruite. Il est possible de s'affranchir de cet inconvénient en gardant le même nombre de chaînes actives à travers la mise au point d'un réseau d'antennes bidimensionnel s'appuyant sur le balayage fréquentiel.

Conclusion

En considération de l'étude bibliographique préalable, l'adoption du balayage fréquentiel se profile comme une solution prometteuse pour réduire la complexité des systèmes d'émission-réception, particulièrement dans le cadre de l'imagerie en champ proche. Il est également à noter que la mise en œuvre de cette technique peut se faire à un coût raisonnable, en grande partie grâce à la maîtrise des procédés de fabrication des guides d'onde conventionnels. Par la suite, une analyse d'une autre approche de multiplexage basée sur la diversité fréquentielle générée par la propagation d'onde dans des milieux complexes sera entreprise. Cette approche d'imagerie computationnelle vise à atteindre les mêmes objectifs que ceux évoqués pour le balayage fréquentiel, à savoir la réduction de la complexité des systèmes. Une étude bibliographique sera effectuée afin d'identifier et répertorier les travaux pertinents visant à aborder cette problématique. Cependant, avant d'entamer cette étude, une brève introduction du concept de l'imagerie computationnelle sera réalisée.

1.5.3 Imagerie computationnelle à diversité fréquentielle

Introduction

L'acquisition comprimée est un domaine d'étude où il s'agit de réduire le nombre de mesures requises pour l'acquisition d'un signal. L'un des premiers travaux à poser les bases théoriques de ce principe a permis la reconstruction d'images à l'aide d'un

système optique qui repose sur l'encodage à l'aide de masques perforés comportant des motifs aléatoires, permettant ainsi l'utilisation d'un seul détecteur optique [66], [67]. En 2006, Emmanuel Candes a proposé une démonstration mathématique établissant que la reconstruction d'un signal $s \in C^N$, composé d'un ensemble de $|T|$ pics aléatoirement distribués $s(t) = \sum_{\tau \in T} s(\tau)\delta(t - \tau)$, peut être réalisée en utilisant un nombre d'échantillons fréquentiels de l'ordre de $|T|\log(N)$ [68]. Cette démonstration s'étend à plusieurs situations de dimensions supérieures, permettant, par exemple, la reconstruction d'une image à partir d'échantillons fréquentiels incomplets, où T désigne les composantes indépendantes de l'image qui peuvent être récupérées à l'aide d'un signal sous-échantillonné, selon la formule précédemment présentée.

Des travaux reposant sur ces études ont permis la réalisation de démonstrateurs ayant la capacité de physiquement encoder des images et d'inverser cette opération dans la couche algorithmique. Une étude réalisée par l'université de Rice publiée en 2006 a permis la mise au point d'une caméra utilisant un seul pixel pour la reconstruction d'une image (Fig. 1.22a) [69]. Le composant principal responsable de la compression est une matrice 1024×768 de microfacettes réfléchissantes fabriquées par Texas instrument. La direction des surfaces de ce dernier est individuellement contrôlée pour soit être dirigée vers le capteur, soit une autre direction. Avec un tel dispositif, il est possible d'appliquer des masques aux ondes lumineuses issues de la scène à imager incidentes sur le composant réfléchissant qui sont considérées mathématiquement comme des matrices aléatoires binaires. Une lentille est ensuite utilisée pour focaliser les rayons lumineux réfléchis par ce composant compressif sur une photodiode. Le signal en sortie de cette dernière est amplifié, échantillonné et traité pour la reconstruction de l'image. Ce processus nécessite la réalisation de plusieurs mesures en utilisant différents masques. Ces derniers doivent impérativement être sauvegardés pour permettre d'inverser le processus de compression. Pour les résultats montrés dans Fig. 1.22c, 1600 mesures ont été réalisées pour la reconstruction d'une image de 4096 pixels.

Cette architecture reste intéressante et montre une application de la théorie de l'acquisition comprimée. D'autres approches ont été investiguées, démontrant la viabilité de l'utilisation de dispositifs à diversité fréquentielle pour générer des distributions de champ aléatoires projetées sur une scène imagée. Ces distributions, comparables aux masques précédemment évoqués, varient en fonction de la fréquence d'alimentation du dispositif, ce qui permet l'acquisition et la reconstruction d'images au moyen d'algorithmes computationnels [70]. L'usage de tels dispositifs permet de s'affranchir de tout déplacement mécanique ou composant actif pour la génération des distributions de champs orthogonaux requises pour le succès d'une expérience d'imagerie.

Afin de tirer parti des capacités de multiplexage de ces dispositifs de diversité fréquentielle, il est essentiel d'appliquer des techniques de retournement temporel pour récupérer

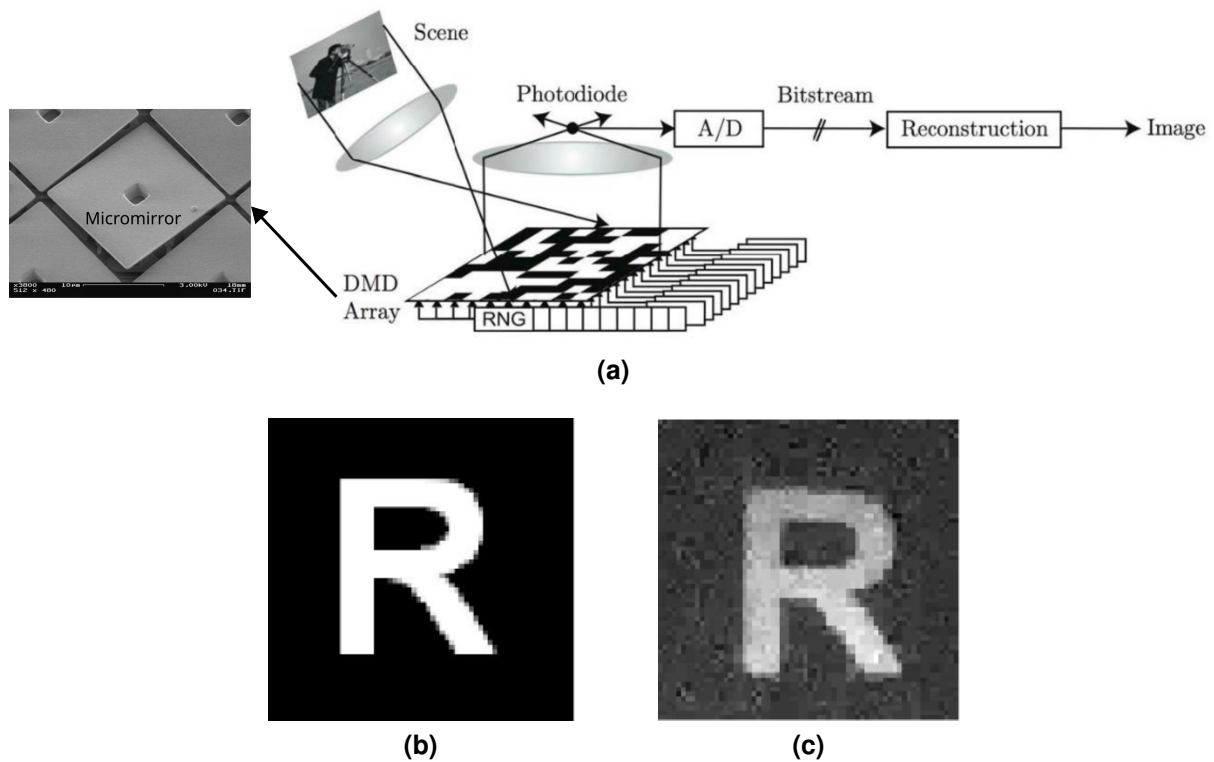


Figure 1.22: Système d'imagerie optique se basant sur l'acquisition compressive [69] : (a) Architecture de la caméra monopixel. (b) Image 64×64 avec une caméra classique. (c) Image 64×64 réalisé en utilisant la caméra monopixel.

le signal après sa propagation dans un environnement réverbérant. Un modèle théorique décrivant une telle méthode a été publié en 1992 par l'institut Langevin qui permet la focalisation spatio-temporelle d'une forme d'onde ultrasonique propagée dans un milieu réverbérant [71]. Il a fallu attendre 1997 pour la parution d'une publication montrant sa faisabilité dans le domaine de l'acoustique [72]. Pour cette expérience un disque en silicium (wafer) est utilisé comme milieu réverbérant pour valider le modèle précédemment établi. Ainsi, grâce à ces découvertes, il a été envisagé par des équipes de recherche dans l'imagerie acoustique de l'institut de Langevin de tirer parti des propriétés d'une cavité chaotique pour l'implémentation de l'imagerie basée sur le retournement temporel [73].

Imagerie acoustique avec une cavité réverbérante

La première étude abordée est publiée en 2005 par l'institut Langevin, ces travaux ont permis la conception d'une cavité réverbérante dans le domaine de l'acoustique pour la reconstruction d'images tridimensionnelles (Fig. 1.23) [73], [74]. À cet effet, une cavité réverbérante a été fabriquée à partir d'un bloc cubique en aluminium (Fig. 1.23a).

Celle-ci incorpore une troncature de forme sphérique de l'un de ces sommets, ce qui permet d'établir des conditions aux limites favorables pour l'installation d'une distribution modale homogène. Une des faces de cette cavité est couverte de 31 transducteurs piézoélectriques permettant la génération d'onde acoustique d'une fréquence de 1,5 MHz. Pour l'émission des ondes générées par ce milieu réverbérant, une face de ce dernier est en contact avec le milieu de propagation comportant l'objet à imager. Une calibration du système est requise pour la reconstruction de la forme de cet objet. Celle-ci consiste en plusieurs mesures d'ondes émises par la cavité réalisée selon une grille spatiale dans le milieu de propagation. Le but de cette opération est de définir la matrice de transfert du dispositif, permettant d'appliquer des algorithmes de retournement temporel [75] pour la focalisation des ondes acoustiques sur le plan objet et permettre de sonder sa forme (Fig. 1.23b). L'intérêt de cette approche d'imagerie ultrasonique compressive est la réduction drastique du nombre de transducteurs piézoélectriques et de chaînes d'émission-réception qui leur est associé.

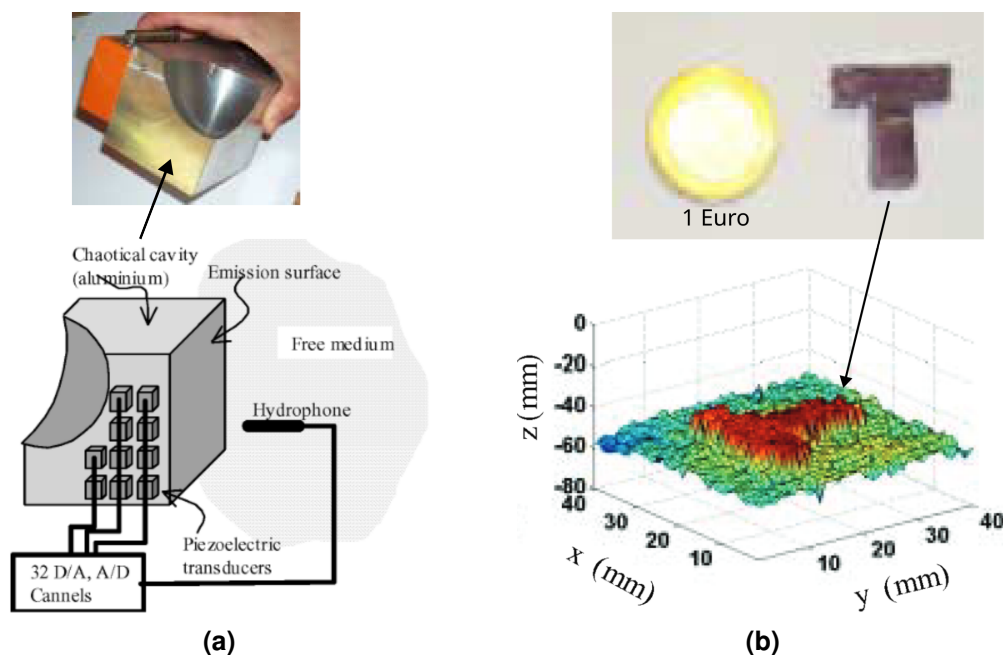


Figure 1.23: Démonstrateur d'imagerie compressive ultrasonique reposant sur l'usage d'une cavité réverbérante [73], [74] : (a) Architecture de l'imageur ultrasonique compressif. (b) Reconstruction d'une image d'un objet en forme de T.

Imagerie radar utilisant des dispositifs à diversité fréquentielle

L'usage des dispositifs de multiplexage analogique reposant sur la diversité fréquentielle dans le domaine de l'imagerie en champ proche est principalement motivé par la

réduction du nombre de chaînes actives du système. Les études bibliographiques qui suivent se pencheront sur les dispositifs capables de manifester cette propriété à travers l'émission de distributions spatiales aléatoires de champs qui varient en fonction des fréquences d'alimentation (Fig. 1.24a). Cela se traduit par une matrice de transfert \mathbf{H} du système présentant une diversité spatiofréquentielle qui se manifeste par des faisceaux aléatoires déterministes balayant la scène (Fig. 1.24b). Cette caractéristique peut être exploitée dans le cadre de l'imagerie pour l'encodage spatiofréquentiel de la réflectivité de la scène. Contrairement au cas de l'antenne à balayage fréquentiel, ce dispositif permet d'allouer toute la bande fréquentielle à une direction spatiale donnée, surmontant ainsi les limitations de résolution en profondeur observées dans le dispositif précédemment mentionné.

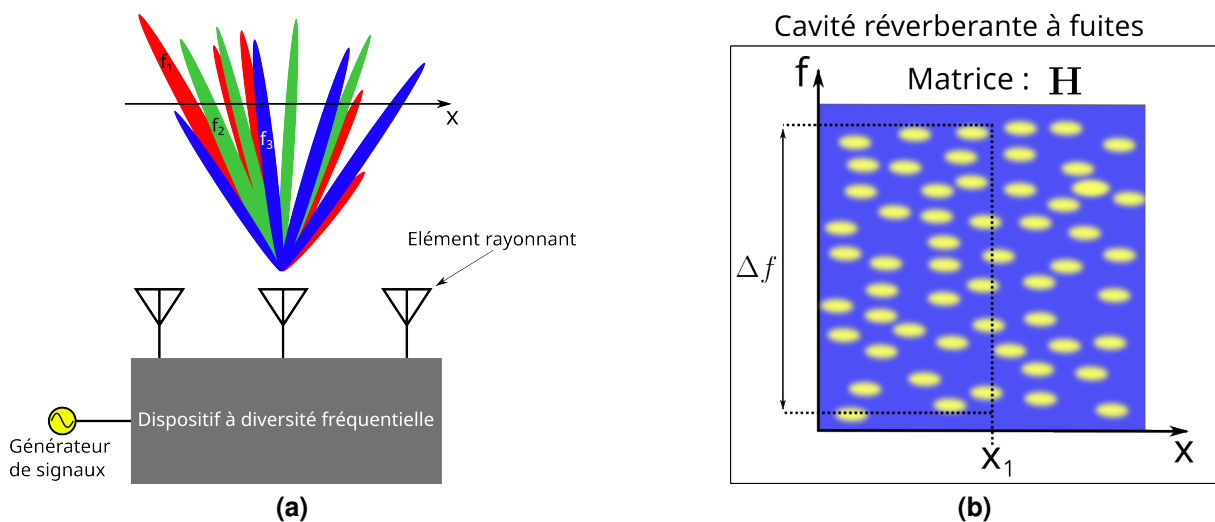


Figure 1.24: (a) Champ émis par un dispositif à diversité fréquentielle. (b) Représentation de la matrice de transfert du dispositif à diversité fréquentielle suivant l'axe x .

Imagerie compressive microonde avec une cavité réverbérante

La première expérience de retournement temporelle en électromagnétisme avec une cavité réverbérante a été menée par l'institut de Langevin, travaux publiés en 2004 [76]. Le succès de la preuve de concept mentionnée précédemment a encouragé la considération de l'application de cette technique dans le domaine des télécommunications. Cette approche consiste en la création d'un canal entre deux antennes dans un milieu fortement réverbérant à travers l'usage de techniques de retournement temporel [77]. Ces travaux ont permis d'envisager la création de plusieurs canaux orthogonaux dans un milieu réverbérant. Ce principe a inspiré la notion de multiplexage analogique introduite dans les travaux publiés par XLIM en 2012 où une cellule réverbérante est utilisée

pour la création de canaux orthogonaux dans la bande 2-5 GHz acheminant les signaux émis par les quatre antennes Vivaldi composant le réseau d'émission (Fig. 1.25) [78]. La formation de faisceau en utilisant ce montage a été démontrée en appliquant des algorithmes de retournement temporel [76]. La réussite de cette opération repose sur la mesure préalable des fonctions de transfert des canaux formés dans le dispositif réverbérant essentiel pour l'exécution de l'algorithme de retournement temporel. Cette mesure est réalisée grâce à un ARV à travers l'acquisition du coefficient de transmission entre l'entrée et chaque sortie de la cellule réverbérante. Ainsi grâce à cette procédure couplée à des algorithmes de reconstruction basés sur le retournement temporel, il a été prouvé qu'il était possible de localiser deux cibles positionnées à 3 m et 5 m de distance en utilisant une unique voie d'émission d'un ARV pour piloter 4 antennes (Fig. 1.25b). La réception des signaux réfléchis est réalisée grâce à une antenne Vivaldi connectée au deuxième port de ce même instrument. Dans la suite, une approche alternative basée sur l'utilisation de metasurfaces est présentée. Cette approche est examinée, car elle pourrait constituer une solution viable pour réduire le nombre de chaînes d'émission-réception.

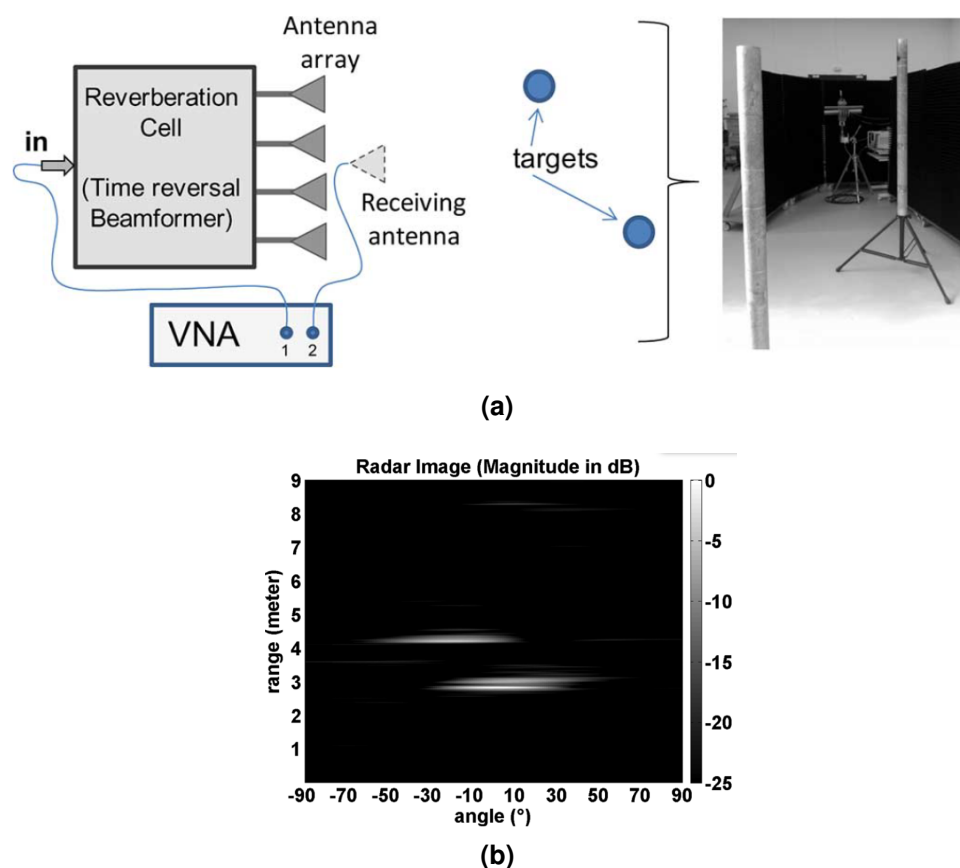


Figure 1.25: Un imageur radar utilisant une cavité réverbérante à fuites [78] : (a) Architecture et banc expérimental (b) Détection de la position de deux poteaux métalliques dans une scène.

Imagerie compressive avec une métasurface

L'université de Duke a publié en 2013 une approche basée sur des éléments rayonnants dits "complementary electric-inductor-capacitors" (cELC) résonants à des fréquences spécifiques [79]. En distribuant uniformément ces éléments optimisés pour différentes fréquences sur la surface d'une ligne microruban et en alimentant cette structure avec un signal modulé en fréquence, il a été reporté dans une première étude que celle-ci émet des distributions de champs aléatoires (Fig. 1.26a) [70]. Un prototype de la métasurface mentionnée précédemment a été conçu avec 40 éléments rayonnants alimentés à travers un unique port montrant l'intérêt de cette technique. Un démonstrateur d'imagerie incorporant cette métasurface a été développé où l'antenne à diversité fréquentielle est utilisée comme récepteur permettant d'introduire un filtrage spatial aléatoire dépendant de la fréquence. Pour assurer l'éclairage uniforme de la scène, une antenne cornet à faible gain est utilisée en émission. La génération des signaux rayonnés ainsi que l'acquisition et la numérisation de ceux reçus sont réalisées en utilisant un ARV. Le démonstrateur décrit précédemment a permis de reconstruire des images bidimensionnelles d'une cible en mouvement avec une résolution angulaire azimutale de $1,7^\circ$ et 4,5 cm en profondeur avec un taux de rafraîchissement de 10 images par seconde (Fig. 1.26b). Les résultats obtenus par l'étude précédemment

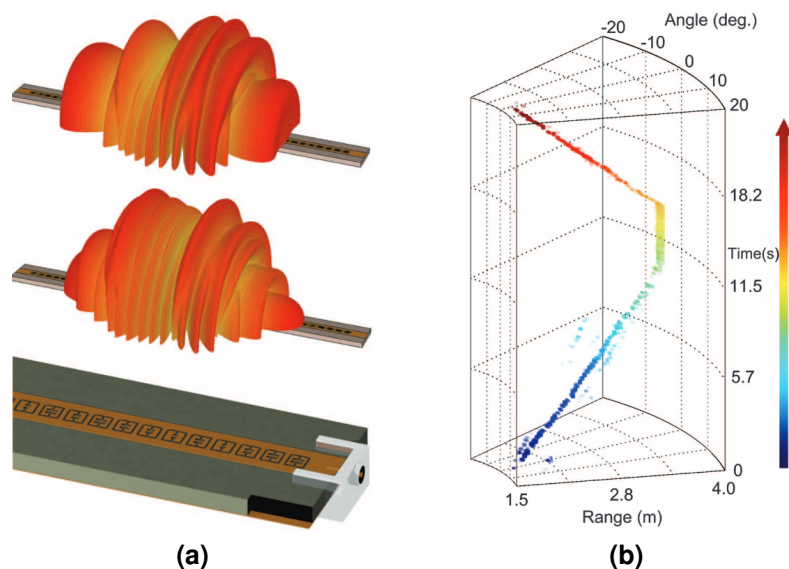


Figure 1.26: Système d'imagerie reposant sur l'usage d'une métasurface à diversité fréquentielle pour la compression des signaux reçus : (a) Métasurface capable de créer un filtrage spatial dépendant de la fréquence. (b) Localisation d'un objet en mouvement avec un taux de rafraîchissement de 10 Hz [70].

citée ont permis d'envisager l'usage de cette structure dans le cadre de l'imagerie

corporelle pour la détection d'armes dissimulée sous les habits d'un individu. Pour cela un dispositif similaire a été conçu où les mêmes éléments rayonnants sont distribués sur la surface d'un guide d'onde bidimensionnel. Les travaux publiés en 2015 par l'université de Duke abordés ensuite ont permis la réalisation d'un démonstrateur dans la bande 18–26,5 GHz se basant sur l'approche décrite précédemment (Fig. 1.27) [80]. À cet effet, un guide d'onde bidimensionnel carré mesurant 18 cm de côté est réalisé en utilisant un substrat métallisé double face. Sur sa face avant, une multitude d'éléments rayonnants cELC sont distribués aléatoirement, chacun résonnant à une fréquence aléatoire dans la bande 18-26,5 GHz (Fig. 1.27a). Le prototype d'imagerie mis en œuvre dans ces travaux est composé de 6 métasurfaces identiques. Celles-ci sont alimentées en émission et en réception. Ainsi 3030 acquisitions sont réalisées pour 101 fréquences différentes dans le cadre d'une mesure permettant l'imagerie d'une scène composée de patches métalliques de différentes formes. Le démonstrateur précédemment décrit a permis la reconstruction d'une image 3D (Fig. 1.27b) représentative de la scène située à 60 cm des panneaux rayonnants.

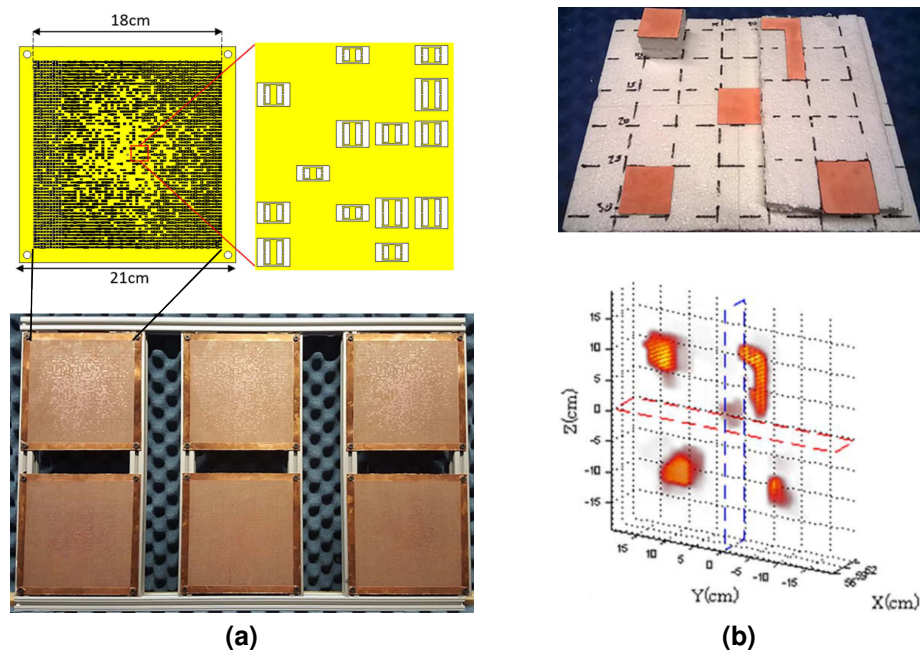


Figure 1.27: Démonstrateur d'imagerie compressive [80] : (a) 6 métasurfaces planaires composées d'éléments rayonnants couplés à une cavité réverbérante. (b) Imagerie d'une scène contenant différents patches métalliques.

Imagerie avec une cavité réverbérante à fuites

Le laboratoire XLIM a continué ces travaux sur la cavité réverbérante à fuites en partenariat avec l'université de Duke donnant lieu à une publication en 2015 [81].

Cette étude a démontré que l'utilisation d'un tel dispositif permet de diminuer à la fois le coût et la complexité des systèmes par rapport aux métasurfaces mentionnées précédemment, tout en évitant les pertes importantes générées par l'utilisation des cELC. Ces avantages découlent du facteur de qualité composite élevé de la cavité utilisée, permettant de se passer de l'utilisation de ces éléments rayonnants complexes tout en maintenant un faible niveau de corrélation entre les distributions de champs émises. Cette caractéristique est principalement attribuable à la haute diversité modale des champs qui peuvent être établis dans ces dispositifs résonnants. Ces travaux ont mené au développement d'un démonstrateur pouvant tirer profit des propriétés compressives d'une cavité réverbérante à des fins d'imagerie [81]. Cette dernière consiste en une cavité parallélépipède rectangulaire creuse conçue pour opérer dans la bande 17,5-26,5 GHz. Ce prototype est réalisé en polymère grâce à une imprimante 3D et métallisé en utilisant une fine couche de cuivre. Une des faces de celle-ci est couverte de 18×18 iris circulaires couplés à la cavité régulièrement espacés formant un réseau de sources bidimensionnel (Fig. 1.28a).

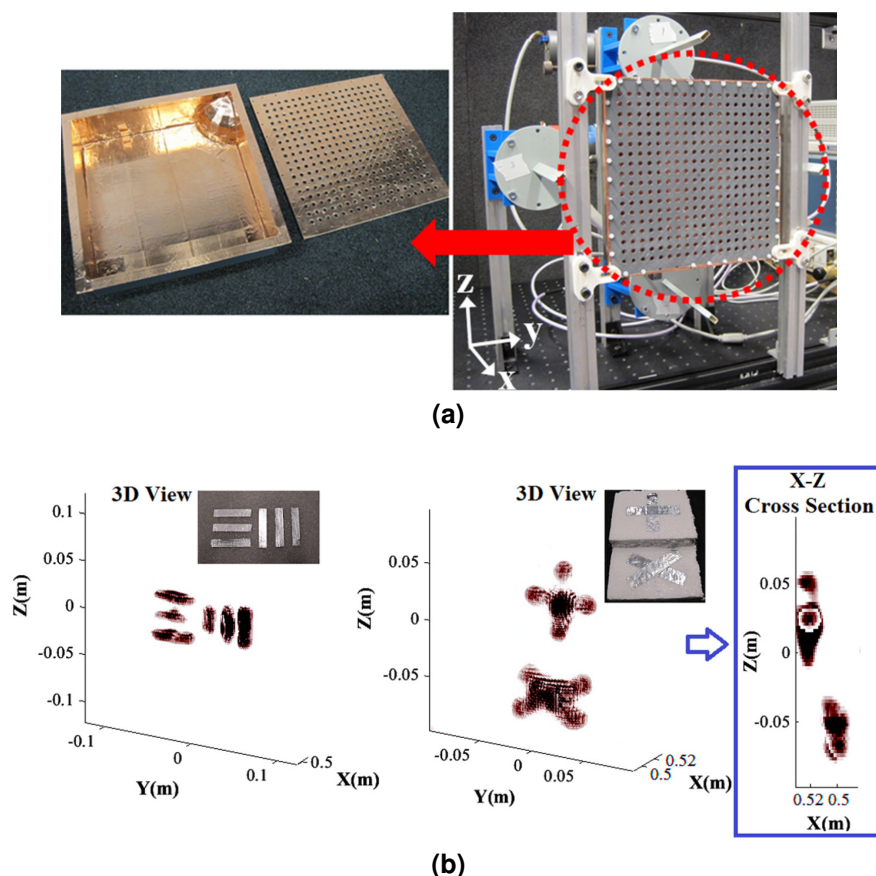


Figure 1.28: Système d'imagerie utilisant une cavité réverbérante à fuites : (a) Aperçu sur la cavité réverbérante et son intégration dans un banc d'imagerie. (b) Image de motifs métalliques réalisés grâce à l'usage d'une cavité réverbérante [81].

Ce dispositif est utilisé comme émetteur piloté par un port d'un ARV à travers deux ports WR-42 permettant une liaison entre la cavité et l'instrument. La réception des signaux réfléchis par la scène est assurée par 4 antennes à guide d'onde rectangulaire ouvert WR-42 liées à un deuxième port de l'ARV grâce à un commutateur mécanique. Le système conçu a permis la reconstruction d'images radar haute résolution d'une scène comportant des motifs métalliques (Fig. 1.28b). La réussite de cette opération repose sur la caractérisation du rayonnement du dispositif compressif. Dans le cadre de cette étude, cette mesure a été réalisée en utilisant un scanner millimétrique couplé à des algorithmes reposant sur le principe des surfaces équivalentes pour la propagation numérique des champs [82].

Cette étude a permis d'établir et consolider un mode opératoire permettant d'exploiter les propriétés compressives d'une cavité réverbérante à fuites en utilisant un scanner de champ proche [80].

Imagerie computationnelle polarimétrique

Les travaux qui seront présentés dans la suite, publiés en 2017, sont l'évolution de l'étude précédente où le même concept est utilisé pour la mise en œuvre d'un démonstrateur d'imagerie polarimétrique dans la bande 17,5-26,5 GHz (Fig. 1.29) [83]. La cavité remplie d'air développée pour ces travaux consiste en un parallélépipède rectangle en aluminium ayant les dimensions internes $15,2 \times 28,5 \times 28,5 \text{ cm}^3$. Une sphère métallique est insérée à l'intérieur de cette cavité pour améliorer la diversité modale dont est capable ce dispositif [84]. Une face de cette cavité est couverte d'iris circulaires distribués pseudoaléatoirement sur une grille uniforme (Fig. 1.29a). Concernant l'alimentation en signal RF de la cavité, deux ports sont utilisés pour exciter deux polarisations orthogonales grâce à un ARV. Ainsi en appliquant un algorithme d'inversion, des images polarimétriques sont reconstruites en utilisant les signaux fréquentiels mesurés par l'instrument (Fig. 1.29c). Comme pour les travaux précédents [80], [81], [85], une caractérisation en rayonné est requise. Celle-ci nécessite l'usage d'un scanner millimétrique associé à des techniques de propagation numérique en champ proche s'appuyant sur la méthode d'approximation dipolaire abordée dans les travaux précédemment cités (Fig. 1.29b) [80].

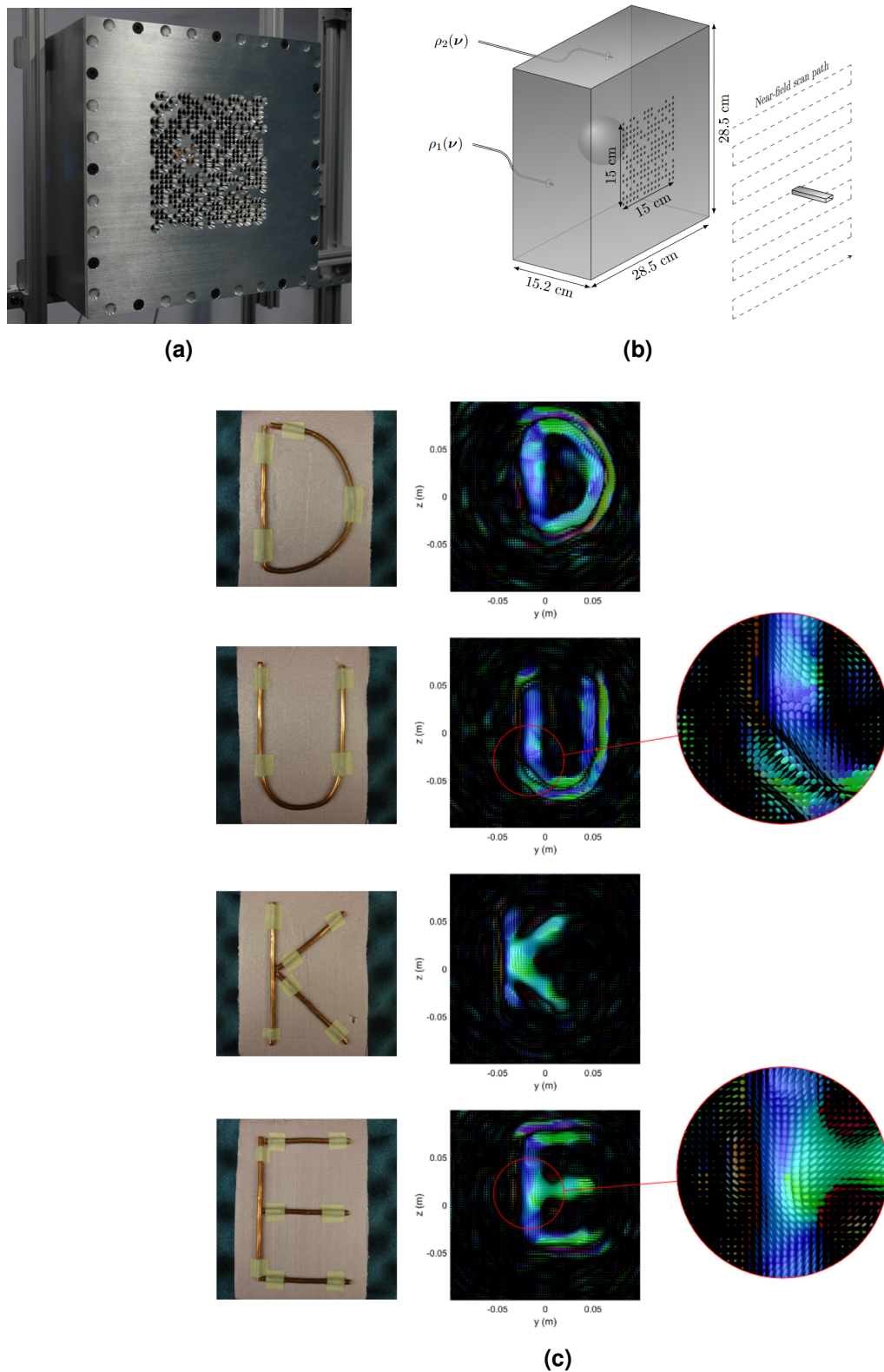


Figure 1.29: Système d'imagerie computationnelle polarimétrique utilisant une cavité réverbérante à fuites [83] : (a) Face avant de la cavité comportant les iris pseudoaléatoirement distribués. (b) Caractérisation de la cavité en utilisant un scanner millimétrique. (c) Image polarimétrique des lettres DUKE.

Optimisation de la diversité modale des champs émis

L'université de Duke a continué le développement du concept à travers une publication parue en 2022 de travaux menés sur l'intégration d'éléments rayonnants reconfigurables grâce à des diodes sur une cavité réverbérante (Fig. 1.30) [85], [86]. Cette approche va permettre de contrôler individuellement l'état des éléments rayonnants permettant de générer des distributions de champs différentes à la même fréquence, augmentant ainsi la diversité des diagrammes rayonnés. Une métasurface à ouverture rayonnante dynamique a été mise au point en intégrant les éléments précédemment décrits sur la surface d'une cavité similaire à celle utilisée dans les travaux précédemment cités. Pour la mise au point d'un démonstrateur d'imagerie radar, 6 de ces métasurfaces capables de rayonner des distributions aléatoires de champs utilisées en émission sont associées au même nombre d'antennes à guide d'onde rectangulaire ouvert en réception (Fig. 1.30a). Ainsi en associant la diversité fréquentielle qu'offre la cavité aux masques d'éléments reconfigurables, des images d'objet métalliques ont été reconstruites avec des résolutions de 3,9 cm, 1,6 cm et 2,4 cm suivant respectivement l'axe x, y et z (Fig. 1.30b). Bien que cette architecture soit efficace, elle reste complexe

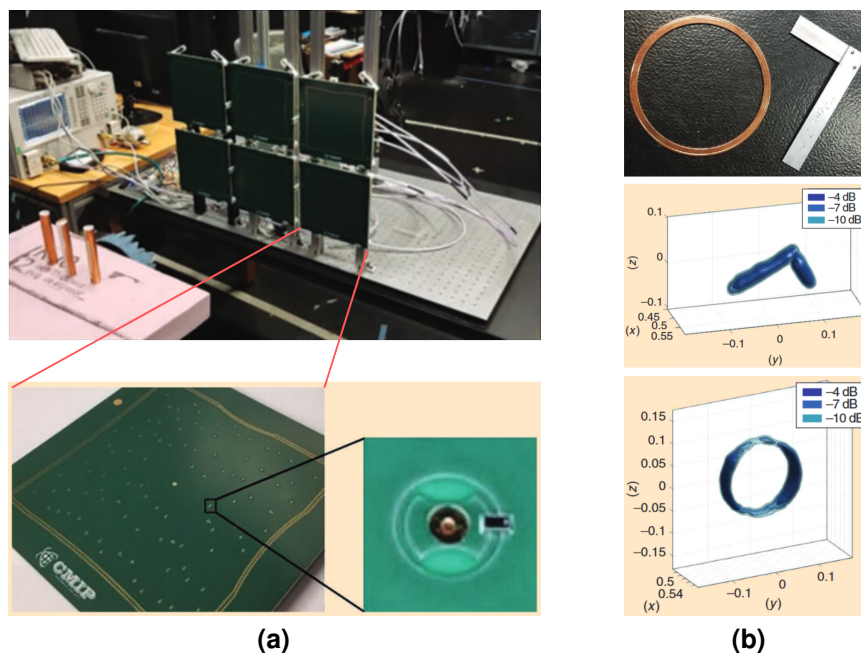


Figure 1.30: Système d'imagerie reposant sur l'usage de panneaux métasurfaces [86] : (a) Panneaux de métasurfaces incorporant des éléments rayonnants couplés à une cavité réverbérante. (b) Reconstitution d'images d'objets métalliques.

à réaliser à cause de l'intégration des diodes pin permettant de contrôler l'état des éléments rayonnants sur la surface de la cavité. En effet ces dernières ont besoin d'être

polarisées indépendamment, ce qui mène à la conception de circuit de polarisation constitué de composants numériques permettant de contrôler l'état des diodes. Une autre méthode pouvant améliorer la diversité modale des distributions de champs émises par la cavité est l'usage d'une lentille diélectrique placée sur l'ouverture rayonnante. L'étude présentée dans la suite publiée en 2020 par Queen's University Belfast fait usage de cette technique pour améliorer les performances d'un système d'imagerie simulé utilisant une cavité réverbérante à fuites (Fig. 1.31) [87].

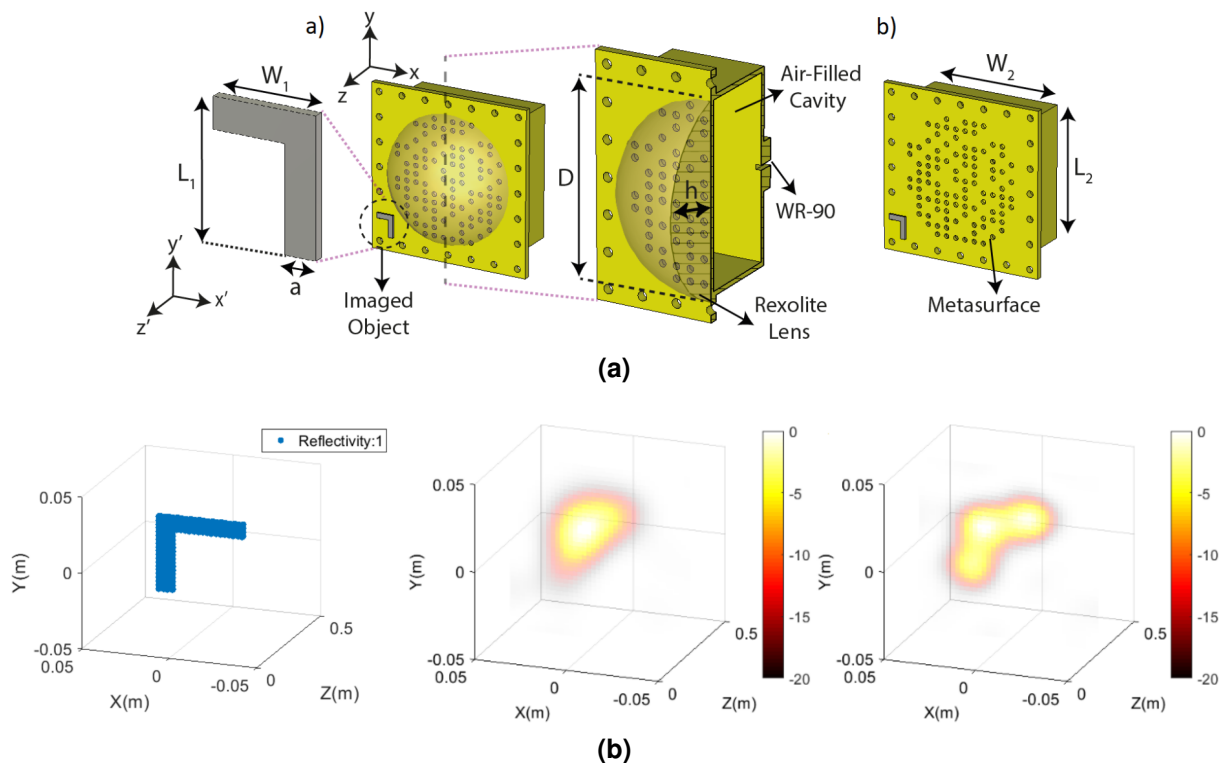


Figure 1.31: Simulation en imagerie d'une structure réverbérante à fuites avec et sans lentille : (a) Architecture de la cavité comportant une ouverture rayonnante circulaire avec une lentille. (b) La comparaison dans un contexte d'imagerie entre une cavité utilisant une lentille et sans lentille.

Le dispositif compressif consiste en une cavité métallique parallélépipède rectangle alimenté en utilisant un guide d'onde WR-90. Une de ces faces comporte des iris pseudoaléatoirement distribués dans le cadre d'une ouverture rayonnante de formes circulaires avec un diamètre de 0,4 m. La nouveauté de ces travaux consiste en l'ajout d'une lentille en Réxolite ($\epsilon_r = 2,53$ et $\tan \delta = 10^{-3}$) circulaire du même diamètre sur cette surface rayonnante (Fig. 1.31a). L'ajout de cette dernière a permis d'améliorer l'orthogonalité des distributions de champs émises par le dispositif compressif en fonction de la fréquence. Une simulation permettant la reconstruction d'un objet métallique en forme de L situé à 35 cm du dispositif a été réalisée dans le but de

comparer les performances du système avec et sans la lentille diélectrique (Fig. 1.31b). Cette simulation a confirmé les résultats obtenus grâce à l'étude des distributions des champs émis par le dispositif ou l'objet imagé est mieux représenté par le système incorporant une lentille (Fig. 1.31b).

Tout comme les travaux précédemment cités, pour faire usage de cette méthode, un scan de champ proche est nécessaire [81], [83], [88].

1.6 Conclusion du chapitre

La première partie de ce chapitre a été consacrée à l'introduction des principales technologies utilisées dans le domaine radar en relation avec le contexte de cette thèse. Cette section a permis de présenter brièvement les concepts théoriques nécessaires pour aborder la partie dédiée à l'état de l'art. La section suivante a été dédiée à une étude bibliographique des systèmes d'imagerie courte portée destinés à des applications de sécurité. Elle a commencé par la présentation des travaux pionniers dans ce domaine, ayant abouti à la commercialisation de systèmes de sécurité. Cette présentation a mis en lumière les techniques utilisées pour le développement des systèmes d'imagerie microondes permettant une transition fluide des prototypes de laboratoire vers des produits commercialisables. Cependant, l'étude de ces travaux a également révélé les inconvénients des technologies et architectures examinées. Parmi ces inconvénients figure la complexité de ces approches, reposant sur un grand nombre de chaînes d'émission-réception, entraînant des coûts élevés et l'incapacité d'atteindre des taux de rafraîchissement d'image en temps réel (supérieurs à une image par seconde). Ces inconvénients entravent le déploiement à grande échelle de ces systèmes. Cette section a également présenté des travaux de recherche proposant des solutions et des démonstrateurs répondant à ces problématiques. Au cours de cette étude, il est apparu que des techniques de multiplexage analogique pourraient constituer une solution envisageable à ces problèmes.

La deuxième section de ce chapitre a consisté en une étude bibliographique des techniques de multiplexage analogique, notamment le balayage fréquentiel et l'utilisation de cavités réverbérantes dans un contexte d'imagerie en champ proche. Cette section s'est divisée en deux parties distinctes. La première partie s'est concentrée sur les travaux menés dans le domaine de l'imagerie corporelle utilisant une antenne à balayage fréquentiel. Les travaux présentés ont montré la faisabilité de cette solution en proposant des démonstrateurs d'imagerie corporelle. Cependant, l'examen de la littérature a révélé qu'aucun démonstrateur développé n'était capable de reconstruire des images avec un taux de rafraîchissement constant d'une image par seconde. La deuxième partie de cette section s'est focalisée sur l'étude de la littérature concernant l'utilisation de

cavités réverbérantes à fuites. Plusieurs études ont proposé l'usage de cette technique pour le développement de systèmes intégrant peu de chaînes actives. Cette approche repose sur l'utilisation d'une cavité réverbérante à fuites pour la mise en œuvre du multiplexage analogique des signaux reçus. Ce dispositif, qui consiste en une cavité métallique creuse ou intégrée dans un substrat, est peu complexe et économique par rapport à l'utilisation de réseaux d'antennes pilotés par des chaînes actives, ce qui en fait une méthode viable en accord avec les objectifs de cette thèse. Plusieurs études ont présenté des systèmes capables de reconstruire des images de scènes en utilisant une cavité réverbérante à fuites. Cependant, ces expérimentations ont été réalisées en utilisant des équipements de laboratoire (ARV) pour la mesure des signaux radar, ce qui limite les capacités des démonstrateurs réalisés, en particulier en ce qui concerne le temps d'acquisition. En effet, aucune étude n'a encore décrit un système utilisant une cavité réverbérante à fuites capable d'effectuer l'imagerie 3D en temps réel.

L'objectif de ces travaux est donc de mettre en œuvre une preuve de concept expérimentale permettant l'utilisation d'un dispositif de multiplexage analogique pour la mise en place d'un banc de mesure en temps réel utilisant des chaînes d'émission-réception homodynes proposées par l'entreprise MC2-Technologies. Pour atteindre cet objectif, une première étude sera réalisée pour dimensionner une antenne à balayage fréquentiel et une cavité réverbérante à fuites pour permettre la reconstruction d'images bidimensionnelles avec une résolution de $3,28^\circ$ et un champ de vision d'environ 30° . Ensuite, une étude comparative en simulation sera réalisée afin d'évaluer les résultats obtenus avec les deux dispositifs. En fonction des conclusions tirées de cette comparaison, l'un des deux dispositifs sera sélectionné pour être fabriqué, caractérisé, et intégré dans un banc de mesure d'imagerie en champ proche.

2

Comparaison entre une antenne à balayage fréquentiel et une cavité réverbérante à fuites

Sommaire

2.1	Introduction	65
2.2	Formalisme d'imagerie computationnelle	67
2.3	Méthode de caractérisation des dispositifs de multiplexage analogique	71
2.4	Comparaison entre une antenne à balayage fréquentiel et une cavité réverbérante à fuites	75
2.4.1	Antenne à balayage fréquentiel	75
2.4.2	Cavité réverbérante à fuites	80
2.4.3	Simulation comparative	82
2.5	Prototypage de la cavité réverbérante à fuites	86
2.5.1	Dimensionnement	86
2.5.2	Fabrication et caractérisation de la cavité réverbérante à fuites	91
2.5.3	Conclusion de la section	94
2.6	Imagerie expérimentale en utilisant la cavité réverbérante à fuites . .	95

Chapitre 2 – Comparaison entre une antenne à balayage fréquentiel et une cavité réverbérante à fuites

2.6.1	Présentation du banc expérimental	95
2.6.2	Caractérisation en champ proche	96
2.6.3	Expérimentation d'imagerie en champ proche	98
2.6.4	Conclusion de la section	100
2.7	Conclusion du chapitre	100

2.1 Introduction

À TRAVERS l'étude bibliographique présentée dans le chapitre précédent, il a été observé que les antennes à balayage fréquentiel et les cavités réverbérantes à fuites sont des techniques qui peuvent être envisagées pour réduire le nombre de voies dans le contexte de l'imagerie en champ proche. Cependant, étant donné que ces travaux s'appuieront sur l'une de ces techniques pour la réalisation d'un imageur opérant en temps réel, il est impératif de choisir de manière objective entre ces deux approches. La première partie de ce chapitre sera consacrée à une étude comparative, consistant en la simulation des modèles théoriques des méthodes de multiplexage précédemment mentionnées, menant à l'identification de celle offrant une qualité d'image optimale. Dans cette perspective, un formalisme d'imagerie computationnelle commun aux deux méthodes choisies est établi, permettant ainsi la reconstruction d'images en utilisant une architecture générique intégrant un multiplexeur analogique. Une méthode de caractérisation basée sur l'approximation dipolaire sera également introduite [89], essentielle pour l'exploitation du prototype fabriqué. Ces études visent à créer un cadre de simulation garantissant la comparabilité des deux approches en utilisant les mêmes algorithmes, ce qui permettra d'isoler l'effet de la technique de multiplexage analogique dans la simulation et de définir les caractéristiques des images reconstruites pour chacune des deux approches.

Par la suite, les phases de dimensionnement, de conception et de fabrication du dispositif choisi à l'issue de la comparaison en simulation seront présentées, suivies d'une caractérisation du prototype fabriqué pour garantir sa conformité aux caractéristiques souhaitées.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre portera sur l'intégration du prototype fabriqué dans un démonstrateur d'imagerie, qui permettra de comparer les résultats expérimentaux obtenus avec ce dispositif au modèle théorique précédemment développé. Cette phase vise à confirmer la validité des résultats obtenus grâce au simulateur numérique, ainsi qu'à vérifier la faisabilité du prototype fabriqué et ses capacités en matière de multiplexage analogique. Cette phase est cruciale pour la poursuite, car elle constituera la base du développement du démonstrateur présenté dans le prochain chapitre. Un diagramme résumant ces étapes est proposé dans Fig. 2.1 permettant de visualiser le plan de ce chapitre.

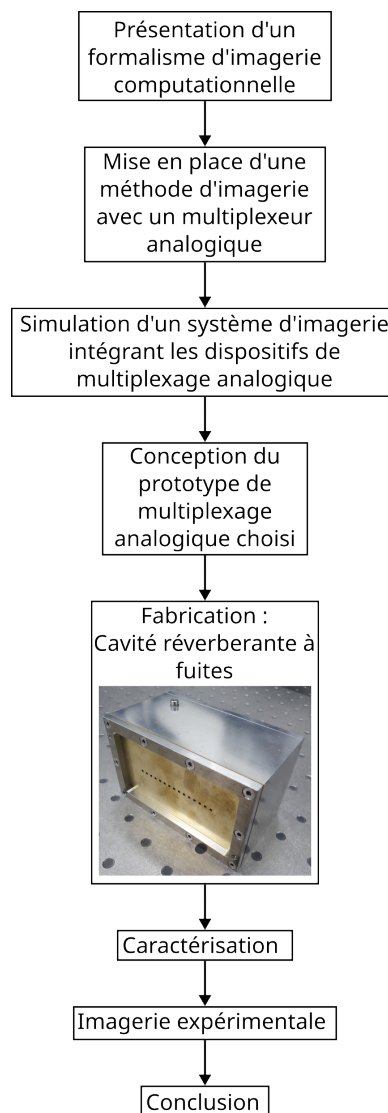


Figure 2.1: Diagramme décrivant le déroulement de ce chapitre.

2.2 Formalisme d'imagerie computationnelle

Cette section sera abordée en s'intéressant à une architecture "Multiple-Input Single-Output" (MISO) implémentée dans le cadre d'un système d'imagerie bidimensionnel (Fig. 2.2).

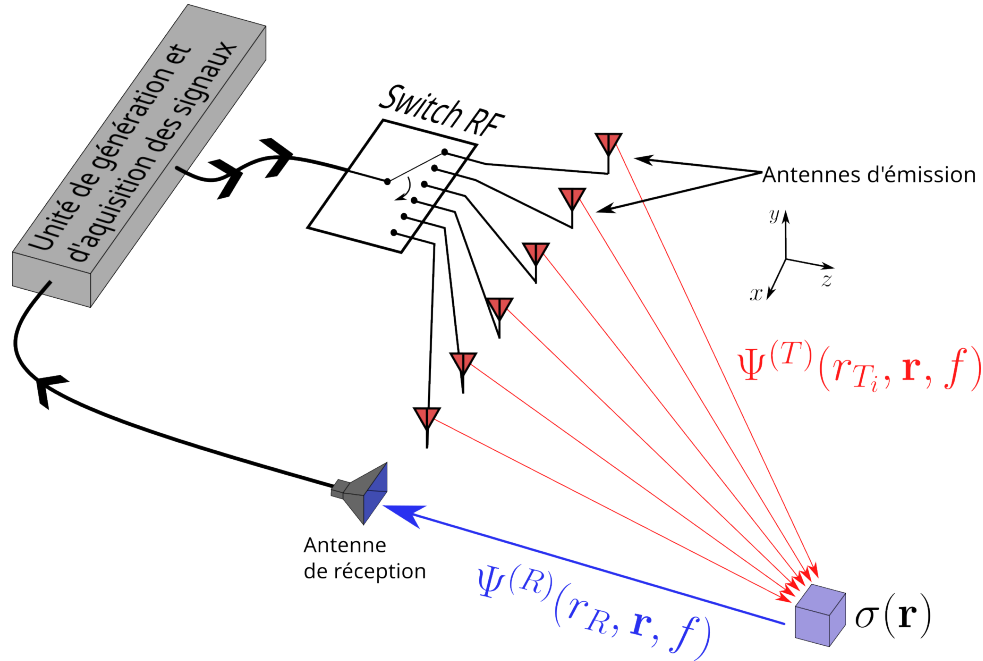


Figure 2.2: Système d'imagerie MISO 2D utilisant un commutateur, i est l'indice de l'antenne d'émission activée par ce dernier.

Ce système utilise une source de signaux unique liée à un commutateur (switch RF) permettant d'adresser indépendamment chaque antenne d'émission. L'antenne de réception quant à elle est liée au système de traitement permettant la reconstruction d'une image représentative de la scène. Le formalisme décrivant cette architecture peut être exprimé par l'intermédiaire de l'Eq. (2.1), en utilisant la première approximation de Born [90]. Il est important de noter que cette hypothèse est appliquée pour tous les algorithmes développés au cours de cette thèse :

$$s(\mathbf{r}_T, f) = \int_{\mathbf{r}} \Psi^{(T)}(\mathbf{r}_T, \mathbf{r}, f) \sigma(\mathbf{r}) \Psi^{(R)}(r_R, \mathbf{r}, f) d^3\mathbf{r} \quad (2.1)$$

avec les paramètres suivants :

- f : la fréquence.
- \mathbf{r} : le vecteur position des points interrogés de la scène.
- \mathbf{r}_T : le vecteur position des antennes d'émission (Tx).
- r_R : le vecteur position de l'antenne de réception (Rx).

- $\Psi^{(T)}(\mathbf{r}_T, \mathbf{r}, f)$: Le champ émis dans la scène par les antennes Tx considérées isotropes :

$$\Psi^{(T)}(\mathbf{r}_T, \mathbf{r}, f) = \frac{e^{-jk|\mathbf{r}_T - \mathbf{r}|}}{4\pi|\mathbf{r}_T - \mathbf{r}|} \quad (2.2)$$

avec j le nombre imaginaire et k le vecteur d'onde correspondant aux fréquences f .

- $\Psi^{(R)}(r_R, \mathbf{r}, f)$: le champ reçu de la scène par l'antenne Rx considérée isotrope :

$$\Psi^{(R)}(r_R, \mathbf{r}, f) = \frac{e^{-jk|r_R - \mathbf{r}|}}{4\pi|r_R - \mathbf{r}|} \quad (2.3)$$

- $\sigma(\mathbf{r})$: la réflectivité de la scène.
- $s(\mathbf{r}_T, f)$: le spectre complexe du signal réfléchi par la scène, émis par chaque antenne Tx.

Pour estimer une cartographie de la réflectivité d'une scène, appelée "image" dans la suite du manuscrit, un commutateur RF est utilisé pour effectuer plusieurs acquisitions qui composent le signal $s(\mathbf{r}_T, f)$. Ce signal est ensuite échantillonné en utilisant un convertisseur analogique-numérique.

Les études et les expérimentations menées dans ce chapitre sont limitées à l'imagerie bidimensionnelle en raison de leur configuration de réseau d'antennes linéaire. Ce chapitre se focalisera uniquement sur le plan (xz) (Fig. 2.2) où les études comparatives et expérimentales seront menées. La discrétisation du modèle précédemment établi (Eq. 2.1) permet le calcul du signal s_{ij} :

$$\begin{aligned} s_{ij} &= \Psi_{ijk}^{(T)} \cdot \Psi_{jk}^{(R)} \cdot \sigma_k \\ &= \Psi_{ijk} \cdot \sigma_k \end{aligned} \quad (2.4)$$

avec les paramètres suivants :

- $\Psi_{ijk}^{(T)}$: la matrice représentant l'émission avec i l'indice de l'antenne, j l'indice de la dimension fréquentielle, et k représente la dimension spatiale \mathbf{r} . Cette matrice constitue la discrétisation de la fonction $\Psi^{(T)}(r_{Ti}, \mathbf{r}, f)$.
- $\Psi_{jk}^{(R)}$: la matrice des champs reçus de la scène interrogée. Elle correspond à la discrétisation de la fonction $\Psi^{(R)}(r_R, \mathbf{r}, f)$ avec des dimensions identiques à la matrice $\Psi_{ijk}^{(T)}$.
- Ψ_{ijk} : L'opérateur de propagation complet.
- σ_k : le vecteur représentant la réflectivité de la scène interrogée avec une unique dimension spatiale r .

par vectorisation des indices i et j :

$$\mathbf{s} = \Psi \boldsymbol{\sigma} \quad (2.5)$$

où $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{n_t n_f \times 1}$, $\Psi \in \mathbb{C}^{n_t n_f \times n_r}$ et $\boldsymbol{\sigma} \in \mathbb{C}^{n_r \times 1}$, avec n_t le nombre d'émetteurs, n_f le nombre d'échantillons fréquentiels et n_r le nombre de pixels reconstruits.

L'inversion de ce modèle permet l'estimation de la réflectivité de la scène :

$$\hat{\boldsymbol{\sigma}} = \Psi^+ \mathbf{s} \quad (2.6)$$

avec \cdot^+ désignant la pseudo-inversion d'une matrice. Dans le cadre de ces travaux, cette opération est réalisée en calculant la matrice adjointe, obtenue à travers le calcul de la transposée de la conjuguée de la matrice initiale.

Cette architecture peut s'avérer efficace pour un nombre réduit d'antennes. Cependant, elle introduit une complexité et un délai d'acquisition croissants avec l'augmentation du nombre d'éléments rayonnants composant ces systèmes utilisant un commutateur. Dans l'architecture présentée dans la suite, ce composant est substitué par un dispositif de multiplexage analogique. Ce dernier éliminera la nécessité de commutation, car il permettra d'encoder passivement les signaux émis (Fig. 2.3). Cette opération permettra à la réception d'isoler numériquement les signaux provenant de chaque antenne d'émission donnant lieu à la possibilité de la reconstruction d'une image. En remplaçant un commutateur classique par le dispositif de multiplexage analogique, le modèle discret précédemment établi devient le suivant :

$$s_k = \sum_i \sum_j M_{i,k} \cdot \Psi_{i,j,k}^{(T)} \cdot \Psi_{j,k}^{(R)} \cdot \sigma_j \quad (2.7)$$

avec i pour représenter l'indice des canaux de la cavité réverbérante, j pour l'indice de la dimension spatiale, et k pour celui de la dimension fréquentielle.

Ce nouveau modèle intègre le dispositif de multiplexage analogique en incorporant les fonctions de transfert discrète $M_{i,k}$ de ces canaux. L'émission du champ par un réseau de sources connecté à ce dispositif peut être formulée comme suit : $E_{j,k}^{(T)} = \sum_i M_{i,k} \cdot \Psi_{i,j,k}^{(T)}$, se présentant sous la forme d'une matrice où la première dimension spatiale est dédiée à l'espace de propagation \mathbf{r} et la deuxième à la dimension fréquentielle. Le champ $\mathbf{E}^{(R)}$ reçu de la scène est équivalent à $\Psi^{(R)}$, car un choix d'une antenne de réception isotrope est effectué dans le but de simplifier cette introduction.

L'inversion du problème associée menant à l'estimation de la réflectivité peut s'écrire comme suit :

$$\hat{\boldsymbol{\sigma}} = \mathbf{H}^+ \mathbf{s} \quad (2.8)$$

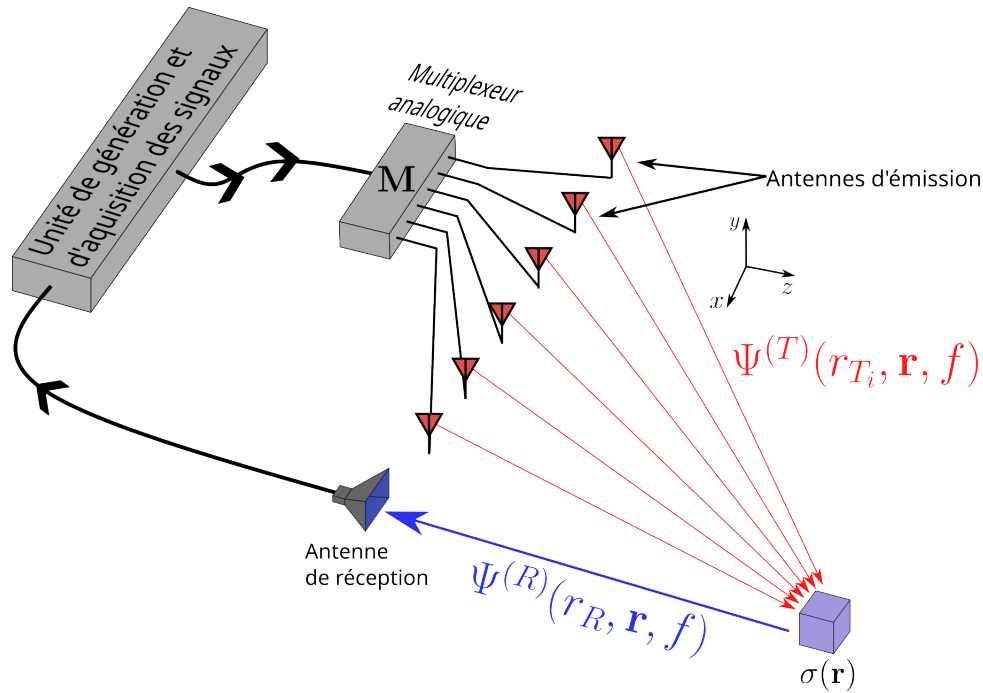


Figure 2.3: Système d'imagerie MISO 2D utilisant un dispositif de multiplexage analogique.

avec $H_{jk} = \sum_i M_{ik} \cdot \Psi_{ijk}^{(T)} \cdot \Psi_{jk}^{(R)} = E_{jk}^{(T)} \cdot E_{jk}^{(R)}$.

Pour permettre l'inversion du problème et l'accès à la réflectivité de la scène, les fonctions de transfert M_{ik} doivent être prédéfinies à travers une caractérisation expérimentale. Cette opération peut être réalisée à travers la mesure de la fonction de transfert des canaux du dispositif en utilisant un analyseur de réseaux vectoriel (ARV) connecté aux ports du dispositif de multiplexage analogique permettant de mesurer directement les fonctions de transferts discrètes [78], [91].

Cette méthode pouvant être viable peut s'avérer peu précise dans notre cas d'étude. Pour l'obtention du champ de vision (Field of View) $FoV = 40^\circ$ à une distance de 50 cm (équivalent à 40°), la distance entre les éléments rayonnants doit être $d = 4$ mm selon le calcul suivant [48] :

$$d = \frac{\lambda R}{FoV} \quad (2.9)$$

La proximité entre les éléments rayonnants restreint le choix envisageable en terme d'antennes d'émission, conduisant à la sélection d'un réseau de d'ouvertures directement couplé à la cavité pour répondre à cette contrainte. Cette option exclut l'utilisation d'un port permettant une connexion fiable entre l'instrument de mesure et la sortie des canaux de la cavité. Une mesure par couplage entre les ouvertures du réseau et une sonde peut être réalisée, mais elle introduit une incertitude de mesure non négligeable. Pour s'affranchir de ces limitations, une méthode reposant sur l'usage d'un

scanner millimétrique associé à des algorithmes d'approximation dipolaire (DDA) a été utilisée dans le cadre de ces travaux [92]. Celle-ci permettra de mesurer les champs émis par le dispositif dans un plan représenté par $\mathbf{E}^{(T)}$ dans Eq. (2.8) permettant ainsi la reconstruction de l'image.

2.3 Méthode de caractérisation des dispositifs de multiplexage analogique

Cette partie présente une procédure de caractérisation en rayonnée adaptée de la littérature qui permet de déterminer les distributions de champs émises par un dispositif de multiplexage analogique générique. Le but est de définir une matrice décrivant l'évolution du champ en fonction de la fréquence dans le plan où l'imagerie sera menée ($\mathbf{E}^{(T)}$). La première étape de cette procédure est la mesure des champs émis par le dispositif étudié. Celle-ci est réalisée à travers l'usage d'un scanner millimétrique permettant la mesure du champ proche transverse à la direction de propagation (Fig. 2.4).

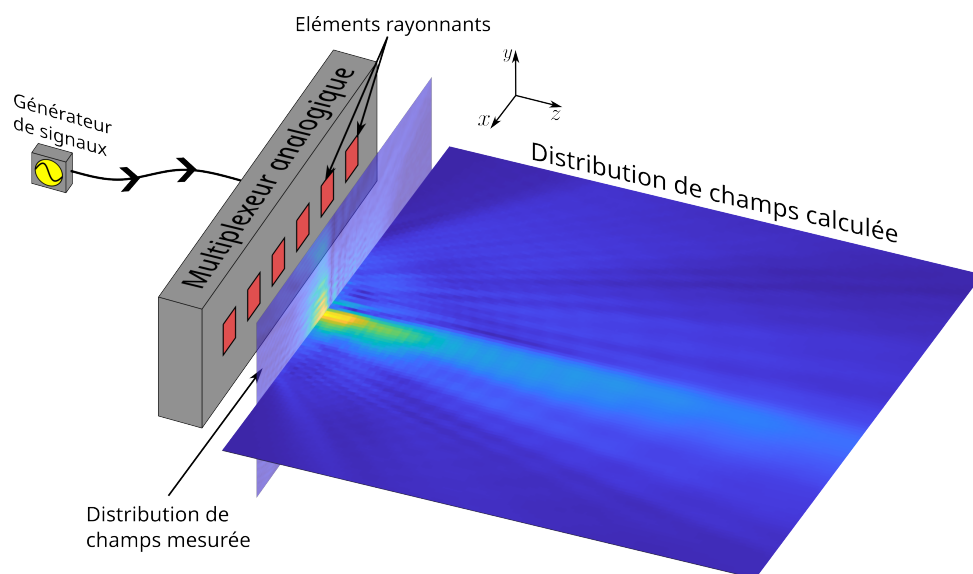


Figure 2.4: Les distributions mesurées et calculées avec l'approximation dipolaire du champ électrique émis par un dispositif de multiplexage analogique.

Étant donné que cette mesure n'est pas effectuée dans le plan où l'expérience d'imagerie sera réalisée, il est essentiel de transférer les distributions de champs mesurées vers le plan d'intérêt (xz). Cette opération peut être effectuée à l'aide d'un outil de simulation "full wave". Cependant cette technique peut s'avérer très gourmande en volume et temps de calcul, car dans notre cas la simulation est réalisée sur un volume s'approchant de 1 m^3 pour des fréquences approchant 100 GHz. C'est pour cela que notre choix

se porte sur l'approximation dipolaire (DDA), une méthode qui a déjà fait ses preuves dans le domaine de l'imagerie computationnelle [83], [87], [92]. La suite de cette section détaillera l'implémentation de cette méthode dans un algorithme de propagation numérique en champ proche.

Le modèle DDA a été utilisé initialement pour la modélisation de la diffraction d'ondes par des molécules [93]. Il a été ensuite adapté à l'astronomie où il a servi à étudier la diffusion de la lumière dans les nuages de poussière interstellaires [89]. À l'origine, ce modèle a été employé pour calculer la distribution des champs diffractés par des objets de formes arbitraires [94]. Ce processus implique la discrétisation de ces objets en plusieurs dipôles, suivie de la propagation numérique des champs émis par ces dipôles vers la zone cible. Cette méthode peut être utilisée pour les antennes où chaque élément rayonnant est décomposé en plusieurs dipôles discrets dont la somme des contributions décrit le comportement radiatif de l'antenne. Dans le cadre de ces travaux, cette méthode a été utilisée pour la caractérisation des dispositifs rayonnants, permettant de simuler la propagation des champs émis par l'ouverture rayonnante du multiplexeur analogique au plan d'intérêt (xz) à partir de mesures réalisées dans le plan (xy) (Fig. 2.4). Avant d'aborder cet algorithme, il convient de souligner qu'il est possible de mesurer directement la distribution du champ dans le plan (xz) et de l'utiliser pour les expériences d'imagerie. Cependant, cette approche présente des limitations en termes de flexibilité, car toute modification des dimensions de l'espace d'imagerie requiert une nouvelle acquisition des distributions de champ dans ce nouvel espace, ce qui s'avère chronophage, justifiant l'usage de l'approximation dipolaire (DDA). Dans les sections à venir, les différentes étapes de mise en œuvre de cet algorithme seront examinées. Ce dernier constitue une approche efficace pour la caractérisation d'antennes en champ proche. La première étape expérimentale consiste à mesurer la distribution de champs émise par le dispositif de multiplexage analogique (Fig. 2.4). Dans notre cas, elle est réalisée en utilisant un scanner cartésien permettant de déplacer une sonde de champs connectée à un ARV, ce qui permet d'effectuer des mesures planaires de champ (Fig. 2.5). Le plan de mesures est positionné à quelques centimètres du dispositif testé afin d'obtenir une mesure du champ émis dans sa totalité. Une condition essentielle pour assurer une précision acceptable du modèle DDA. Toutefois, il est crucial d'éviter que cette mesure soit effectuée dans le champ réactif de l'antenne, car la présence de la sonde dans cette région faussera la mesure [95]. Concernant l'échantillonnage spatial de l'acquisition, il est souhaitable de satisfaire le critère de Shannon. Pour cette raison, un espacement de $\lambda_{min}/2$ avec λ_{min} la longueur d'onde à la fréquence maximale a été choisi pour les mesures effectuées dans le cadre de cette thèse. La surface scannée a été limitée à 20×20 cm à une distance de 5 cm du dispositif. Ces dimensions sont suffisantes pour mesurer l'intégralité du champ émis par le réseau d'ouvertures linéaires

d'une longueur de 5,7 cm qui sera intégré sur le prototype fabriqué, en s'assurant que ce dernier est nul sur les bords du plan scanné. Il est important de noter que suite aux limitations de la sonde de champs utilisée, seules les composantes de champs électriques tangentiels à la propagation E_x et E_y peuvent être mesurées sous forme d'une matrice $\mathbf{E}_{tan}(\mathbf{r}', f)$, où \mathbf{r}' représente le vecteur des positions scannées. La validité de la mesure en champ proche réalisée ainsi que la précision du modèle DDA est vérifiée expérimentalement dans l'annexe A.1.

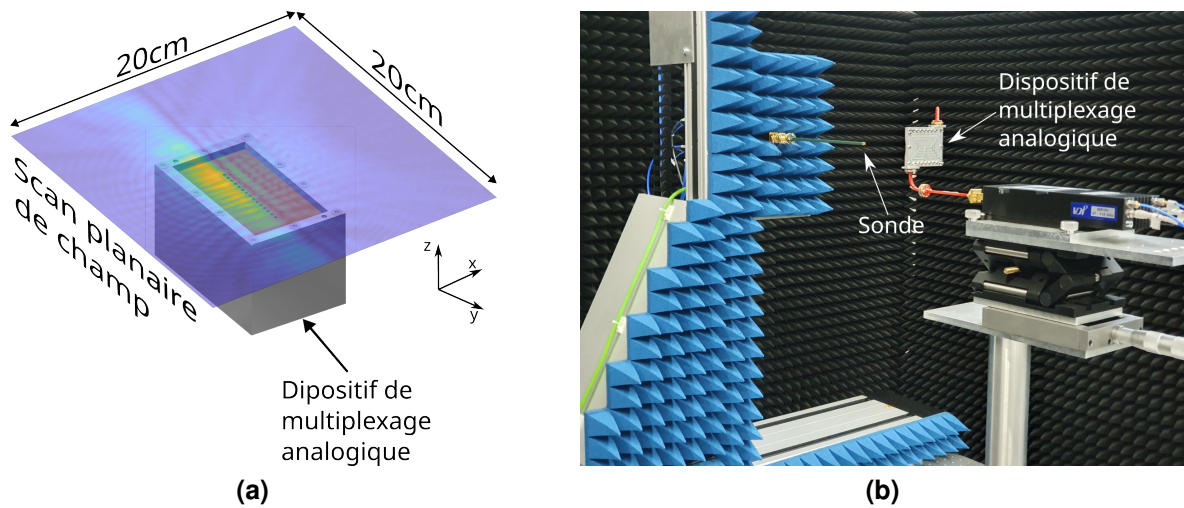


Figure 2.5: Mesure des distributions de champ émise par le dispositif de multiplexage analogique : (a) Plan mesuré par rapport au dispositif rayonnant. (b) Antenne mesurée avec le scanner millimétrique de la plateforme d'instrumentation EM d'XLIM [96].

La deuxième étape consiste en la transformation de la distribution planaire de champs tangentiels mesurés par le scanner en une distribution de dipôles électriques $\mathbf{p}(\mathbf{r}', f)$ et magnétiques $\mathbf{m}(\mathbf{r}', f)$. Cette étape est réalisée en appliquant le formalisme mathématique discret suivant :

$$\mathbf{m}(\mathbf{r}', f) = \frac{2S}{j2\pi f \mu_0} \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}_{tan}(\mathbf{r}', f) \quad (2.10)$$

$$\mathbf{p}(\mathbf{r}', f) = \epsilon_0 \hat{\mathbf{n}} (\hat{\mathbf{n}} \cdot \mathbf{E}_{tan}(\mathbf{r}', f)) \quad (2.11)$$

avec les paramètres :

- \mathbf{r}' : le vecteur position des points scannés.
- μ_0 : la perméabilité de l'air.
- ϵ_0 : la permittivité de l'air.
- $\hat{\mathbf{n}}$: le vecteur unitaire normal sur le plan de la mesure.
- $\mathbf{E}_{tan}(\mathbf{r}', f)$: la matrice représentant la mesure planaire du champ, celle-ci contient uniquement les mesures des composantes tangentiels à la propagation (E_x et

E_y). La composante E_z ne peut pas être mesurée avec la sonde WR-10. Il sera démontré expérimentalement dans l'annexe A.1 que son impact est négligeable.

- S : l'élément de surface sur lequel le champ \mathbf{E}_{tan} est considéré constant.

La troisième et dernière étape est la propagation numérique des champs émis par les dipôles magnétiques $\mathbf{m}(\mathbf{r}', f)$ et électriques $\mathbf{p}(\mathbf{r}', f)$ sur le plan (xz). Cette propagation est modélisée par une multiplication entre le vecteur représentant les dipôles et des fonctions de Green dyadiques, $\bar{G}^{me}(\mathbf{r}', \mathbf{r}, f)$ représentant la distribution de champ électrique émise par un dipôle magnétique et $\bar{G}^{ee}(\mathbf{r}', \mathbf{r}, f)$ la distribution de champ électrique émise par un dipôle électrique [97]. Le formalisme permettant le calcul des distributions de champs dans le plan (\mathbf{r}) peut s'écrire comme suit [94], [98]:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, f) = Z_0 \bar{G}^{me}(\mathbf{r}', \mathbf{r}, f) \mathbf{m}(\mathbf{r}', f) + \bar{G}^{ee}(\mathbf{r}', \mathbf{r}, f) \mathbf{p}(\mathbf{r}', f) \quad (2.12)$$

avec Z_0 l'impédance du milieu de propagation (air).

Dans notre cas une simplification peut être réalisée en négligeant les dipôles électriques, car le champ mesuré est tangentiel au vecteur normal au plan $\hat{\mathbf{n}}$, impliquant que $\mathbf{p}(\mathbf{r}', f) = 0$ selon Eq. (2.11). Ainsi le modèle précédemment établi peut s'écrire comme suit [89]:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, f) = -Z_0 k^2 \sum_q \left(\hat{\mathbf{r}}'_q \times \mathbf{m}(r'_q, f) \right) \frac{e^{-ik|\mathbf{r}-r'_q|}}{4\pi|\mathbf{r}-r'_q|} \left(1 - \frac{j}{k|\mathbf{r}-r'_q|} \right) \quad (2.13)$$

avec k le vecteur d'onde correspondant aux fréquences f et q l'indice des positions scannées.

Cette section a permis le développement d'une méthode numérique de propagation des champs. Cette dernière rendra possible la caractérisation des prototypes en se basant sur des distributions de champs scannées. Il est essentiel de noter que ces distributions obtenues grâce à cette méthode, notées $\mathbf{E}^{(T)}$ dans le modèle commun précédemment établi (Eq. 2.8), joue un rôle primordial dans la reconstruction d'image dans le contexte expérimental abordé à la fin de ce chapitre. Elles doivent présenter une diversité spatio-fréquentielle introduite par l'orthogonalité des canaux du dispositif de multiplexage analogique. Une étude expérimentale permettant de valider cette approche de caractérisation est proposée dans l'annexe A.1.

Dans le chapitre 1, à travers l'étude bibliographique, deux techniques de multiplexage viables dans le cadre de ces travaux ont été identifiées. Dans la prochaine section, la théorie sous-jacente à chaque dispositif de multiplexage analogique utilisé sera

introduite, et une comparaison théorique entre les deux dispositifs sera réalisée afin de déterminer celui qui convient le mieux à cette étude.

2.4 Comparaison entre une antenne à balayage fréquentiel et une cavité réverbérante à fuites

Le but de cette section est d'introduire chacune des techniques de multiplexage analogique en commençant par une présentation générale, puis en abordant les technologies qui sont d'un intérêt particulier pour une mise en œuvre d'un prototype dans le contexte de cette étude. Ensuite, la modélisation des deux dispositifs sera réalisée sur la base des modèles théoriques décrits dans la littérature. Par la suite, ces modèles seront intégrés dans une simulation représentant l'architecture expérimentale qui sera réalisée avec l'un des dispositifs à la fin du chapitre. Les algorithmes utilisés pour la réalisation du simulateur s'appuient sur le formalisme générique précédemment décrit, ce qui permettra d'obtenir des images pour comparer les performances des deux dispositifs modélisés.

2.4.1 Antenne à balayage fréquentiel

Introduction

Une antenne à balayage fréquentiel (ABF) est maintenant généralisée en tant que dispositif de multiplexage analogique capable de dépointer le faisceau formé en modifiant la fréquence du signal l'alimentant [99], [100]. Un tel comportement radiatif est obtenu en tirant parti du déphasage accumulé lors de la propagation d'une onde à fuites dans une structure guidante (Fig. 2.6) [61]. Une grande variété de guides d'ondes ont été utilisées dans ce contexte [101], [102]. Cependant, des structures conventionnelles telles que des guides d'ondes rectangulaires [65], microruban [103] et des guides d'ondes intégrés dans des substrats (SIW) [104], [105] sont préférés pour leurs excellentes propriétés de guidage et leurs relatives facilités de mise en œuvre. En utilisant un signal à onde continue modulée en fréquence (FMCW) pour alimenter ce type d'antennes, le faisceau formé par celles-ci est balayé sur la scène, permettant de mesurer séquentiellement sa réflectivité [104], [106]. Ce comportement radiatif requiert l'introduction d'une loi de phase dépendant de la fréquence. Pour contrôler la pente de phase associée au rayonnement de chaque élément, des architectures parallèles peuvent être utilisées. Celles-ci reposent sur des diviseurs de puissances dont le rôle est d'indépendamment alimenter des lignes à retard introduisant des déphasages entre les éléments rayonnants [64]. Dans ces travaux, une deuxième solution a été retenue. Elle consiste à alimenter les

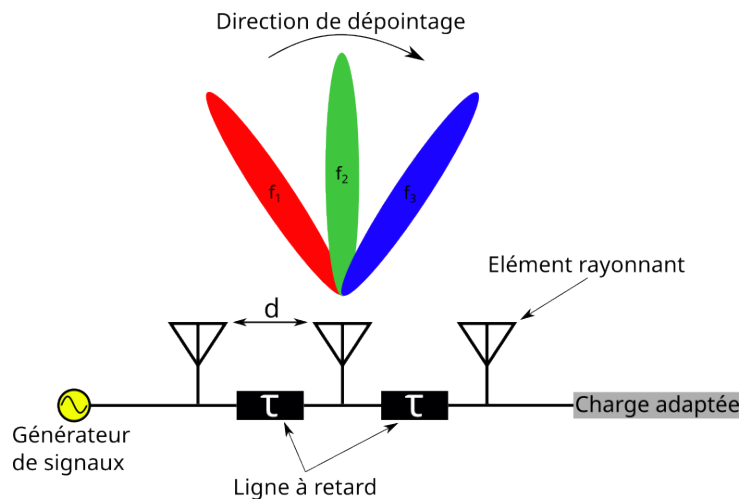


Figure 2.6: Architecture générique d'une ABF.

éléments rayonnants en série à l'aide d'un seul guide d'onde en méandre [99]. Compte tenu de la bande de fonctionnement (92-96 GHz), un guide d'onde rectangulaire WR-10 standard, monomodal sur la bande 75-110 GHz est utilisé comme structure de guidage incorporant des ouvertures servant d'éléments rayonnants (Fig. 2.7).

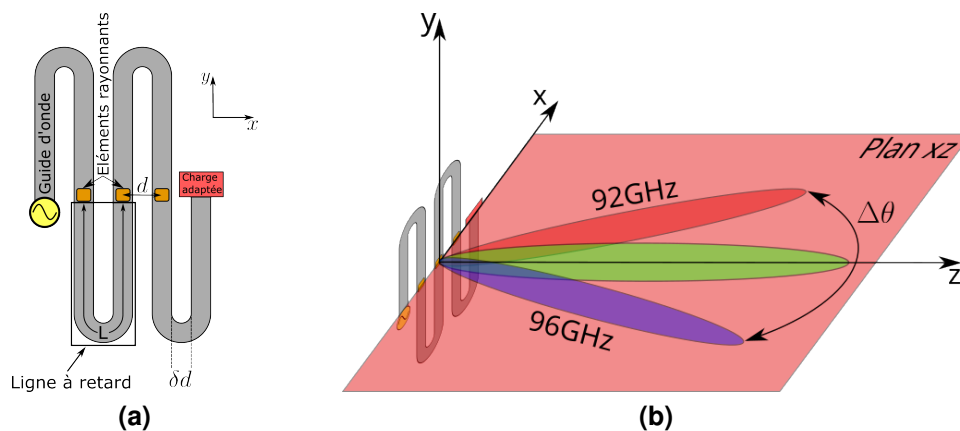


Figure 2.7: Architecture d'ABF adoptée : (a) Guide d'onde WR-10 en méandre. (b) Balayage fréquentiel de cette antenne dans le plan (xz).

Modélisation de l'antenne à balayage fréquentiel

Le principal avantage d'une telle structure est sa capacité de dépointage de faisceau sans l'usage de composants actifs, permettant de s'affranchir des contraintes liées à leur intégration dans une structure rayonnante. La capacité évoquée découle de l'utilisation de lignes à retard, induisant ainsi un déphasage entre les éléments rayonnants. La définition des caractéristiques de dépointage du dispositif s'accomplit par le

dimensionnement adéquat de ces éléments. La première étape de ce processus est la définition d'un cahier des charges de l'antenne en prenant en compte les caractéristiques attendues du système d'imagerie l'incorporant. Il a été déterminé que 28° de champ de vision sont requis, avec une résolution angulaire de $3,28^\circ$ correspondant à $\delta_x = 2,8$ cm à une distance de 50 cm. Le calcul en utilisant les Eqs. (1.10) et (1.11) montre qu'une ouverture réelle de 15 éléments rayonnants espacés d'une distance minimale de $d = 4$ mm est nécessaire pour obtenir les spécifications précédemment citées. La valeur de d est fixée par une contrainte mécanique de prototypage due à l'épaisseur minimale $\delta d = 1,5$ mm de la paroi métallique séparant les guides d'onde dans l'architecture précédemment décrite dans Fig. 2.7a. Cette épaisseur est limitée par les technologies de fraisage utilisées pour la réalisation du prototype. Le champ de vision est dicté par le dépointage fréquentiel de l'antenne, impliquant que ce dernier doit être réalisé sur un intervalle de $\Delta\theta = 28^\circ$ dans la bande 92-96 GHz. Dans la suite, une modélisation du comportement des lignes à retard dans la bande fréquentielle souhaitée sera réalisée pour en déduire un algorithme permettant leurs dimensionnements. La valeur du déphasage engendré par une ligne à retard dépend de la fréquence. Ainsi l'évolution du déphasage $\Delta\phi(f)$ induit par la propagation dans un guide rectangulaire peut s'écrire comme suit :

$$\Delta\phi(f) = \frac{2\pi L}{\lambda_g(f)} \quad (2.14)$$

où L représente la longueur du guide d'onde et $\lambda_g(f)$ la longueur de l'onde guidée. Pour le type de guide d'onde utilisé propageant un mode TE_{10} , la longueur d'onde guidée peut être calculée comme suit [61] (Fig. 2.8):

$$\lambda_g(f) = \frac{\lambda(f)}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda(f)}{2a}\right)^2}} \quad (2.15)$$

avec $\lambda(f)$ désignant la longueur d'onde dans l'espace libre et $a = 2,54$ mm représentant la largeur du guide d'onde WR-10. L'expression en question est applicable exclusivement lorsque la fréquence utilisée excède la fréquence de coupure $f_c = c/2a$ du mode TE_{10} , où c représente la célérité. Cette condition est vérifiée dans le cadre de notre étude, étant donné que la plage de fréquences utilisée s'étend de 92 à 96 GHz, tandis que la fréquence de coupure est de 59 GHz.

Un déphasage $\Delta\phi(f)$ entre les éléments rayonnants adjacents induit un dépointage θ d'un faisceau issu d'un réseau de sources isotropes espacées de d . Ce dernier

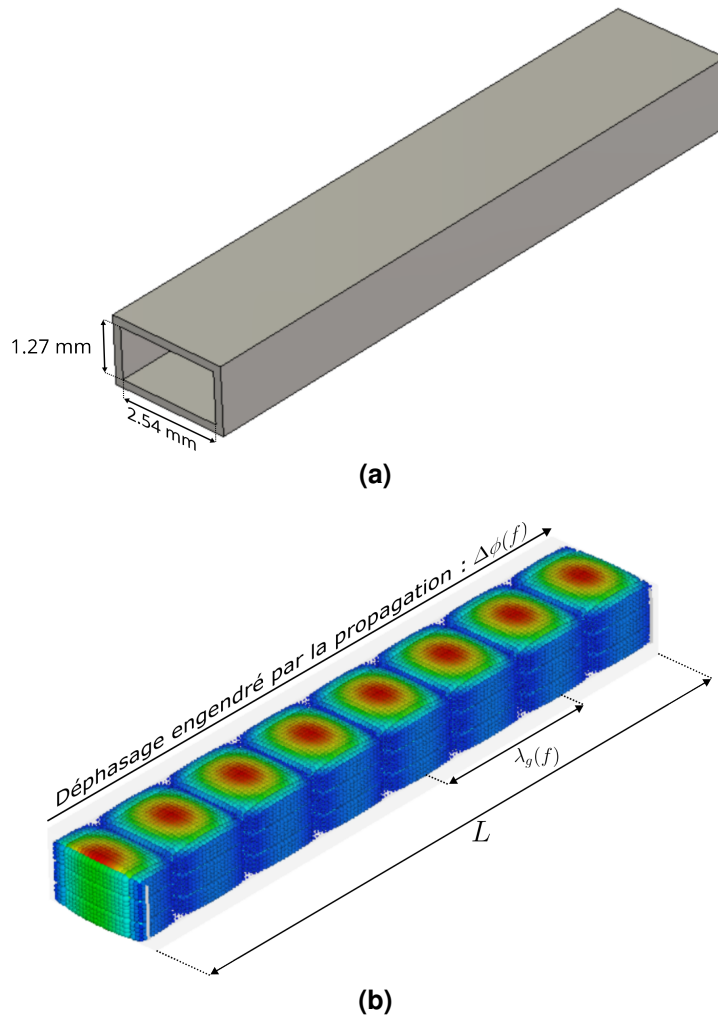


Figure 2.8: Simulation des champs électrique propagés dans un guide d'onde rectangulaire : (a) Modèle de guide WR-10 simulé. (b) Champs propagés dans le guide d'onde.

peut s'écrire comme suit [104] :

$$\Delta\phi(f) = \frac{2\pi}{\lambda(f)}d \sin \theta \quad (2.16)$$

Une résolution paramétrique de l'équation suivante déduite des Eqs. (2.14), (2.15) et (2.16) permet le calcul de l'excursion du dépointage $\Delta\theta$ sur la bande fréquentielle en fonction de la longueur du guide L :

$$\Delta\theta = \sin^{-1} \left(\frac{L}{d} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda(f_{min})}{2a} \right)^2} \right) - \sin^{-1} \left(\frac{L}{d} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda(f_{max})}{2a} \right)^2} \right) \quad (2.17)$$

avec f_{min} et f_{max} la fréquence minimale et maximale de la bande fréquentielle 92-

96 GHz. La résolution numérique de cette équation a permis de déterminer la longueur $L = 4,35$ cm des lignes à retard induisant un intervalle de dépointage du faisceau de $\Delta\theta = 28^\circ$ dans une bande fréquentielle 92-96 GHz.

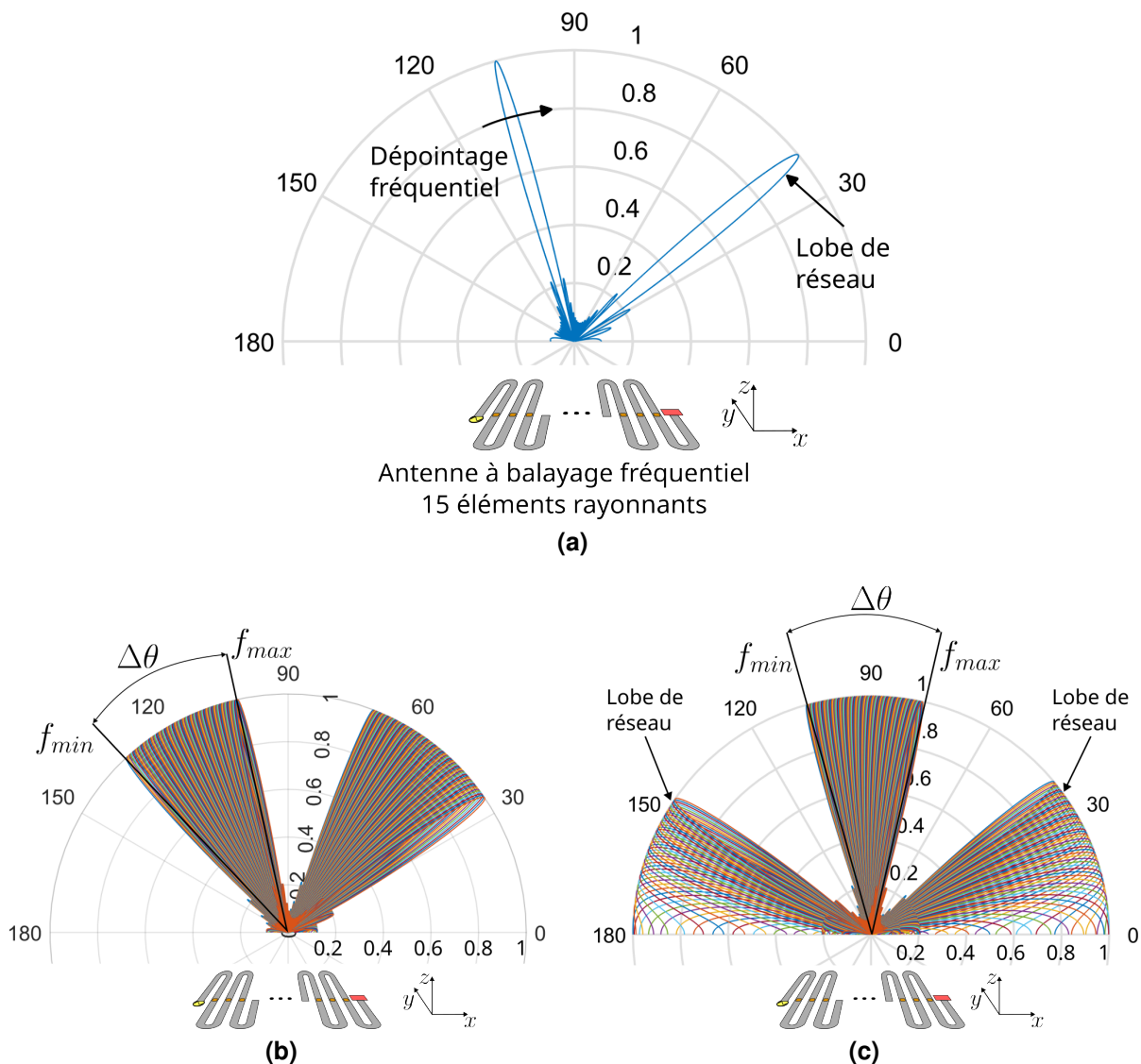


Figure 2.9: Modélisation du balayage fréquentiel d'une antenne comportant 15 éléments rayonnants : (a) Facteur de réseau normalisé de l'antenne pour une fréquence de 96 GHz. (b) Dépointage du faisceau dans la bande 92-96 GHz avec des lignes à retard entre les éléments d'une longueur de $L = 4,35$ cm centré autour de $\theta_N = 116^\circ$. (c) Dépointage centré autour de $\theta_0 = 90^\circ$ dans la même bande avec une longueur des lignes à retard de $L + \delta L = 4,5$ cm

En modélisant sous Matlab une ABF avec les paramètres précédemment établis (Fig. 2.9), on constate que la valeur de $\Delta\theta$ issue du facteur de réseau normalisé simulé est conforme aux attentes (Fig. 2.9b). Cependant, cet intervalle balayé n'est pas centré autour de 90° . Pour pallier ce problème, une longueur δL est ajoutée à

chacune des lignes à retards pour positionner à $\theta_0 = 90^\circ$ le faisceau émis à la fréquence centrale $f_c = 94$ GHz de la bande (Fig. 2.9c). Cette longueur est calculée en utilisant l'expression suivante déduite des Eqs. (2.14), (2.15) et (2.16) :

$$\delta L(f_c) = \frac{d \sin(\theta_N - \theta_0)}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda(f_c)}{2a}\right)^2}} \quad (2.18)$$

La longueur additionnelle est estimée à $\delta L = 1,4$ mm. Elle permet de corriger un décalage de 30° sans impacter l'intervalle angulaire $\Delta\theta$ balayé.

Les simulations du facteur de réseau de l'antenne (Fig. 2.9b et 2.9c) révèlent l'émergence de lobes de réseau en raison de l'espacement de 4 mm entre les éléments rayonnants, imposé par les contraintes de prototypages évoquées précédemment. En effet, une distance dépassant $\lambda_0/2 = 1,6$ mm (λ_0 : longueur d'onde à 94 GHz) entre les ouvertures provoque l'apparition de ce phénomène. Dans notre cas, la séparation entre les éléments rayonnants a été dictée par l'épaisseur de la paroi de $\delta d = 1,5$ mm (Fig. 2.7a) entre les guides d'ondes adjacentes, imposées par les techniques de fraisage envisagées pour la fabrication du prototype.

Cette section a permis de dimensionner les paramètres nécessaires pour obtenir le balayage fréquentiel souhaité, menant ainsi au développement d'un modèle théorique de cette antenne pouvant être intégrée dans une simulation d'imagerie.

Par la suite, une introduction à la cavité réverbérante à fuites (CRF) sera présentée, suivie de la modélisation de ce dispositif en vue de son intégration ultérieure dans une simulation basée sur le formalisme d'imagerie établi au début de ce chapitre.

2.4.2 Cavité réverbérante à fuites

La solution développée dans cette section s'appuie sur l'encodage des signaux émis en utilisant des canaux orthogonaux formés grâce à la propagation d'ondes dans une cavité réverbérante ayant un facteur de qualité composite élevé (Fig. 2.10).

La reconstruction d'une image implique l'inversion de la matrice de transfert du système, ce qui permet la restitution de la réflectivité d'une scène à partir du signal fréquentiel issu de la chaîne de réception (Eq. (2.8)). La validité de cette opération est dépendante de l'orthogonalité de cette matrice déterminée par le facteur de qualité composite de la cavité. Exprimé plus simplement, les distributions de champs rayonnés à chaque fréquence doivent être faiblement corrélées, en maximisant la quantité de modes alimentant les ouvertures et en minimisant les pertes. L'objectif de cette section est de présenter un modèle théorique simplifié qui peut être comparé en simulation à celui de l'ABF.

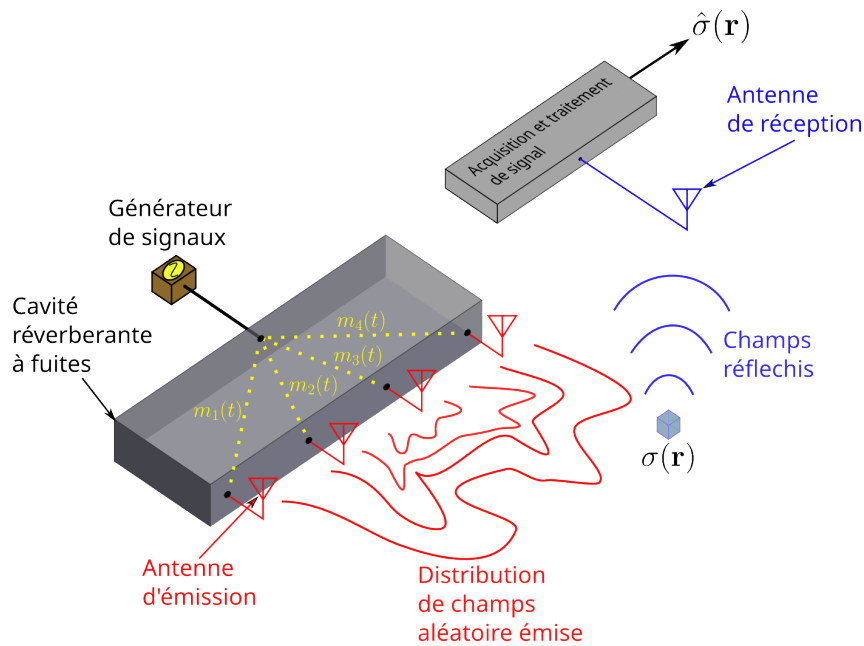


Figure 2.10: Système d'imagerie MISO 2D utilisant une CRF avec plusieurs canaux de réponse impulsionnelle $m_i(t)$ (Eq. 2.22).

Introduction théorique du facteur de qualité composite d'une cavité réverbérante

Le facteur de qualité d'un système oscillant est directement lié à sa capacité de rétention de l'énergie, ce dernier peut être calculé comme suit :

$$Q = 2\pi \frac{E_0}{E_d} \quad (2.19)$$

avec E_0 l'énergie injectée dans le système et E_d l'énergie dissipée par cycle. Dans le domaine de l'électromagnétisme, ce facteur de qualité peut être associé au phénomène oscillatoire d'un champ électromagnétique dans une cavité. En dimensionnant cette cavité proportionnellement à la longueur d'onde pour héberger un mode formé à une fréquence, ce dispositif peut servir la fonction d'un filtre passe-bande dont la sélectivité dépend du facteur de qualité. Dans le cadre de cette étude, une cavité réverbérante largement surdimensionnée par rapport aux longueurs d'onde d'opération est utilisée dans l'optique de favoriser une grande diversité modale. Cette propriété peut être exacerbée en haussant le facteur de qualité de celle-ci [107].

Modélisation de la cavité réverbérante à fuites

Dans le cadre de ces travaux, la diversité modale de la cavité réverbérante est mise à profit pour créer plusieurs canaux orthogonaux en collectant localement les champs pseudoaléatoires à divers emplacements de la cavité, qui sont ensuite utilisés pour

alimenter les antennes. Une composante de champ prélevé d'un port de sortie suite à l'excitation d'une CRF par un signal quasi impulsionnel par rapport au temps de décroissance τ_{RC} peut être modélisée par le formalisme suivant [108] :

$$m_i(t) = X_i(t)e^{-t/2\tau_{RC}} \quad (2.20)$$

avec les paramètres suivants :

- $m_i(t)$: la fonction du champ prélevé sur le port de sortie d'indice i , elle représente la réponse impulsionnelle du canal formé entre l'entrée et la sortie de la CRF.
- $X_i(t)$: variable aléatoire continue suivant la loi normale.
- τ_{RC} : le temps de décroissance dépendant du facteur de qualité composite et représentant les pertes de la CRF.

Ce modèle permettra dans le cadre de ces travaux de faire le lien entre la réponse impulsionnelle mesurée et le facteur de qualité composite calculé comme suit [109] :

$$Q = 2\pi f_c \tau_{RC} \quad (2.21)$$

avec f_c la fréquence centrale de la bande utilisée.

Dans le cadre de cette étude comparative, un modèle d'une cavité réverbérante idéale est retenu où le facteur de qualité composite est considéré très élevé (modèle sans perte). Cette supposition va permettre de simuler une cavité avec très peu de corrélation entre ses canaux, dont la réponse impulsionnelle d'un canal d'indice i peut s'écrire comme suit :

$$m_i(t) = X_i(t) \quad (2.22)$$

La validation de ce modèle sera réalisée à travers une comparaison aux résultats expérimentaux obtenus ultérieurement dans les mêmes conditions que la simulation proposée dans la suite. La CRF modélisée est composée d'une entrée et de 15 éléments rayonnants espacés de 4 mm, formant un réseau similaire à celui de l'ABF, assurant ainsi une ouverture rayonnante identique pour garantir la comparabilité des deux modèles. Cette étude sera menée dans la section suivante.

2.4.3 Simulation comparative

Description de l'environnement de simulation

Par la suite, une simulation d'imagerie comparative sera menée avec les modèles numériques de l'ABF et de la CRF abordés précédemment, dans le contexte de

l'imagerie en champ proche. L'environnement expérimental dans lequel ces dispositifs seront utilisés a été reproduit. L'ABF et la CRF sont utilisés comme antennes d'émission rayonnant dans le plan (xz) (Fig. 2.3), où l'expérience d'imagerie est menée. Les signaux réfléchis par la scène sont reçus à l'aide d'une antenne isotrope. La distance séparant l'élément rayonnant central du réseau des dispositifs de multiplexage analogique et l'antenne de réception est de 11 cm. Des cibles considérées comme ponctuelles ont été utilisées pour cette simulation d'imagerie, positionnées à une distance de 50 cm du système antennaire. Les algorithmes de reconstruction d'images employés sont décrits par les formalismes explicités dans la section 2.2, en particulier par les Eqs. (2.7) et (2.8). Un schéma décrivant les étapes de la simulation réalisée est représenté dans la Fig. 2.11.

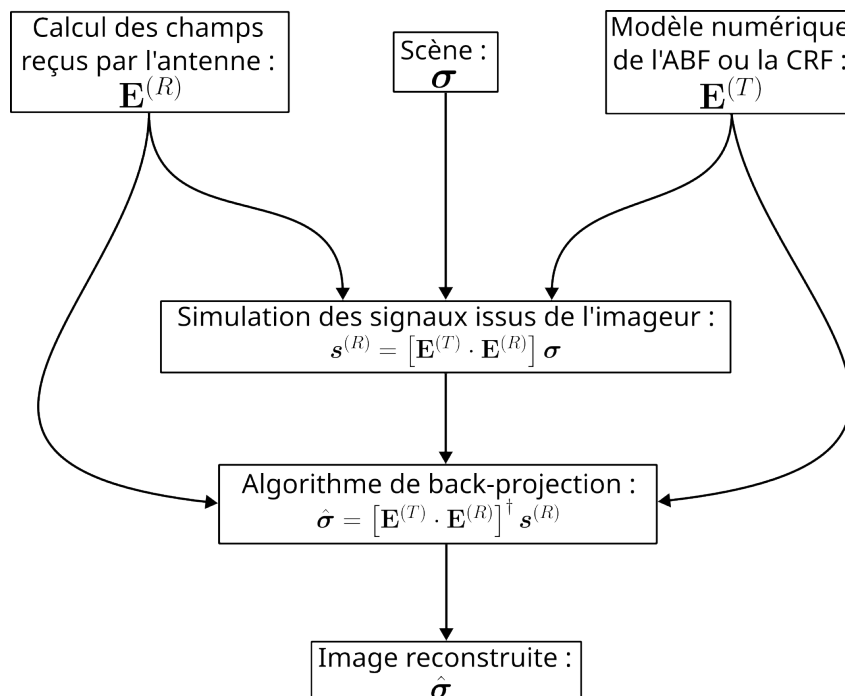


Figure 2.11: Diagramme de simulation implémentant le modèle des dispositifs de multiplexage analogique.

Comparaison en simulation

Des simulations pour une et plusieurs cibles sont réalisées avec le modèle de chaque dispositif de multiplexage analogique (Fig. 2.12). Les résultats obtenus révèlent que les résolutions azimutales $\delta_x = 3, 2$ cm et en profondeur $\delta_z = 4, 4$ cm obtenues avec la CRF relevée à -3dB de la réponse impulsionnelle du système (PSF) sont conformes

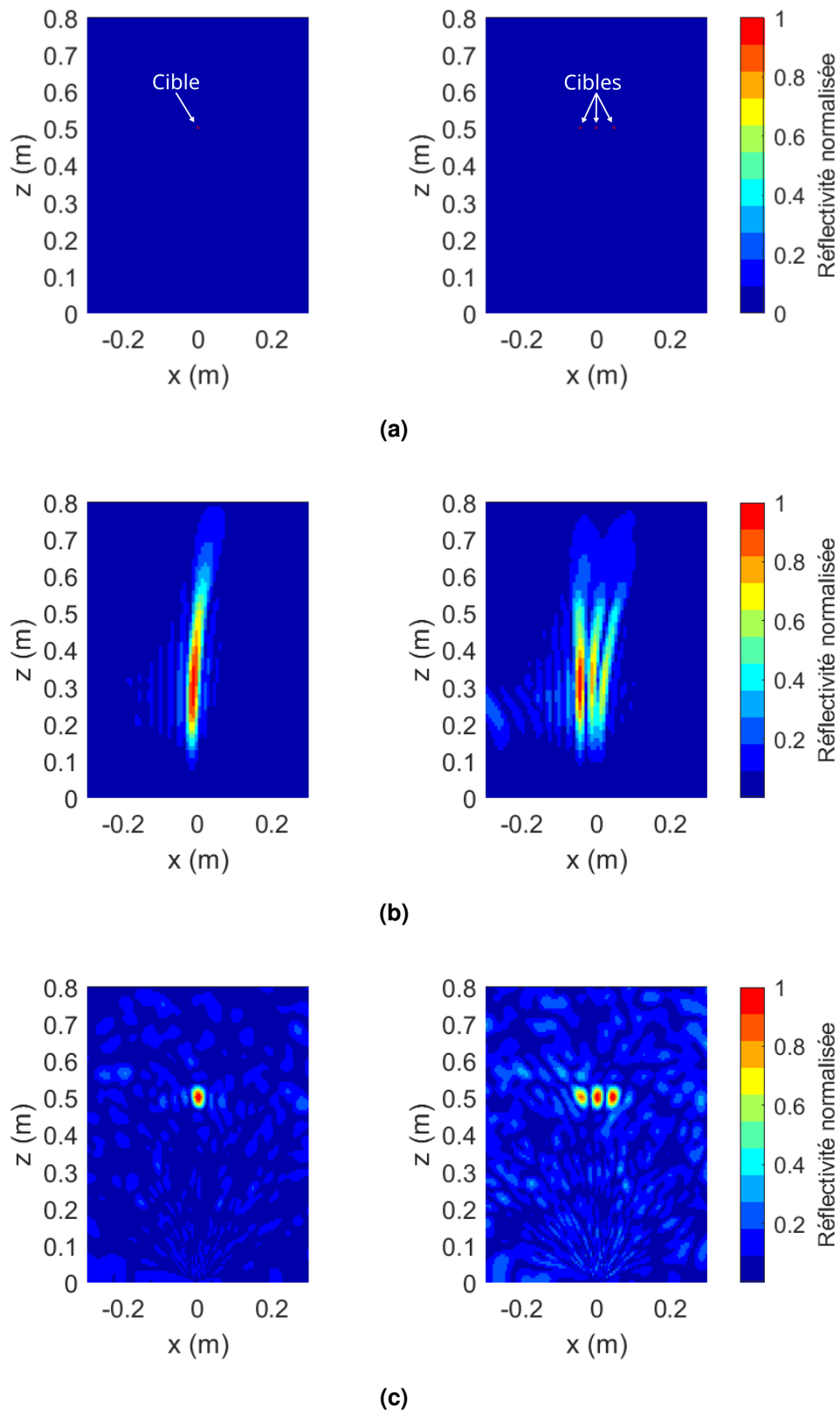


Figure 2.12: Comparaison en simulation entre les modèles de l'ABF et la CRF : (a) Position des cibles dans la scène. Simulation pour une et trois cibles en utilisant le modèle de l'ABF (b) et de la CRF (c).

aux calculs théoriques (Eq. 2.23, 2.24) [42] :

$$\delta_x = \lambda R/D \quad (2.23)$$

$$\delta_z = c/2B \quad (2.24)$$

à travers lequel on obtient $\delta_x = 2,8$ cm et $\delta_z = 3,75$ cm avec $D = 5,7$ cm la largeur de l'ouverture, $R = 50$ cm la distance entre l'antenne et la cible et $B = 4$ GHz la bande fréquentielle.

Ce modèle est applicable uniquement pour le calcul de la résolution azimutale dans le cas d'un système d'imagerie utilisant l'ABF. Cette résolution atteint pour le dispositif simulé une valeur théorique de $\delta_x = 2,8$ cm, se rapprochant ainsi des 2,4 cm obtenus en simulation. En revanche, il ne s'applique pas au calcul de la résolution en profondeur, étant donné que la résolution simulée est de 37,8 cm, alors que la valeur théorique attendue est de 3,75 cm. Ceci est dû à la réduction de la bande fréquentielle attribuée à chaque direction abordée dans le premier chapitre. En effet, à cause de la sélectivité spatiale introduite par ce type d'antennes, une sous-bande fréquentielle est allouée à chaque direction de l'espace, réduisant ainsi la bande utilisée pour la résolution en profondeur, dégradant ainsi les valeurs de celle-ci. La bande attribuée à chaque direction estimée à 468 MHz peut être déduite en calculant l'angle d'ouverture du faisceau émis par l'ABF (Eq. 1.10). Ensuite, la plage de fréquences nécessaire pour balayer cet angle est déterminée en utilisant la règle de proportionnalité. La valeur retrouvée est ensuite appliquée pour calculer la résolution en profondeur $\delta_z = 32$ cm (Eq. 2.24) qui s'approche de la simulation (Fig. 2.12b).

Conclusion

Cette section a permis de comparer, par le biais de simulations, les modèles théoriques de la CRF et de l'ABF dans un contexte d'imagerie identique à celui qui sera reproduit expérimentalement. Les résultats de ces simulations ont montré que les deux dispositifs permettaient d'obtenir des résolutions en azimut comparables, tandis que la résolution en profondeur obtenue avec la CRF est supérieure à celle obtenue avec l'ABF. Cette différence s'explique par le filtrage spatial inhérent au fonctionnement de l'ABF, conduisant à l'assignation d'une plage de fréquences restreinte pour chaque direction spatiale. Dans le cadre de cette étude, la résolution en profondeur est un paramètre essentiel, car le système d'imagerie qui intégrera ce dispositif devra être capable de reconstruire des images tridimensionnelles. En conséquence, des résultats obtenus par ces simulations, la CRF a été choisie pour poursuivre ces travaux.

2.5 Prototypage de la cavité réverbérante à fuites

Le premier élément qui sera défini est le facteur de qualité composite de la CRF. Celui-ci a un impact drastique sur la qualité de l'image reconstruite, car il définit l'orthogonalité entre les canaux de ce dispositif, et donc sa capacité à multiplexer sans perte les informations spatiales rayonnées. Une approche numérique a été choisie pour déterminer ce facteur menant à la qualité d'image convoitée. En se basant sur les résultats de cette étude, les dimensions des ouvertures seront déterminées analytiquement donnant lieu à la fabrication et la caractérisation d'un prototype permettant de valider la procédure de dimensionnement.

2.5.1 Dimensionnement

Dimensionnement du facteur de qualité composite

Pour parvenir à déterminer le facteur de qualité composite adéquat, une simulation a été mise en œuvre où le modèle de la CRF (Eqs. (2.21), (2.22)) précédemment abordé est intégré dans le formalisme présenté dans la section 2.2 (Eq. 2.7 et Eq. 2.8). Ce dernier intègre la possibilité de varier le facteur de qualité composite. Un réseau d'antennes composé de 15 sources rayonnantes isotropes linéairement espacées de $d = 4$ mm est utilisé en émission. La réception est assurée par une antenne isotrope placée à une distance de 11 cm du centre du réseau (Fig. 2.13). Les images reconstruites seront d'une scène (Fig. 2.13a) comportant 3 cibles ponctuelles espacées de 4,5 cm.

Le déroulement de cette étude paramétrique sera le suivant : le facteur de qualité composite de la cavité sera ajusté dans la plage $\Delta Q = [1000, 30000]$ avec un intervalle de $\delta Q = 1000$, en modifiant le temps de décroissance τ_{RC} selon l'Eq (2.21). Ensuite une simulation d'imagerie est réalisée avec ces valeurs pour estimer la qualité de l'image reconstruite $\hat{\sigma}(\mathbf{r}, Q)$ à travers le calcul du "Peak Signal-to-Noise Ratio" (PSNR) entre celle-ci et la représentation matricielle de la scène $\sigma(\mathbf{r})$ comportant 3 cibles (Fig. 2.13b) :

$$PSNR(Q) = 10 \log \left(\frac{\max(\hat{\sigma}(\mathbf{r}, Q)^2)}{MSE} \right) \quad (2.25)$$

avec MSE l'erreur quadratique moyenne entre l'image et la scène :

$$MSE = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M [\hat{\sigma}(r_i, Q) - \sigma(r_i)]^2 \quad (2.26)$$

avec M le nombre de pixels dans l'image et la matrice de réflectivité.

Chapitre 2 – Comparaison entre une antenne à balayage fréquentiel et une cavité réverbérante à fuites

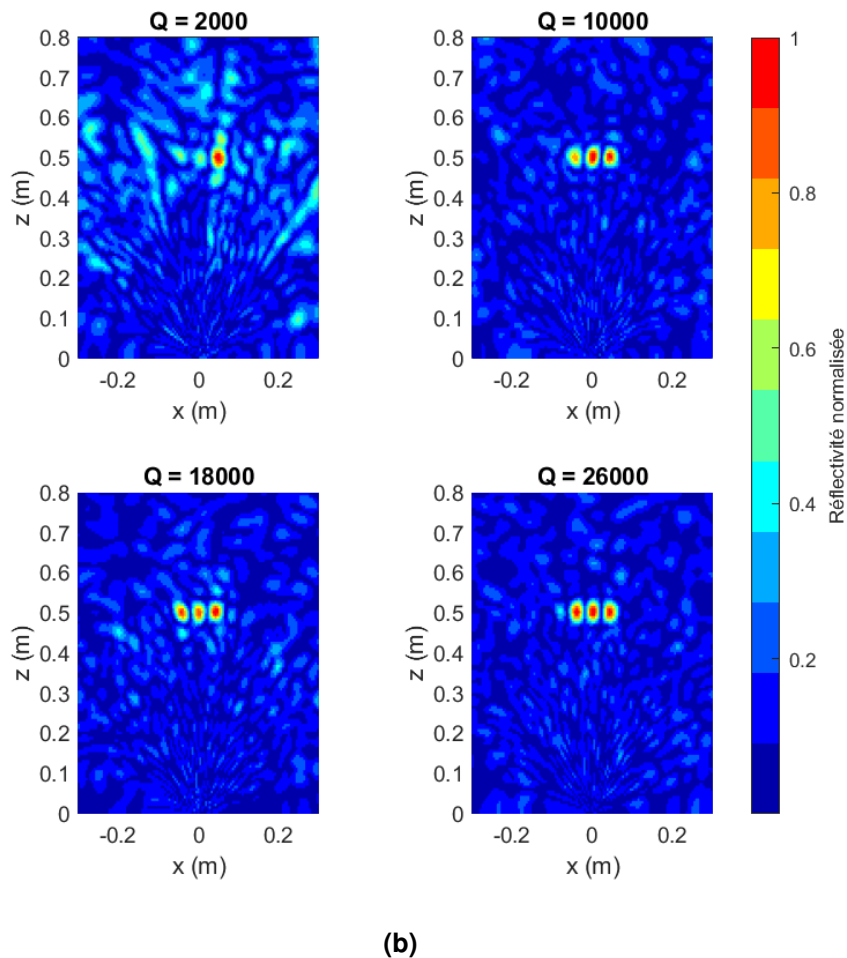
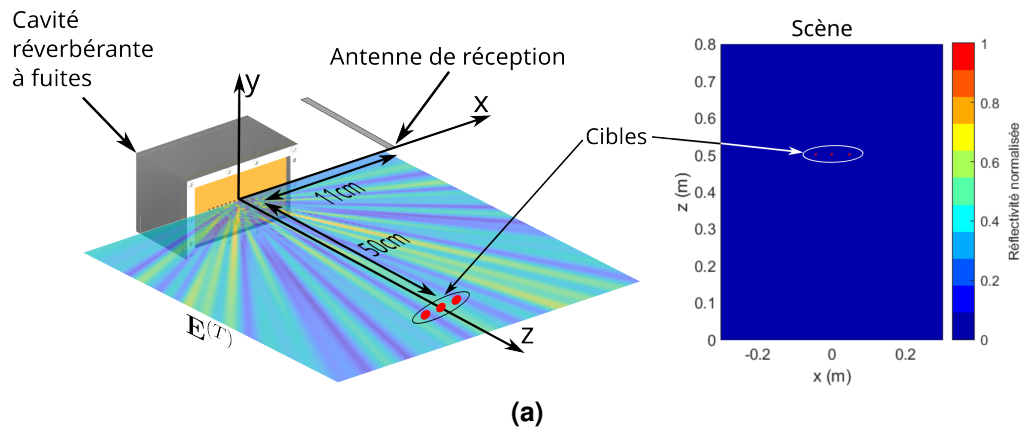


Figure 2.13: Simulation d'imagerie avec une CRF pour des facteurs de qualité composite différents : (a) Représentation de l'expérience d'imagerie simulée d'une scène comportant 3 cibles. Cette figure montre aussi l'allure des distributions des champs $\mathbf{E}^{(T)}$ rayonnés par la cavité dans le plan (xz). (b) Différentes images réalisées avec quatre facteurs de qualité différents (2000, 10000, 18000 et 26000) pour montrer son impact sur les images reconstruites.

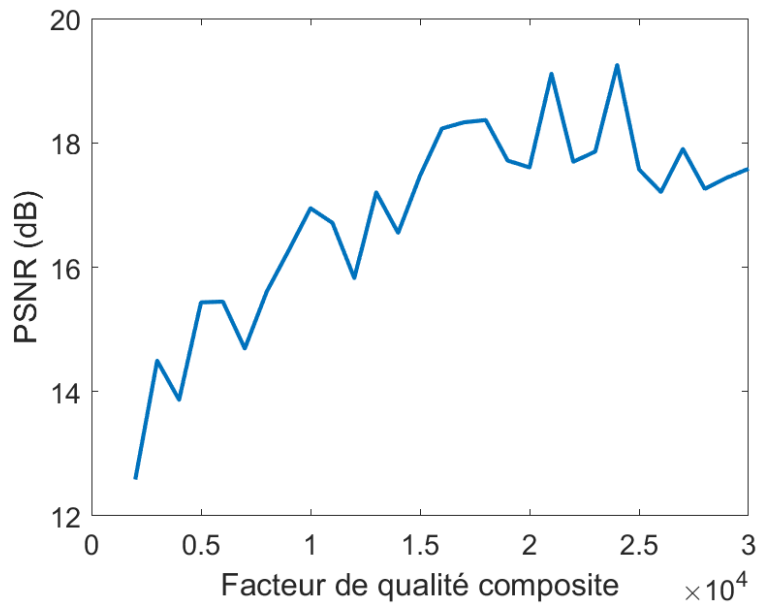


Figure 2.14: Évolution du PSNR en fonction du facteur de qualité composite de la cavité.

En examinant la courbe de variation du PSNR en fonction du facteur de qualité composite (Fig. 2.14), qui provient de la simulation illustrée dans Fig. 2.13, on peut observer que le PSNR augmente avec l'incrément du facteur de qualité composite, ce qui indique une amélioration de la qualité de l'image lorsque l'on choisit un facteur élevé. Ces constatations sont corroborées par les résultats de simulation (Fig. 2.13), où des images reconstruites d'une scène contenant trois cibles donnent un aperçu de cette tendance. Cependant, cette évolution (Fig. 2.14) présente une saturation qui commence vers $Q = 23000$ pour la scène simulée [73], où la valeur du PSNR cesse de suivre l'augmentation du facteur de qualité composite de la cavité. Cette valeur a été choisie pour poursuivre les études. En fonction de celle-ci, les dimensions de la cavité ont été définies en se basant sur les travaux menés par Sana Abid [109] réalisés dans la même bande fréquentielle. Les dimensions de la cavité calculées dans ses travaux ont été adoptées, car le facteur de qualité composite visé dans ces derniers se rapproche de 23000. Ainsi, les dimensions choisies de la cavité en termes de longueur d'onde à 94 GHz sont de $28,2\lambda_0$ (90,2mm) de longueur, $15,7\lambda_0$ (50 mm) de largeur et $15,7\lambda_0$ (50 mm) en profondeur. Un huitième de sphère métallique de rayon $R = 30$ mm est inséré à l'intérieur du dispositif pour améliorer l'orthogonalité des canaux [109], [110]. Puisque le facteur de qualité composite est étroitement lié à l'atténuation subie par un signal à travers les canaux de la CRF, cette valeur sera déterminée dans la suite. L'atténuation entre le port d'entrée et de sortie de la CRF représentée par le paramètre S_{21} , dont la moyenne $\langle |S_{21}|^2 \rangle$ sur la bande 92-96 GHz peut être estimée comme

suit [111], [112] :

$$\langle |S_{21}|^2 \rangle = \frac{Q\lambda_0^3}{16\pi^2 V} \quad (2.27)$$

avec les paramètres suivants :

- Q : facteur de qualité composite de la CRF ($Q = 23000$).
- λ_0 : longueur d'onde à 94 GHz ($\lambda_0 = 3,2$ mm).
- V : volume interne de la CRF ($V = 2,1 \times 10^{-4}$ m³).

En prenant en compte, les dimensions de la cavité précédemment fixées et le facteur de qualité composite minimal $Q = 23000$ permettant de dépasser un $PSNR = 18$ dB, la valeur de la moyenne du coefficient de transmission est $\langle |S_{21}|^2 \rangle = -16,5$ dB. Cette valeur sera confrontée aux mesures effectuées dans la section dédiée à la caractérisation du prototype fabriqué. Maintenant que le facteur de qualité composite est déterminé, l'étude menant à la définition de la taille des ouvertures permettant d'atteindre ce dernier sera abordée.

Dimensionnement des ouvertures

Cette section vise à définir la forme et les dimensions des ouvertures rayonnantes nécessaires pour atteindre le facteur de qualité composite préalablement défini. Pour ce faire, une analyse théorique a été entreprise en se basant sur le modèle établi par David Hill [108]. Ce modèle permet d'identifier les différents éléments qui influent sur le facteur de qualité composite d'une CRF, démontrant ainsi la dépendance de ce paramètre à l'égard de quatre phénomènes distincts : les pertes métalliques induites par les parois, les pertes diélectriques dues à la présence d'un matériau à l'intérieur de la cavité, les pertes dues aux fuites engendrées par des ouvertures sur les parois de la cavité et les pertes dues aux fuites engendrées par le port alimentant la cavité. Chacun de ces phénomènes est représenté respectivement par Q_1 , Q_2 , Q_3 et Q_4 . Le facteur de qualité composite Q peut être écrit comme suit :

$$Q^{-1} = Q_1^{-1} + Q_2^{-1} + Q_3^{-1} + Q_4^{-1} \quad (2.28)$$

Le facteur Q_2 lié aux pertes diélectriques est négligé sachant que la cavité est remplie uniquement d'air. Les pertes métalliques quant à elles sont représentées par Q_1 s'écrivant comme suit:

$$Q_1 = \frac{3V}{2\mu_r S \delta_{Al}} \quad (2.29)$$

avec les paramètres suivants :

- V : volume de la cavité ($V = 2,1 \times 10^{-4} \text{ m}^3$).
- μ_r : perméabilité magnétique relative du métal ($\mu_r = 1$).
- S : surface interne de la cavité ($S = 0,02229 \text{ m}^2$).
- δ_{Al} : épaisseur de peau de l'aluminium à 94 GHz ($\delta_{Al} = 1,905 \times 10^{-7} \text{ m}$).

Le facteur de qualité Q_3 représentant les pertes par rayonnement à travers des ouvertures dont le diamètre r_f est inférieur à la longueur d'onde λ décrites par le modèle s'appliquant à ce cas s'écrit comme suit pour une ouverture circulaire :

$$Q_3 = \frac{4\pi V}{\lambda N \langle \sigma_t \rangle} \quad (2.30)$$

Avec N désignant le nombre total d'ouvertures et $\langle \sigma_t \rangle$ représentant la moyenne de la surface équivalente d'une ouverture sur l'angle solide de 2π stéradians couvrant une demi-sphère qui représente les possibilités d'incidence des ondes se propageant à l'intérieur de la cavité. Cette moyenne s'exprime comme suit :

$$\langle \sigma_t \rangle = \frac{16}{9\pi} k^4 r_f^6 \quad (2.31)$$

avec k le module du vecteur d'onde.

Le facteur de qualité Q_4 , qui représente les fuites engendrées par le port d'alimentation de la cavité, est exprimé par un modèle décrivant le phénomène associé à des ouvertures dont les dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde [108], [109]:

$$Q_4 = \frac{8\pi V}{\lambda ab} \quad (2.32)$$

Ceci est justifié par les dimensions $a = 2,54 \text{ mm}$ et $b = 1,27 \text{ mm}$ du guide rectangulaire WR-10 alimentant la cavité. Les valeurs obtenues pour les deux facteurs Q_1 et Q_4 sont respectivement 74486 et 511295. En combinant les équations (2.28), (2.30), (2.31) et (2.32), il est possible de déduire le rayon minimal permettant d'atteindre le facteur de qualité composite convoité :

$$r_f = \sqrt[6]{\frac{9\pi^2 V}{4\lambda_0 N k^4} (Q^{-1} - Q_1^{-1} - Q_4^{-1})} \quad (2.33)$$

La valeur du rayon des ouvertures circulaires obtenues est de $r_f = 0,85 \text{ mm}$ pour un facteur de qualité composite $Q = 23000$ (Fig. 2.15). Selon les travaux qui ont permis d'établir le modèle de petite ouverture d'où les Eqs. (2.31) et (2.30) sont issues [108], il est possible d'approcher une ouverture de forme circulaire par une ouverture carrée. Ainsi une ouverture carrée de $1,6 \text{ mm}$ de côté a été choisie dans le but de faciliter la fabrication du prototype. Maintenant que les dimensions de la cavité, du réseau et

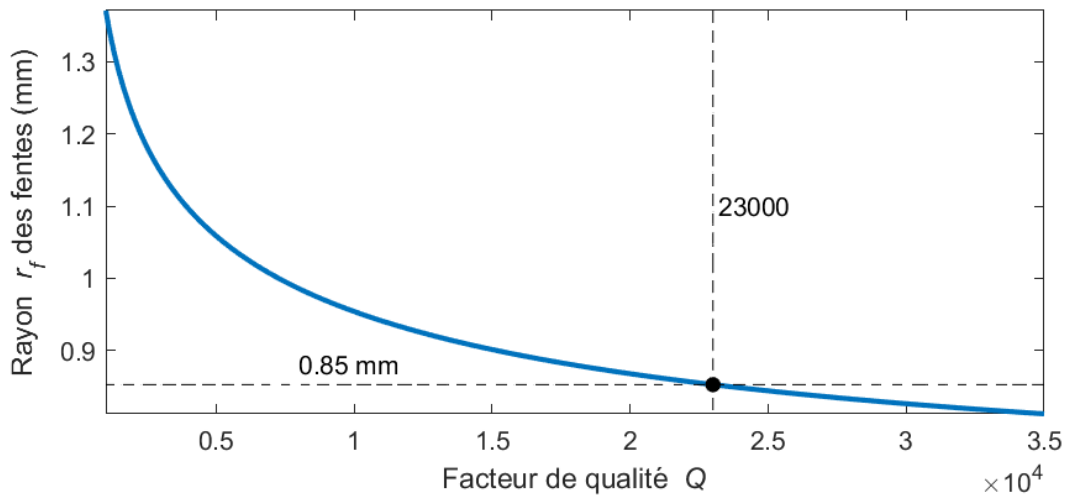


Figure 2.15: La représentation graphique de l'Eq. (2.33) offrant une visualisation de la variation du rayon des 15 ouvertures de la CRF en fonction du facteur de qualité composite de la cavité.

des ouvertures ont été déterminées, la section suivante abordera la fabrication et la caractérisation du dispositif de multiplexage analogique.

2.5.2 Fabrication et caractérisation de la cavité réverbérante à fuites

Fabrication

Les parois de la cavité, ainsi que le huitième de sphère qui y est insérée, sont usinées à partir de blocs d'aluminium, à l'exception de la face avant. Cette dernière est constituée d'une feuille de laiton d'une épaisseur de 0,5 mm afin de faciliter l'usinage des 15 ouvertures carrées, chacune mesurant 1,6 mm de côté. (Fig.2.16).

Caractérisation des canaux

Des mesures de paramètres S sont effectuées pour déterminer le coefficient de réflexion à l'entrée de la cavité (S_{11}) (Fig. 2.17) et les coefficients de transmission des canaux (S_{i1}) d'indice i du prototype fabriqué (Fig. 2.18). Comme le montre le graphe de $|S_{11}|_{dB}$ (Fig. 2.17a), ce paramètre présente une distribution d'amplitude aléatoire d'une moyenne de -12,8 dB dans la bande fréquentielle 92-96 GHz. La distribution de l'amplitude mesurée des fonctions de transfert des canaux $|S_{i1}|_{dB}$ présente une moyenne de -22,9 dB (Fig. 2.18a). Quand ces dernières sont étudiées dans le domaine temporel, leurs décroissances permettront de déterminer le facteur de qualité composite en utilisant l'Eq. (2.21). Pour atteindre cet objectif, il est essentiel de mesurer τ_{RC} en

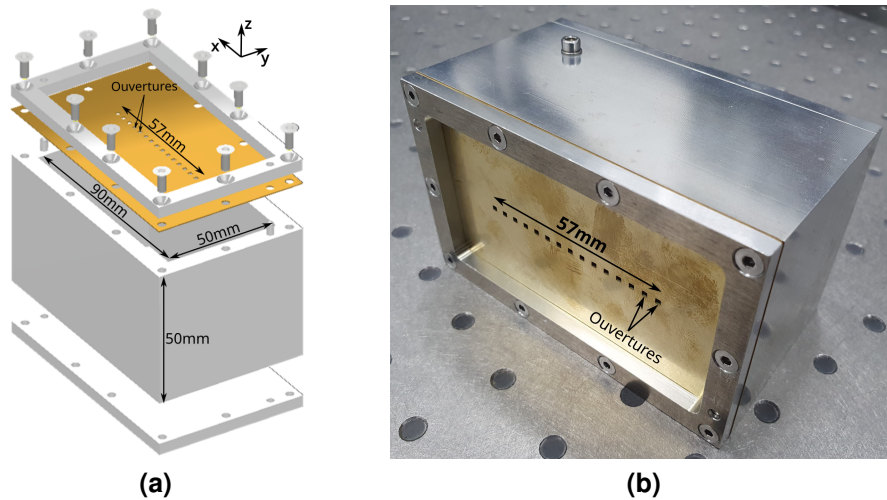


Figure 2.16: Prototype de la CRF : (a) Vue éclatée du dispositif. (b) Photographie du prototype fabriqué.

introduisant un logarithme sur la fonction de transfert $|m_i(t)|$ mesuré du canal. Ainsi, il devient possible d'estimer la valeur de τ_{RC} en s'appuyant sur la pente de décroissance de $\log(|m_i(t)|^2)$ ou $\log(|\mathfrak{F}^{-1}(S_{11}(f))|^2)$ avec $\mathfrak{F}^{-1}(\cdot)$ la transformée de Fourier inverse (Fig. 2.17b, 2.18b). Le facteur de qualité composite mesuré de la cavité en utilisant le paramètre S_{11} et les paramètres de transmission S_{i1} concordent comme indiqué par la théorie, il est estimé à $Q = 23550 \pm 1000$ [108], [113]. La faible différence constatée entre les facteurs de qualité composites théoriques et mesurés vient de plusieurs paramètres non pris en compte dans le modèle dont la rugosité des surfaces, les jointures entre les différents composants de la cavité et les tolérances de fabrication.

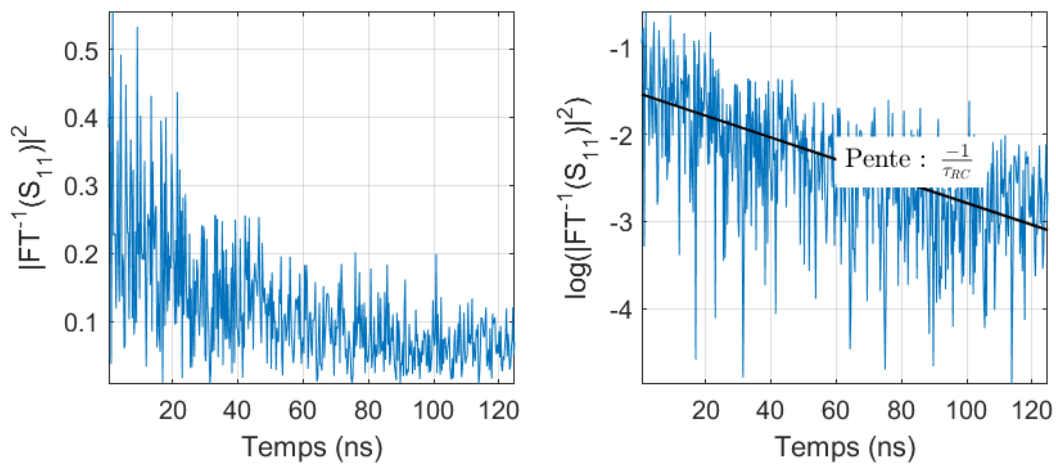
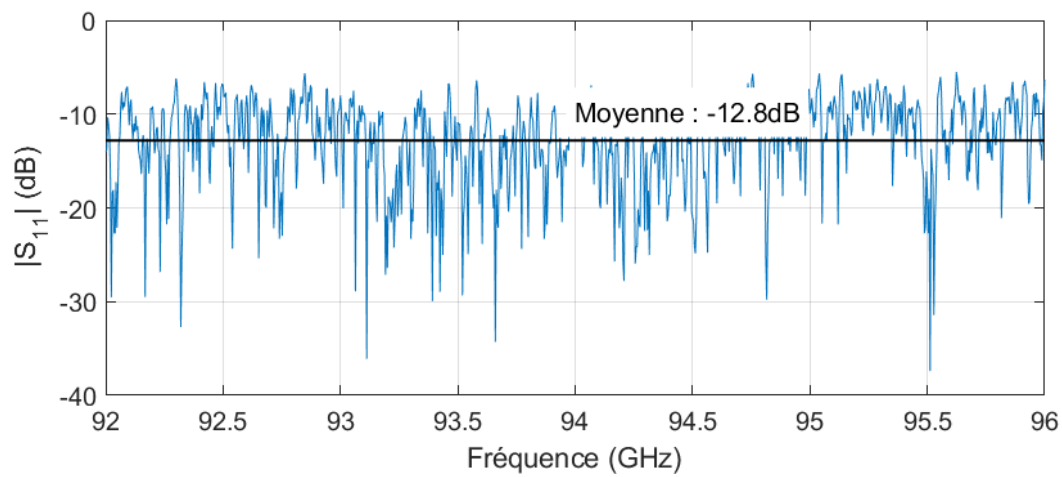
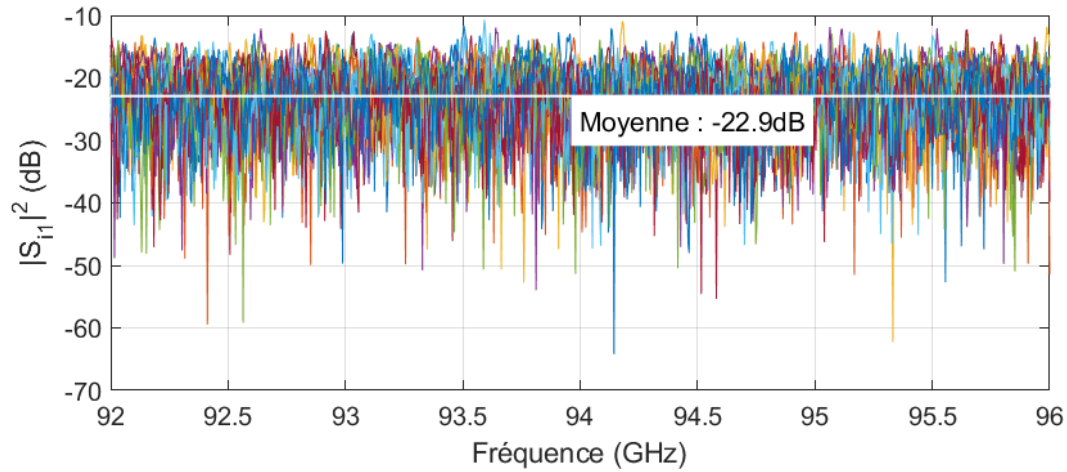
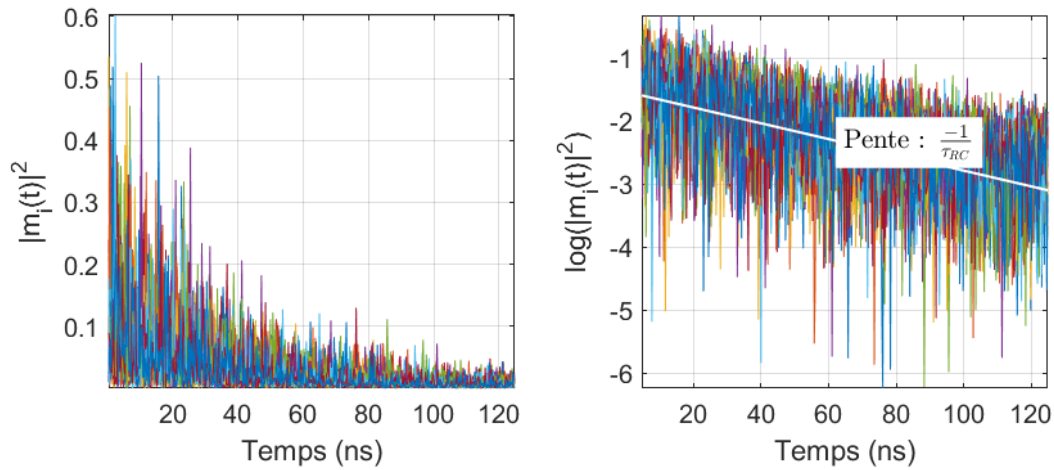


Figure 2.17: Mesure des paramètres S_{11} à l'entrée de la cavité : (a) Représentation de l'évolution du paramètre en fonction de la fréquence. (b) Étude du paramètre dans le domaine temporel pour la détermination du temps de décroissance τ_{RC} qui mènera au calcul du facteur qualité composite, avec $FT(\cdot)$ la transformée de Fourier.



(a)



(b)

Figure 2.18: Mesure du paramètre de transmission entre l'entrée et l'ouverture d'indice i : (a) Représentation de l'évolution de S_{i1} pour $i = [1, 2, \dots, N]$. (b) Étude de la réponse impulsionnelle pour la détermination du temps de décroissance τ_{RC} qui mènera au calcul du facteur qualité composite.

Cette partie a permis de s'assurer que les caractéristiques précédemment définies dans le dimensionnement de la cavité réverbérante sont conformes aux mesures réalisées sur le prototype.

2.5.3 Conclusion de la section

Dans un premier temps, cette section a débuté par la détermination du facteur de qualité composite souhaité grâce à une analyse paramétrique. Cette analyse s'est appuyée sur une simulation d'imagerie basée sur le modèle théorique du dispositif, permettant

ainsi de déduire ce paramètre en fonction de la qualité d'image désirée. Elle s'est conclue par le choix d'un facteur de qualité composite de $Q = 23000$. L'étude suivante s'est concentrée sur le dimensionnement des ouvertures nécessaires pour atteindre cet objectif qui s'est conclu par le choix d'un réseau de 15 ouvertures carré de 1,6 mm de côté. Après cette phase de dimensionnement, la fabrication et la caractérisation ont été effectuées pour garantir la conformité du prototype par rapport aux attentes en termes de valeur de facteur de qualité composite. La suite de ce chapitre se consacrera à l'intégration de ce prototype dans un banc de mesure d'imagerie en champ proche et l'analyse des résultats obtenus.

2.6 Imagerie expérimentale en utilisant la cavité réverbérante à fuites

Dans cette dernière section du chapitre, un banc expérimental d'imagerie en champ proche intégrant la CRF précédemment développée et opérant en bande W sera conçu. Cela permettra la validation des capacités de multiplexage analogique du prototype développé et la confrontation des résultats obtenus aux simulations précédemment réalisées.

La première partie de cette section servira à l'introduction du banc de mesure radar en champ proche. Ensuite, les modalités de caractérisation en champ proche de la CRF dans le plan d'imagerie, ainsi que les résultats obtenus, seront présentées. Cette étape revêt une importance cruciale pour la réalisation des expérimentations en imagerie. Enfin, les résultats obtenus avec le banc mis au point seront présentés et analysés, et une comparaison quantitative sera effectuée avec les résultats analytiques et de simulation, ce qui permettra ainsi la validation des modèles précédemment développés.

2.6.1 Présentation du banc expérimental

Dans un premier temps, un banc de mesure en champ proche a été mis en œuvre pour ces expérimentations (Fig. 2.19b). Dans celui-ci la CRF est utilisée comme antenne d'émission. Les signaux réfléchis par la scène sont reçus à l'aide d'une antenne à guide d'onde ouvert WR-10. Ces deux dispositifs sont pilotés par un ARV. En lien avec les précédentes simulations, la distance séparant l'ouverture centrale du réseau du prototype de multiplexage analogique et l'antenne de réception est de 11 cm. Les cibles utilisées pour les expériences d'imagerie sont des tiges métalliques d'un diamètre de 1,3 cm et d'une longueur de 30 cm. Elles sont placées à 50 cm du système antennaire. Quant aux algorithmes de reconstruction d'images, les formalismes les décrivant ont

été explicités dans la section 2.2, particulièrement décrit par les Eqs. (2.7) et (2.8). Afin de rendre les étapes plus compréhensibles, un schéma récapitulant les différentes étapes de l'algorithme de reconstruction est présenté en Fig. 2.19a.

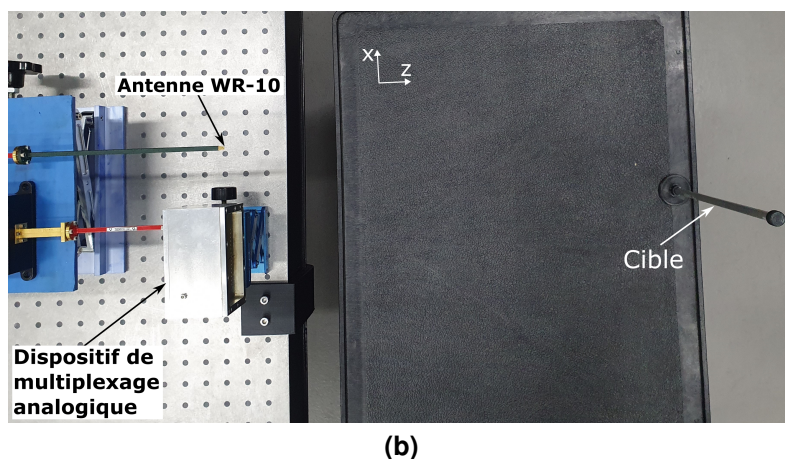
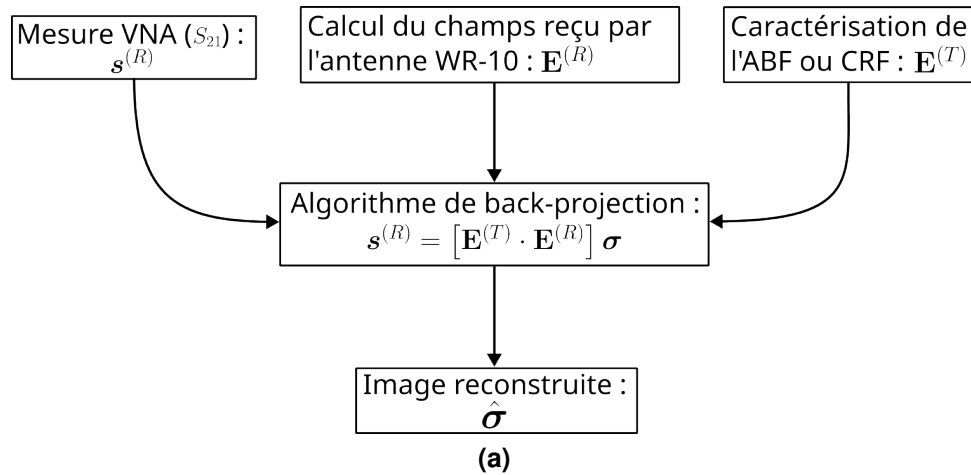


Figure 2.19: Description du banc de mesure et de l'algorithme de reconstruction utilisée pour la comparaison des deux prototypes : (a) Procédure permettant la reconstruction d'images expérimentales. (b) Banc expérimental en champ proche utilisant un dispositif de multiplexage analogique.

Avant d'entamer les expérimentations d'imagerie, il est impératif de procéder à une caractérisation en champ proche pour assurer le succès des expériences à venir, étape qui sera traitée dans la prochaine section.

2.6.2 Caractérisation en champ proche

Avant de pouvoir intégrer le prototype de la CRF fabriqué dans un système d'imagerie radar, il est impératif de mesurer ses fonctions de transfert. La méthode la plus simple est d'effectuer une mesure directe de celles-ci permettant la reconstruction d'image

en utilisant l'Eq. (2.8) [78]. Cependant, dans notre cas, il est difficile de réaliser cette mesure en s'assurant de respecter les précisions requises pour les expériences d'imagerie. Ceci est dû au fait que la cavité ne dispose pas de connectiques sur ses ports de sorties. Pour remédier à ce problème, une procédure de caractérisation basée sur l'approximation dipolaire précédemment introduite (section 2.3) sera utilisée. Cette procédure déterminera les distributions de champs $\mathbf{E}^{(T)}$ émises dans le plan d'imagerie (xz) (Fig. 2.20a).

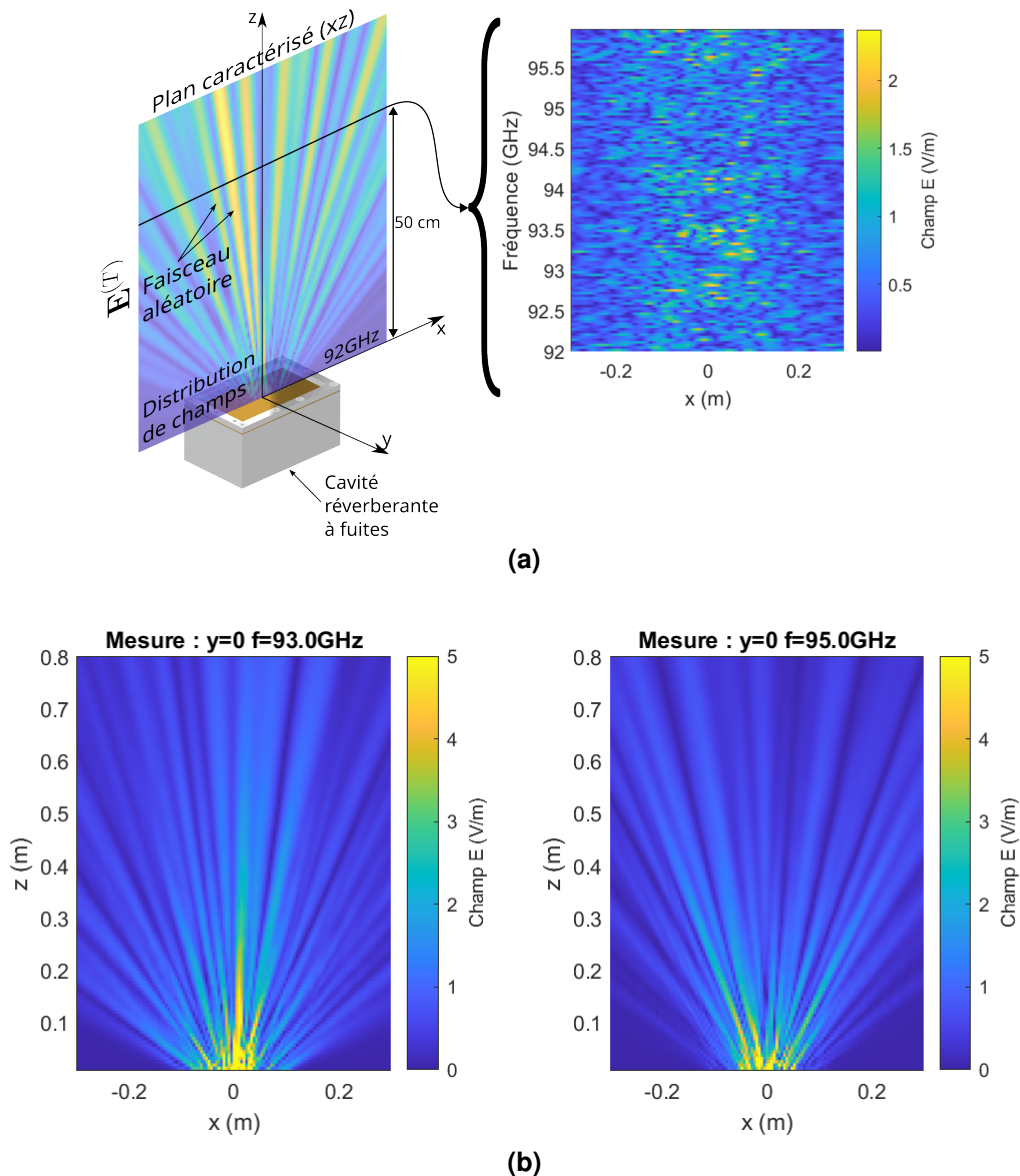


Figure 2.20: Caractérisation en champ proche de la CRF : (a) Position du plan caractérisé par rapport à l'antenne (Fig. 2.19), le diagramme spatiofréquentiel d'une section de celui-ci permet de montrer l'évolution du champ émis en fonction de la fréquence. (b) Cartographie de distribution de champs émise par le dispositif dans le plan (xz) aux fréquences 93 et 95 GHz.

La définition du champ rayonné permettra la résolution du problème inverse, conduisant ainsi à une reconstruction d'images réussie. Cette mesure permet de visualiser les distributions de champs émis dans le plan où l'expérience d'imagerie sera menée (Fig. 2.20).

À la suite d'une caractérisation des distributions de champs émis par le dispositif dans le plan (xz) d'imagerie, couvrant la bande de fréquence de 92 à 96 GHz, il est observé que l'évolution de ces distributions le long d'un segment suivant l'axe des azimuts est complexe et dépend de la fréquence, comme le met en évidence la cartographie spatiofréquentielle (Fig. 2.20a). La CRF génère divers faisceaux de manière aléatoire (bien que déterministe) afin de sonder l'ensemble de la scène à travers toute la plage fréquentielle, permettant ainsi d'obtenir une résolution en profondeur optimale (Eq. 2.24).

2.6.3 Expérimentation d'imagerie en champ proche

Dans la suite, les résultats expérimentaux obtenus en utilisant le banc d'imagerie seront abordés, ainsi que la procédure illustrée en Fig. 2.19a. Ces mesures consistent en l'imagerie d'une scène contenant une et trois cibles, positionnées à une distance de $R = 50$ cm de la CRF et séparées de 4,5 cm, comme représentés en Fig. 2.19b. Le positionnement des cibles correspond à celui utilisé dans la simulation du modèle numérique (Fig. 2.12), ce qui garantit leurs comparabilités avec les images reconstruites expérimentalement permettant de le valider.

Une expérience d'imagerie est menée avec le prototype de la CRF, où une et plusieurs cibles sont imagées. Les résultats expérimentaux (Fig. 2.21b) sont similaires à ceux de la simulation (Fig. 2.12), avec une résolution en azimuth de 2,9 cm et une résolution en profondeur de 4,4 cm permettant de distinguer les trois cibles. Des lobes secondaires de -5,3 dB par rapport au lobe principal sont observés selon la dimension de profondeur et de -11,1 dB selon l'azimut.

Pour résumer les résultats obtenus analytiquement (Eqs. (2.23), (2.24)) grâce aux simulations (Fig. 2.12) et aux expérimentations, un tableau est proposé (Tab. 2.1). Il inclut la résolution en azimuth et en profondeur obtenue à partir de la simulation du modèle idéal et des expérimentations.

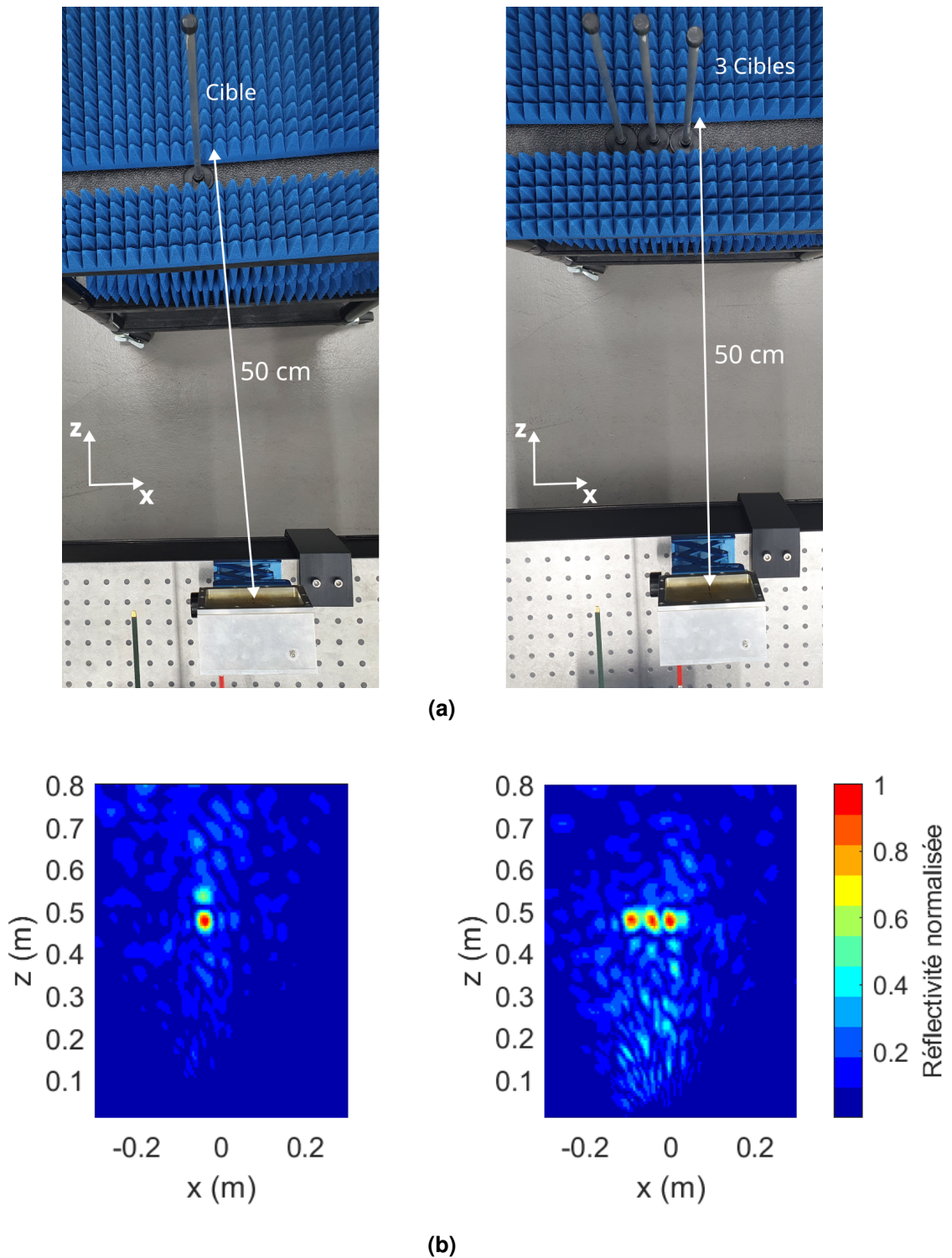


Figure 2.21: Expérimentation d'imagerie en champ proche avec une CRF : (a) Banc d'imagerie avec une scène d'une et trois cibles. (b) Images reconstruites des scènes avec la CRF.

Résolutions théoriques (Eq. 2.23 2.24)	Azimut : 2,8 cm Profondeur : 3,75 cm
Résolutions en simulation (Fig. 2.12)	Azimut : 3,2 cm Profondeur : 4,4 cm
Résolutions expérimentales (Fig. 2.21)	Azimut : 2,9 cm Profondeur : 4,4 cm

Table 2.1: Résolutions obtenues en simulation et en expérimentation en utilisant la CRF dans un contexte d'imagerie en champ proche.

2.6.4 Conclusion de la section

Cette section s'est focalisée sur les performances en imagerie du prototype fabriqué de la CRF. Dans un premier temps, un banc de mesure ainsi qu'un banc de caractérisation du dispositif ont été mis en place, permettant de mener des expérimentations d'imagerie d'une scène contenant une ou plusieurs cibles. Les valeurs de résolution expérimentales obtenues sont conformes aux calculs théoriques et aux simulations utilisées dans les sections précédentes, ce qui confirme la viabilité du prototype fabriqué.

En conclusion cette section a permis la conception d'une CRF et son intégration comme multiplexeur analogique dans un cadre d'imagerie en champ proche.

2.7 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a présenté dans un premier temps une méthode d'analyse et d'imagerie commune aux deux techniques de multiplexage analogique étudiées : l'antenne à balayage fréquentiel (ABF) et la cavité réverbérante à fuites (CRF). Ces deux méthodes fonctionnant différemment, la première section a permis de développer une technique de reconstruction d'image commune, garantissant ainsi la comparabilité des résultats de simulation d'imagerie. Sur cette base, une procédure de caractérisation en champ proche a été mise en œuvre pour mesurer les distributions de champs émis par chaque dispositif permettant d'envisager l'implémentation expérimentale des algorithmes développés.

Ensuite, la section dédiée à la comparaison entre les deux modèles théoriques des dispositifs de multiplexage analogique a été abordée. Une simulation d'imagerie en champ proche a été mise en œuvre pour intégrer les deux modèles théoriques élaborés. Les résultats de ces simulations ont révélé que les deux dispositifs permettaient d'obtenir des résolutions en azimuth comparables, tandis que la résolution en profondeur obtenue

avec la CRF était nettement supérieure à celle obtenue avec l'ABF. Dans le cadre de cette étude, la résolution en profondeur est un paramètre essentiel, car le système d'imagerie qui intégrera ce dispositif devra être capable de reconstruire des images tridimensionnelles. En raison des résultats obtenus par ces simulations, la CRF a été choisie pour poursuivre ces travaux.

La section suivante a été consacrée au dimensionnement et à la conception de la CRF. Dans un premier lieu, un dimensionnement du facteur de qualité composite de la cavité a été fait permettant ainsi de choisir une valeur de ce paramètre qui permet la reconstruction d'une image de qualité convenable. Ce paramètre étant fortement dépendant des caractéristiques des éléments rayonnants, ces derniers seront dimensionnés pour atteindre le facteur de qualité composite souhaité. En se basant sur les résultats de ces études, un prototype a été mis au point et caractérisé pour valider la procédure de dimensionnement et s'assurer que le prototype mis au point est viable.

Une dernière étude a été consacrée à l'intégration du prototype fabriqué dans un banc de mesure en champ proche. Ces expérimentations ont permis d'évaluer qualitativement le prototype et de confronter les résultats obtenus au calcul analytique et simulations précédemment réalisées. Ceci a permis de valider le bon fonctionnement du prototype et la pertinence des méthodes de dimensionnement et simulation.

Ce chapitre a présenté le développement d'un banc de mesure basé sur l'utilisation d'un dispositif de multiplexage analogique. Toutefois, l'utilisation de ce dernier nécessite un analyseur de réseau vectoriel pour la génération et l'acquisition des signaux. Le recours à cet instrument est privilégié en raison de sa précision, une caractéristique difficilement égalée par les chaînes d'émission-réception disponibles sur étagère, ce qui contribue à la réussite des expériences d'imagerie. L'un des principaux objectifs de cette thèse demeure l'industrialisation de la technologie de multiplexage analogique, impliquant le remplacement de cet instrument par des chaînes d'émission-réception à faible coût, réalisées à partir de composants disponibles sur étagère. Des études visant à atteindre cet objectif seront menées dans le prochain chapitre, où le prototype élaboré sera intégré dans un système d'imagerie reposant sur des chaînes actives développées par l'entreprise MC2-Technologies, conçus pour être utilisés avec ce dispositif dans un cadre d'imagerie en champ proche en temps réel.

3

Imagerie FMCW avec une cavité réverbérante à fuites

Sommaire

3.1	Introduction	104
3.2	Formalisme d'imagerie et architecture FMCW	105
3.2.1	Formalisme d'imagerie	105
3.2.2	Présentation du banc de mesure FMCW utilisant une CRF	113
3.2.3	Étude du bilan de liaison RADAR	116
3.2.4	Conclusion de la section	116
3.3	Modélisation et simulation expérimentale du banc de mesures FMCW	117
3.3.1	Caractérisation FMCW de la CRF	118
3.3.2	Simulation du système d'imagerie FMCW avec la CRF	119
3.3.3	Conclusion de la section	121
3.4	Imagerie FMCW expérimentale	121
3.4.1	Comparaison entre les images réalisées par l'ARV et les modules FMCW	121
3.4.2	Étude du bruit affectant les images	122
3.4.3	Conclusion de la section	124

3.5 Conclusion du chapitre 126

3.1 Introduction

L'ÉTUDE bibliographique réalisée dans le chapitre 1 a révélé plusieurs travaux permettant l'utilisation d'une cavité réverbérante à fuites (CRF) dans un contexte d'imagerie pour la réduction du nombre de chaînes d'émission-réception [78], [83], [86], [87]. Cependant, les études présentées ont introduit un mode expérimental reposant sur l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel (ARV), limitant ainsi l'application de cette technologie à un environnement de laboratoire. Des recherches dans ce cadre ont été menées dans le chapitre précédent afin de caractériser et de valider le prototype de CRF mis en œuvre. Les conclusions de cette étude ouvrent ainsi la voie au transfert de cette technologie afin de répondre aux exigences du partenaire industriel, MC2-Technologies. Ce dernier envisage l'intégration de cette technologie dans un système d'imagerie destiné à des besoins sécuritaires.

Dans ce chapitre, la mise en place d'un système radar intégrant le prototype développé précédemment sera étudiée à travers le développement d'expérimentations dans le domaine de l'imagerie en champ proche, permettant la combinaison de l'utilisation d'une CRF avec des techniques d'émission-réception FMCW en bande W développées par MC2-Technologies. L'entreprise partenaire de ce projet a mis en place une solution homodyne d'émission-réception, représentée par deux chaînes radar compactes pouvant être fabriquées en série. Le coût unitaire de ces chaînes est adapté pour une intégration dans un produit commercial considéré comme bas coût.

La combinaison innovante présentée dans ce chapitre entre la CRF et la chaîne de traitement FMCW se distingue des études précédentes dans le domaine de l'imagerie computationnelle avec une CRF, où les signaux RF reçus sont traités directement. En effet, l'apport majeur de ces travaux réside dans le développement de nouveaux

algorithmes destinés à la reconstruction d'images en bande W en utilisant un signal de battement issu des chaînes FMCW, avec une fréquence de l'ordre du MHz. Ces algorithmes seront soumis à une validation au travers d'une étude expérimentale, comparant les résultats obtenus avec ces chaînes dans le contexte d'une expérimentation radar à ceux présentés dans le chapitre précédent, réalisé en laboratoire.

Ce chapitre débutera par une section théorique introduisant les formalismes mise au point pour la reconstruction d'images avec un système combinant une cavité et les chaînes d'émission-réception développées par MC2-Technologies. Ensuite, le développement d'une méthode de caractérisation de la CRF et du système dans ce nouveau contexte sera introduit. Par la suite, une simulation sera mise en place pour évaluer les résultats d'imagerie pouvant être obtenus expérimentalement. Cette simulation se basera sur les fonctions de transfert mesurées du système afin d'obtenir un modèle théorique reflétant l'expérimentation, validant ainsi le formalisme d'imagerie introduit. La dernière partie de ce chapitre présentera une étude comparative réalisée entre les images reconstruites avec le banc d'imagerie utilisant la CRF présentée dans le chapitre précédent et celles obtenues avec le banc développé dans ce chapitre. Cette phase permettra une validation des résultats simulés et établira une comparaison entre les images reconstruites dans ces deux contextes expérimentaux différents. Un diagramme résumant ces étapes est proposé en Fig. 3.1, permettant de visualiser le plan de ce chapitre.

3.2 Formalisme d'imagerie et architecture FMCW

3.2.1 Formalisme d'imagerie

Dans ce qui suit, l'architecture précédemment établie en Fig. 2.3 du chapitre précédent sera maintenue. Celle-ci a consisté en un système MISO basé sur l'utilisation d'un multiplexeur analogique. Cependant, cette fois-ci, notre intérêt se portera sur l'unité de génération et d'acquisition des signaux (Fig 3.2). Cette unité est composée d'une chaîne d'émission capable de produire un signal linéairement modulé en fréquence (chirp) utilisée pour alimenter la CRF. Quant à la réception, elle est assurée par une chaîne homodyne. Cette architecture a été choisie afin de réduire les contraintes liées aux fréquences d'échantillonnage requises par le convertisseur analogique numérique (CAN). Cependant, il est nécessaire d'utiliser un générateur de signaux modulé en fréquence pour produire le chirp $c(t)$ requis dans l'architecture FMCW. Ce signal peut être exprimé sous forme complexe comme suit :

$$c(t) = A_0 \exp \left(j2\pi \left[f_{min} + \frac{B}{2T}t \right] t + \epsilon(t) \right) \quad (3.1)$$

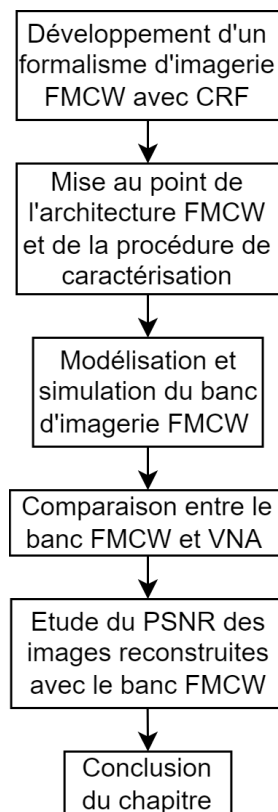


Figure 3.1: Diagramme décrivant le déroulement de ce chapitre.

avec les paramètres suivants :

- j : l'unité complexe.
- A_0 : l'amplitude du signal.
- f_{min} : la fréquence minimale du chirp, $f_{min} = 92$ GHz.
- B : la bande fréquentielle du chirp, $B = 4$ GHz.
- T : la durée du chirp.
- $\epsilon(t)$: la non-linéarité déterministe de la chaîne.

La fréquence instantanée de ce chirp peut être écrite comme suit :

$$f_{inst}(t) = f_{min} + \frac{B}{2T}t \quad (3.2)$$

$$= f_{min} + \alpha t \quad (3.3)$$

Cette expression établit une connexion entre le temps et la fréquence, formant le principe fondamental du radar FMCW. Ce dernier repose sur la conversion du retard temporel en un faible décalage fréquentiel détectable à travers un mélange entre le signal émis et le signal reçu. Cette procédure donne lieu à la génération d'un battement de basse fréquence, permettant d'estimer la distance d'une cible par le biais d'une transformée de Fourier, dans le contexte d'un système SISO (Single Input Single Output).

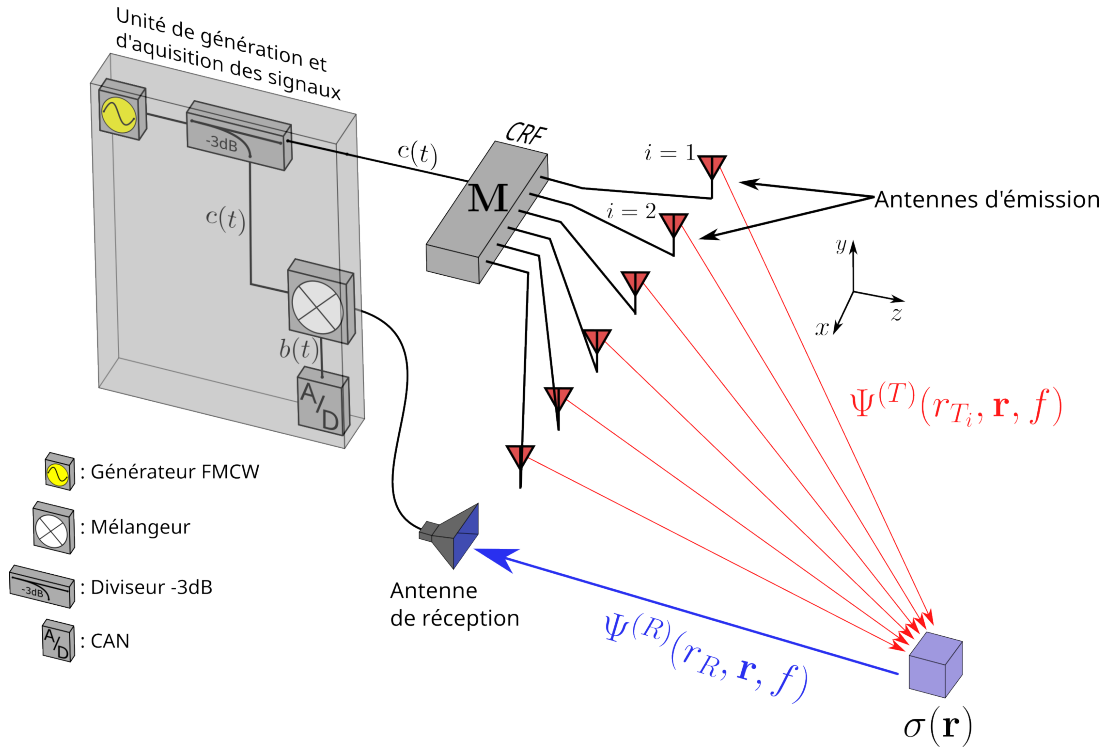


Figure 3.2: Architecture FMCW avec la CRF.

Le lien entre la dimension temporelle et fréquentielle revêt une grande importance dans le contexte du modèle théorique développé dans la suite. En effet, la transformée de Fourier sera effectuée par rapport à la variable $f_{inst}(t)$, car la variable temporelle et fréquentielle sont indissociables dans le contexte de cette étude.

L'expression d'un formalisme décrivant une mesure réalisée par un tel système permettra ensuite la résolution du problème inverse associé. Il est nécessaire en premier lieu de rappeler l'expression du signal fréquentiel en sortie de l'antenne de réception :

$$S(f) = \sum_i C(f) M_i(f) \int_{\mathbf{r}} \Psi^{(T)}(r_{T_i}, \mathbf{r}, f) \sigma(\mathbf{r}) \Psi^{(R)}(r_R, \mathbf{r}, f) d\mathbf{r} \quad (3.4)$$

avec les paramètres suivants :

- i : l'indice du canal de la CRF et de l'antenne d'émission.
- f : la fréquence.
- \mathbf{r} : le vecteur position des points de la scène interrogés.
- \mathbf{r}_T : le vecteur position des antennes d'émission (Tx).
- r_R : la position de l'antenne de réception (Rx).
- $C(f)$: la transformée de Fourier du signal $c(t)$ alimentant la CRF.
- $M_i(f)$: la fonction de transfert du canal d'indice i de la CRF dans la bande 92-96 GHz.

- $\Psi^{(T)}(r_{T_i}, \mathbf{r}, f)$: le champ émis dans la scène par l'antenne Tx d'indice i considérées isotropes.
- $\Psi^{(R)}(r_R, \mathbf{r}, f)$: le champ reçu de la scène par l'antenne Rx considérée isotrope.
- $\sigma(\mathbf{r})$: la réflectivité de la scène.
- $S(f)$: le spectre complexe du signal reçu, réfléchi par la scène.

Ce formalisme est le résultat de deux approximations qui simplifient la reconstruction des informations spatiales : l'approximation scalaire et un régime de diffusion simple. La discrétisation spatiale et fréquentielle de ce modèle permet son expression sous forme d'un formalisme matriciel :

$$s_k = \sum_j \sum_i c_k \cdot M_{i k} \cdot \Psi_{i j k}^{(T)} \cdot \Psi_{j k}^{(R)} \cdot \sigma_j \quad (3.5)$$

On définit pour la suite $H_{j k} = \sum_i M_{i k} \cdot \Psi_{i j k}^{(T)} \cdot \Psi_{j k}^{(R)}$ la matrice correspondant au produit par élément des fonctions de transfert $M_{i k}$ par les champs émis $\Psi_{i j k}^{(T)}$ et reçus $\Psi_{j k}^{(R)}$, où j et k représente respectivement l'indice la dimension spatiale et fréquentielle.

Le signal reçu $S(f)$ (Eq. 3.4) subit un mélange avec le signal $C(f)$, extrait à l'aide d'un coupleur avant l'émission (Fig. 3.2), l'intérêt de cette opération est l'obtention d'un signal de battement très basse fréquence pouvant être facilement échantillonné. Afin de faciliter l'abord du développement du modèle qui permettra de tenir compte de cette opération, le formalisme est premièrement développé pour une unique cible ponctuelle. Il sera ensuite possible de généraliser ces illustrations à un cas plus général à l'aide du principe de superposition. Considérant une cible ponctuelle, la réflectivité prend la forme $\sigma(\mathbf{r}) = \delta(\mathbf{r} - r_p)$ avec p représentant l'indice de la position de la cible induisant un retard temporel τ_p . Dans ce cas particulier, le signal réfléchi $S(f)$ prend alors la forme suivante dans le domaine fréquentiel :

$$S(f) = C(f) \sum_i M_i(r, f) \Psi^{(T)}(r_{T_i}, r_p, f) \Psi^{(R)}(r_R, r_p, f) \quad (3.6)$$

En négligeant la décroissance en amplitude associée aux fonctions de Green, le signal fréquentiel reçu avant mélange prend alors la forme suivante :

$$S(f) = C(f) \sum_i M_i(r, f) \exp(-j2\pi f \tau_{p_i}) \quad (3.7)$$

où τ_{p_i} correspond au retard induit par un diffuseur élémentaire vu par chaque couple d'antennes, tel que :

$$\tau_{p_i} = \frac{|r_{T_i} - r_p|}{c} + \frac{|r_p - r_R|}{c} \quad (3.8)$$

L'expression du signal reçu dans le domaine temporel permet de comprendre la façon dont les fonctions de transfert du composant affectent le résultat avant mélange :

$$s(t) = \mathfrak{F}^{-1}(S(f)) \quad (3.9)$$

$$= \sum_i c(t) * m_i(t) * \delta(t - \tau_{p_i}) \quad (3.10)$$

On souhaite premièrement mettre en évidence que $c(t) * m_i(t)$ est analogue à un calcul de transformée de Fourier des réponses impulsionnelles du composant en prenant un chirp linéaire normalisé ($A_0 = 0$ et $\epsilon(t) = 0$) :

$$c(t) * m_i(t) = \int_{\tau} c(\tau) m_i(-(\tau - t)) d\tau \quad (3.11)$$

$$= \int_{\tau} \exp(j2\pi f_{inst}(\tau) \cdot (\tau)) m_i(-(\tau - t)) d\tau \quad (3.12)$$

La durée du chirp T doit être choisie largement supérieure à l'étalement temporel des réponses impulsionnelles de l'antenne à diversité spatiofréquentielle $m_i(t) = \mathfrak{F}^{-1}(M_i(f))$ (Fig. 3.3). Il devient possible d'approximer ce calcul de convolution par une superposition de transformées de Fourier fenêtrées par le support de $m_i(-(\tau - t))$, alors corrélée avec un signal harmonique considéré de fréquence constante pendant toute cette durée (Fig. 3.3).

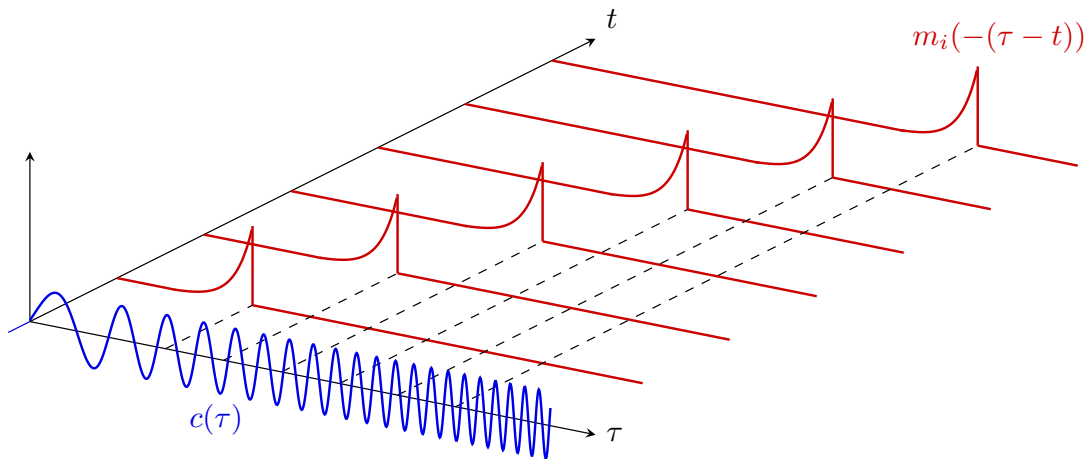


Figure 3.3: Effet de la convolution d'un chirp $c(t)$ (bleu) avec une réponse impulsionnelle $m_i(t)$ (rouge). L'enveloppe de cette dernière est suffisamment courte devant la durée du chirp pour qu'une harmonique à fréquence constante soit appliquée pendant toute sa durée.

La fréquence instantanée du chirp exprimée dans le calcul de convolution devient alors indépendante de τ à l'échelle de chaque réponse impulsionnelle retournée tem-

temporellement et retardée $m_i(-(\tau - t))$:

$$f_{inst}(\tau) = f_{min} + \frac{1}{2}\alpha(\tau) \quad (3.13)$$

$$\approx f_{min} + \frac{1}{2}\alpha t \quad (3.14)$$

$$\approx f_t \quad (3.15)$$

Le signal du chirp retardé est alors simplifié de la façon suivante :

$$c(\tau) \approx \exp(j2\pi f_t \tau) \quad (3.16)$$

La convolution peut enfin être associée à un calcul de transformée de Fourier :

$$c(t) * m_i(t) \approx \int_{\tau} \exp(j2\pi f_t \tau) m_i(-(\tau - t)) d\tau \quad (3.17)$$

$$\approx \int_{\tau} \exp(j2\pi f_t \tau) (m_i(-\tau) * \delta(\tau - t)) d\tau \quad (3.18)$$

$$\approx M_i(f_t(t)) \exp(j2\pi f_t t) \quad (3.19)$$

Le signe négatif des réponses impulsionnelles retournées temporellement $m_i(-\tau)$ est compensé ici par le signe "-" manquant dans la définition de la transformée de Fourier. Cette portion peut finalement être injectée dans l'Eq. (3.10) :

$$s(t) = \mathfrak{F}^{-1}(S(f)) \quad (3.20)$$

$$\approx \sum_i (M_i(f_t(t)) \exp(j2\pi f_t t)) * \delta(t - \tau_{p_i}) \quad (3.21)$$

Le signal reçu avant mélange prend alors la forme d'une superposition de fonctions de transfert transposées dans le domaine temporel, modulées par la fréquence instantanée du chirp et retardées par une série de délais propres à chaque voie τ_{p_i} . Pour faciliter ce processus, la conversion réalisée est illustrée en Fig. (3.4).

Suivant un mélange par le chirp de référence, le signal de battement $b_p(t)$ pour un diffuseur unique, acheminé par un filtre passe-bas de fonction F_{LP} afin de supprimer les produits d'intermodulation d'ordres supérieurs, prend alors la forme suivante dans le domaine temporel :

$$b_p(t) = F_{LP}(c(t) * s(t)) \quad (3.22)$$

En adaptant les développements de la théorie des systèmes conventionnels FMCW, il reste alors à faire le compte des différentes harmoniques compensées ou non par cette

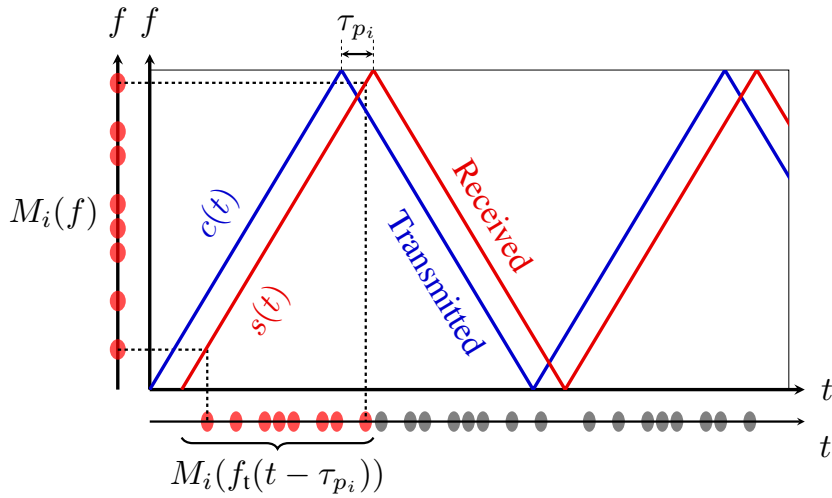


Figure 3.4: Le signal temporel reçu pour une cible unique dépend des fonctions de transfert du composant, impactant l'enveloppe du signal modulé en fréquence reçu dans le domaine temporel. Ce dernier subit ensuite un mélange par le chirp de référence afin de convertir ces informations en signaux de battement basse-fréquence.

dernière compensation. Considérant le signal de référence émit $c(t)^* = \exp(-j2\pi f_t t)$ (avec $.$ le conjugué), il est aussi nécessaire de développer l'expression de $s(t)$:

$$s(t) = \sum_i M_i(f_{t'}(t - \tau_{p_i})) \exp(j2\pi f_{t'}(t - \tau_{p_i})) \quad (3.23)$$

où $f_{t'} = f_{min} + \frac{1}{2}\alpha(t - \tau_{p_i})$. Suivant une série de développements et de simplifications, on retrouve finalement (Annexe A.2) :

$$b_p(t) = \sum_i M_i(f_{t'}(t - \tau_{p_i})) \exp(-j2\pi(f_{min}\tau_{p_i} + \alpha t\tau_{p_i} - \frac{1}{2}\alpha\tau_{p_i}^2)) \quad (3.24)$$

Un diffuseur ponctuel correspond comme attendu à une somme de fonctions de transfert transposées dans le domaine temporel et retardées, sur lesquelles sont appliquées des termes de phase déterministes qui peuvent être compensés lors de la résolution du problème inverse associé. Considérant maintenant qu'une cible est constituée d'une superposition de diffuseurs dont la réflectivité spatiale est définie par $\sigma(r_p)$, une mesure prend enfin la forme :

$$b(t) = \sum_{r_p} b_p(t)\sigma(r_p) \quad (3.25)$$

Il est finalement possible de reconstruire la réflectivité de l'espace à imager en inversant ce modèle linéaire au moyen des techniques présentées précédemment.

L'expérience met cependant en évidence des limitations importantes qui rendent l'exploitation de ce modèle particulièrement délicat. Les précédents développements reposent sur une connaissance directe des fonctions de transfert du composant, qui peuvent théoriquement être déduites de mesure en champ proche rétropropagées. Ces réponses sont cependant déformées par les non-linéarités de la fréquence instantanée du chirp, ainsi que par celles de l'ensemble de la chaîne active (rappelant que la démonstration est réalisée en bande W). Sans correction, la pratique met en évidence des distorsions importantes des fonctions de transfert mesurées à oscilloscope, imposant d'ajouter des compensations supplémentaires. Il est ainsi proposé de réaliser une caractérisation des fonctions de transfert directement à l'aide de la chaîne active exploitée pour les mesures radar. En pratique, cette procédure consiste à caractériser la CRF en établissant une connexion entre sa sortie et l'entrée de la chaîne d'acquisition, qui est généralement reliée à l'antenne de réception (Fig. 3.5).

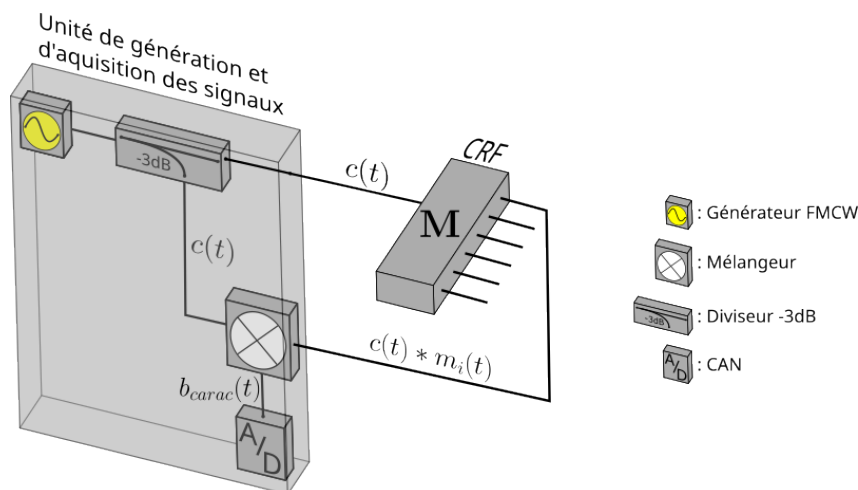


Figure 3.5: Caractérisation d'un canal de la CRF avec les chaînes FMCW.

Cette méthode, qui repose sur le couplage entre les ouvertures d'émission et l'antenne de réception, s'est avérée appropriée pour caractériser le dispositif. Une validation sera réalisée ultérieurement en comparant les résultats expérimentaux obtenus à travers la caractérisation basée sur le scan présenté dans le chapitre antérieur (section 2.3) avec la méthode utilisée dans ce chapitre. Ce changement de procédure découle des contraintes imposées par l'environnement industriel où cette technologie sera déployée. Comme indiqué précédemment, la caractérisation au moyen d'un scanner est précise, mais chronophage, nécessitant plusieurs heures de mesures. Dans un contexte de production en série, chaque CRF produite doit donc subir cette opération chronophage. La méthode de caractérisation présentée dans ce chapitre s'ajuste à ce contexte en se déroulant en seulement quelques minutes.

Sur le plan algorithmique, les opérations employées sont simples et peu exigeantes en termes de ressources de calcul, ce qui facilite leur intégration dans un système temps réel. Elles permettent aussi de compenser toutes les imperfections des chaînes FMCW, notées $\epsilon(t)$ dans l'Eq. (3.1), en intégrant aux caractérisations toutes les distorsions des fonctions de transfert du composant. La prochaine section introduira les composants matériels choisis pour la génération et l'acquisition des signaux permettant de respecter les contraintes de temps d'acquisition et de coût défini.

3.2.2 Présentation du banc de mesure FMCW utilisant une CRF

Pour assurer la génération du chirp, la démodulation et l'acquisition du battement ainsi que l'émission et la réception des signaux, un système radar FMCW compatible avec l'usage d'une CRF a été mis au point. La suite traitera indépendamment de chacun de ces éléments en l'introduisant brièvement.

Modules d'émission-réception FMCW

Dans le contexte de ces travaux, MC2 Technologies a développé deux modules FMCW, le premier étant dédié à la fonction de l'émission (Fig. 3.6a) et le second de la réception et la démodulation (Fig. 3.6b). Étant donné que ces modules ne disposent pas d'un générateur de signaux modulé en fréquences, il est impératif d'utiliser une carte externe pour remplir cette fonction. Notre choix s'est porté sur l'ADF4159 (Fig. 3.6d), une solution proposée par Analog Devices qui permet de générer des chirps dans la bande de fréquences 11,5-12 GHz, avec une période de répétition de 32 μ s, un pas fréquentiel de 0,31 MHz et une puissance totale autour de 3 dBm. Grâce à un multiplieur $\times 8$ intégré dans le module d'émission, ce signal est transposé dans la bande de fréquences 92-96 GHz, où les expériences sont menées. Par la suite, il est filtré et amplifié à l'aide d'un amplificateur de 18 dB. Ces trois composants, ainsi que leurs circuits de polarisation, ont été intégrés dans un boîtier en laiton pour favoriser la dissipation thermique (Fig. 3.6c). La puissance du signal obtenu en sortie de cette chaîne d'émission s'élève à 18dBm dans la bande 92-96 GHz.

En ce qui concerne la chaîne de réception, le signal est d'abord amplifié à l'aide d'un amplificateur à faible bruit (LNA) fabriqué par MC2 Technologies, offrant un gain de 22 dB. Ensuite, le signal est soumis à un filtrage puis un mélange avec le chirp de référence provenant d'un multiplieur $\times 8$ connecté à la carte ADF4159, cette opération introduit 10 dB de perte de conversion. Le battement obtenu dont la fréquence ne dépasse pas quelques MHz est amplifié grâce à un LNA ayant un gain de 25 dB. Cette chaîne est intégrée dans un boîtier en laiton, ce qui permet de gagner en compacité (Fig. 3.6c). Le gain total obtenu grâce à celle-ci est de l'ordre de 36 dB et une sensibilité de -56 dBm.

Le signal obtenu en sortie de la chaîne de réception est échantillonné et numérisé à l'aide d'un oscilloscope connecté à un ordinateur, ce qui permet le traitement ultérieur de ces signaux.

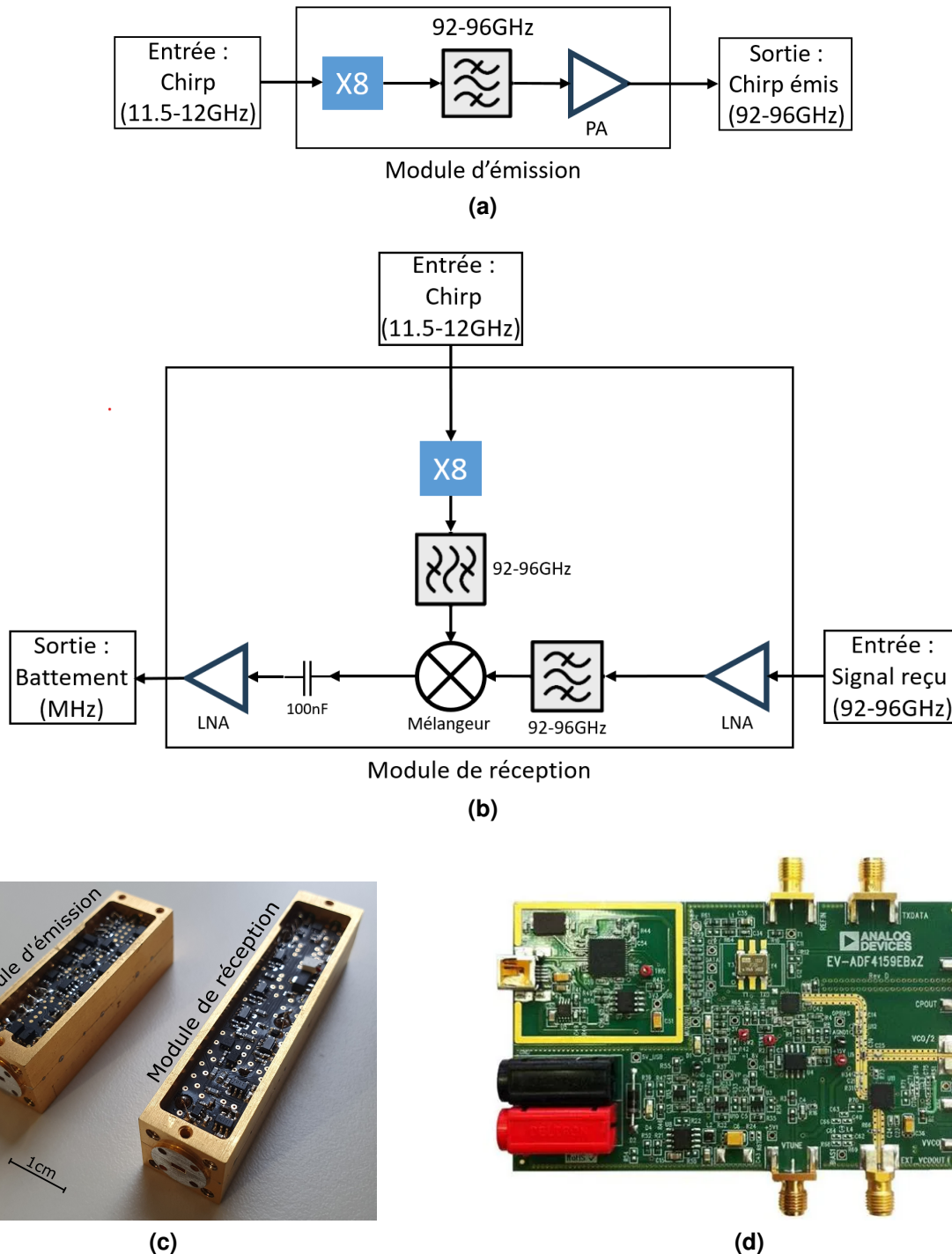
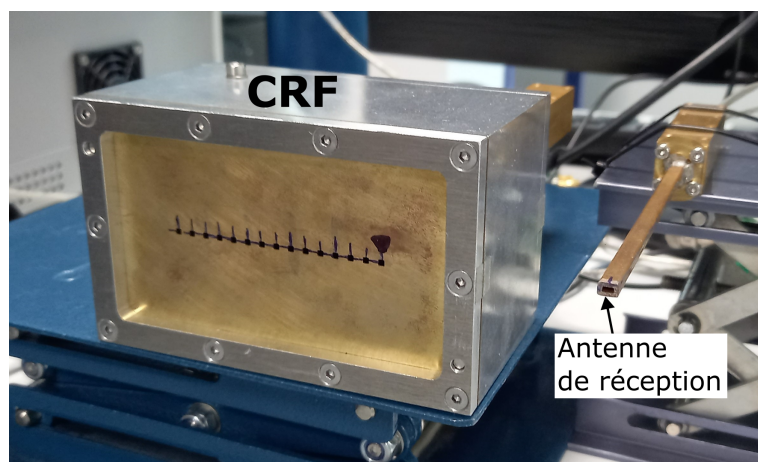


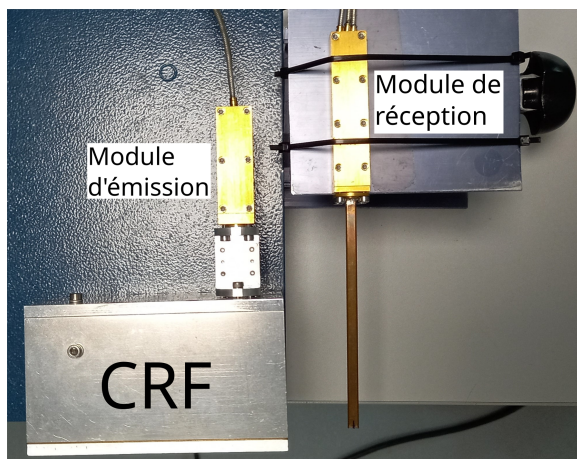
Figure 3.6: Architecture des chaînes d'émission-réception fabriquées par MC2-Technologies : (a) Chaîne d'émission (b) chaîne de réception. (c) Image des modules d'émission et de réception. (d) Image de la carte de génération ADF4159.

Banc de mesure radar

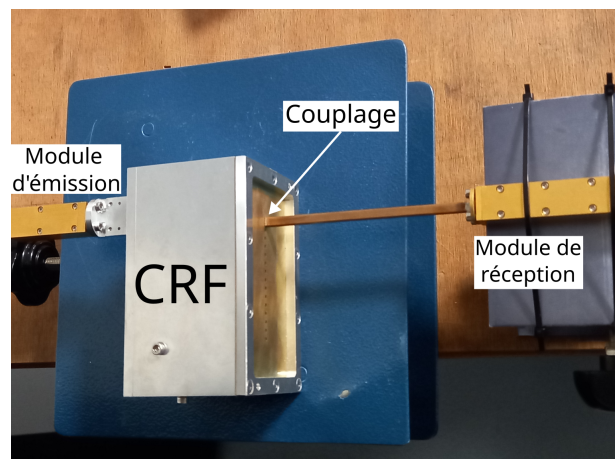
Pour la mise au point du banc de mesures (Fig. 3.7), les chaînes précédemment présentées sont associées au prototype de la CRF utilisée en émission, ainsi qu'une antenne à guide d'onde ouvert WR-10 utilisée en réception (Fig. 3.7a). La configuration spatiale de ces antennes, ainsi que les cibles utilisées ont été maintenues identiques à celles employées dans le banc d'imagerie élaboré dans le chapitre précédent (Fig. 2.19). Cette cohérence de configuration permet d'assurer la comparabilité des résultats obtenus à travers l'ARV et l'architecture FMCW. En ce qui concerne la calibration, essentielle pour déterminer les fonctions de transfert FMCW, elle a été réalisée en couplant les ouvertures d'émission de la CRF et l'ouverture du guide d'onde en réception (Fig. 3.7c).



(a)



(b)



(c)

Figure 3.7: Configuration expérimentale de l'imagerie FMCW avec la CRF : (a) Réseau d'ouvertures de la CRF et de l'antenne de réception. (b) Image vue du dessus du système d'imagerie. (c) Calibration FMCW effectuée pour l'un des canaux de la CRF réalisée à travers le couplage d'une ouverture d'émission avec l'antenne de réception, permettant de déterminer sa fonction de transfert ($M_i(f_{inst}(t))$).

3.2.3 Étude du bilan de liaison RADAR

Cette partie sera dédiée à l'étude du bilan de liaison radar. Elle débutera par la mesure du diagramme de rayonnement de la CRF dans la base compacte d'XLIM. Elle permettra de déterminer le gain moyen de cette antenne dans la bande 92-96GHz dans l'intervalle angulaire où les expériences d'imagerie seront menées.

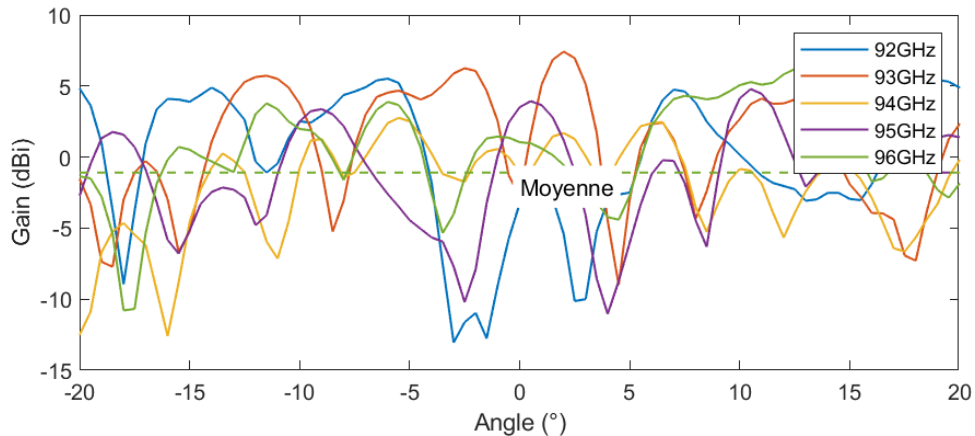


Figure 3.8: Mesure du diagramme de rayonnement pour les fréquences 92 GHz, 93 GHz, 94 GHz, 95 GHz et 96 GHz.

Cette mesure dans l'intervalle angulaire de $[-20^\circ, 20^\circ]$ a donné un gain moyen des diagrammes de rayonnement de -1 dBi dans la bande 92-96 GHz (Fig. 3.8). La cible utilisée dans le cadre de cette étude est identique à celle présentée dans le chapitre précédent qui consiste en une tige de 1,3 cm de diamètre et 30 cm de hauteur avec une surface équivalente radar de 3,6 dBsm (2,29 m²). L'antenne utilisée en réception est une sonde WR-10 ayant un gain de 6dBi.

Grâce à cette mesure, il est maintenant possible d'établir le bilan de liaison radar du banc de mesure présenté précédemment (Fig 3.9). Cette estimation a permis de garantir que la puissance des signaux reçus, estimée à -42,8dBm, dépasse le seuil de sensibilité de -56 dBm du module de réception.

Il est important de souligner que les modèles utilisés dans le cadre de ces études sont adaptés au champ lointain. Cependant, ils restent potentiellement valides pour obtenir des valeurs approximatives du bilan de liaison radar dans le cadre du banc présenté précédemment.

3.2.4 Conclusion de la section

Cette section a établi un formalisme d'imagerie basé sur une architecture FMCW combinée à une CRF dans un contexte d'imagerie en champ proche. Ensuite, la

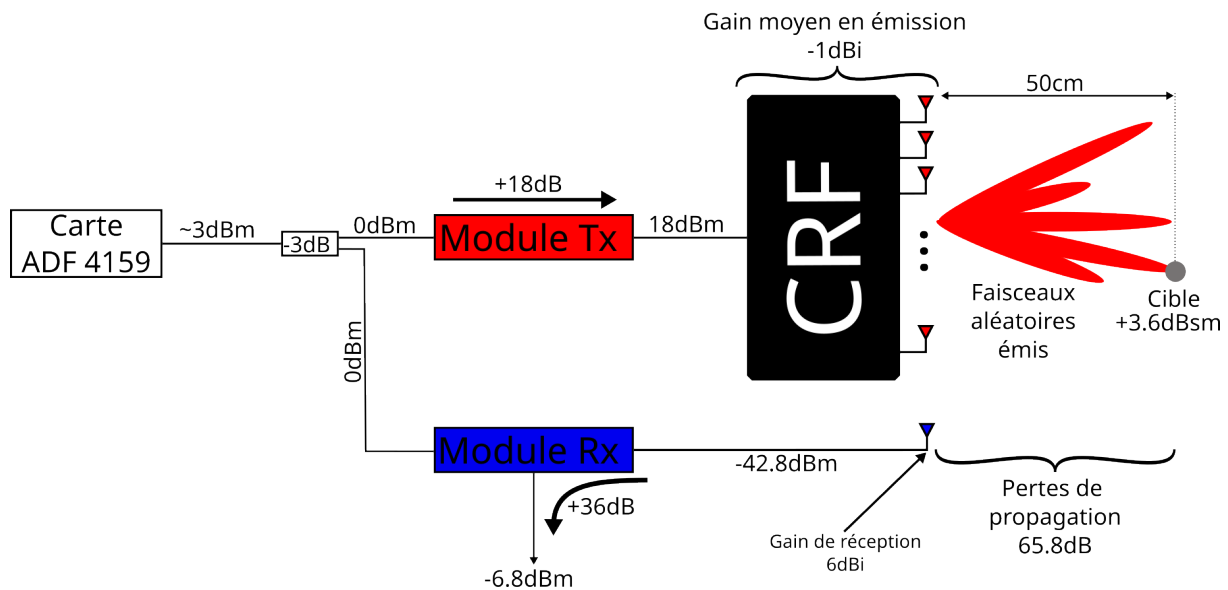


Figure 3.9: Bilan de liaison du banc de mesure FMCW utilisant une CRF.

présentation des différents éléments composant le banc de mesure a suivi, notamment la carte de génération ADF4159, qui permet la génération d'un chirp en bande de bases (11,5-12 GHz), le module d'émission permettant la transposition et l'émission des signaux en bande W, ainsi que le module de réception permettant une réception homodyne des signaux réfléchis par la scène. Une analyse théorique du bilan de liaison a été entreprise afin de déterminer la puissance reçue dans le cadre de l'expérimentation envisagée, assurant ainsi sa conformité avec la sensibilité de la chaîne de réception. Dans la suite, l'étude des fonctions de transfert FMCW des canaux de la CRF sera abordée. En s'appuyant sur celle-ci, un simulateur est mis au point permettant l'estimation des résultats d'imagerie attendus avec le banc expérimental.

3.3 Modélisation et simulation expérimentale du banc de mesures FMCW

Cette section se concentrera sur les caractéristiques des signaux résultant de la calibration. Une condition essentielle à la réussite des expériences d'imagerie est l'orthogonalité des signaux issus des canaux de la CRF, vérifiée à travers des simulations et des expérimentations dans le contexte d'imagerie abordées dans le chapitre précédent. Ce paramètre est directement lié au facteur de qualité composite du dispositif. La première partie de cette section se concentrera sur cet aspect et démontrera à partir des fonctions de transfert FMCW mesurées que ce paramètre est conforme aux

valeurs retrouvées dans le chapitre précédent. La deuxième partie, quant à elle, se focalisera sur l'utilisation des signaux issus de la calibration pour simuler le banc présenté précédemment. Le simulateur développé permettra d'estimer les résolutions théoriques pouvant être atteintes avec ce système, et il permettra ultérieurement d'expliquer les tendances du bruit observé sur les images expérimentales reconstruites liées aux déviations provoquées par le matériel utilisé.

3.3.1 Caractérisation FMCW de la CRF

Une caractérisation a été réalisée impliquant la reproduction de l'expérimentation présentée en Fig. 3.7c pour chacun des canaux de la CRF. La bande du chirp choisi est 92-96 GHz avec une durée de $T = 32 \mu\text{s}$. Ces paramètres ont été sélectionnés dans la plage de fonctionnement optimal de la carte de génération ADF4159. Étant donné que les chirps générés ont une modulation de forme triangulaire, notre intérêt s'est porté uniquement sur la partie ascendante de ces derniers. Pour discriminer cet intervalle, un signal carré généré par la carte a été utilisé permettant de délimiter le chirp croissant (Fig. 3.10a). Ce signal a un impact majeur sur la précision de la reconstruction, tout décalage entre le front montant de ce dernier et le début de la génération du chirp dégradera le PSNR de l'image reconstruite, comme il sera constaté dans la section 3.4.2 dédiée à l'étude de ce phénomène. Les battements produits par les 15 canaux résultants de cette expérimentation ont été numérisés à l'aide d'un oscilloscope pour être plus tard utilisés comme fonction de transfert ($M_i(f_{inst}(t))$) pour la simulation et les expérimentations d'imagerie avec le banc décrit précédemment (Fig. 3.7). Le battement résultant du processus de caractérisation se présente sous la forme d'un spectre (Fig. 3.10b), même si ce dernier est mesuré dans le domaine temporel. Cette nuance découle du fait que la forme d'onde utilisée est un chirp qui établit une relation supposée linéaire (Eq. 3.3) entre la variation du temps et de la fréquence (Fig. 3.4, 3.10b). Par conséquent, en appliquant la transformée de Fourier inverse par rapport à la fréquence instantanée $f_{inst}(t)$ à ce signal, on obtient la réponse impulsionnelle du canal de la CRF. Celle-ci est ensuite utilisée pour le calcul du temps de décroissance (Eq. 2.22) qui s'avère être $\tau_{RC} = 39 \pm 3 \text{ ns}$ correspondant à un facteur de qualité composite $Q = 23034 \pm 1700$. Il est important de noter que ces valeurs concordent avec celles précédemment mesurées dans la section 2.6.2 du chapitre précédent consacré à la caractérisation du prototype de la CRF.

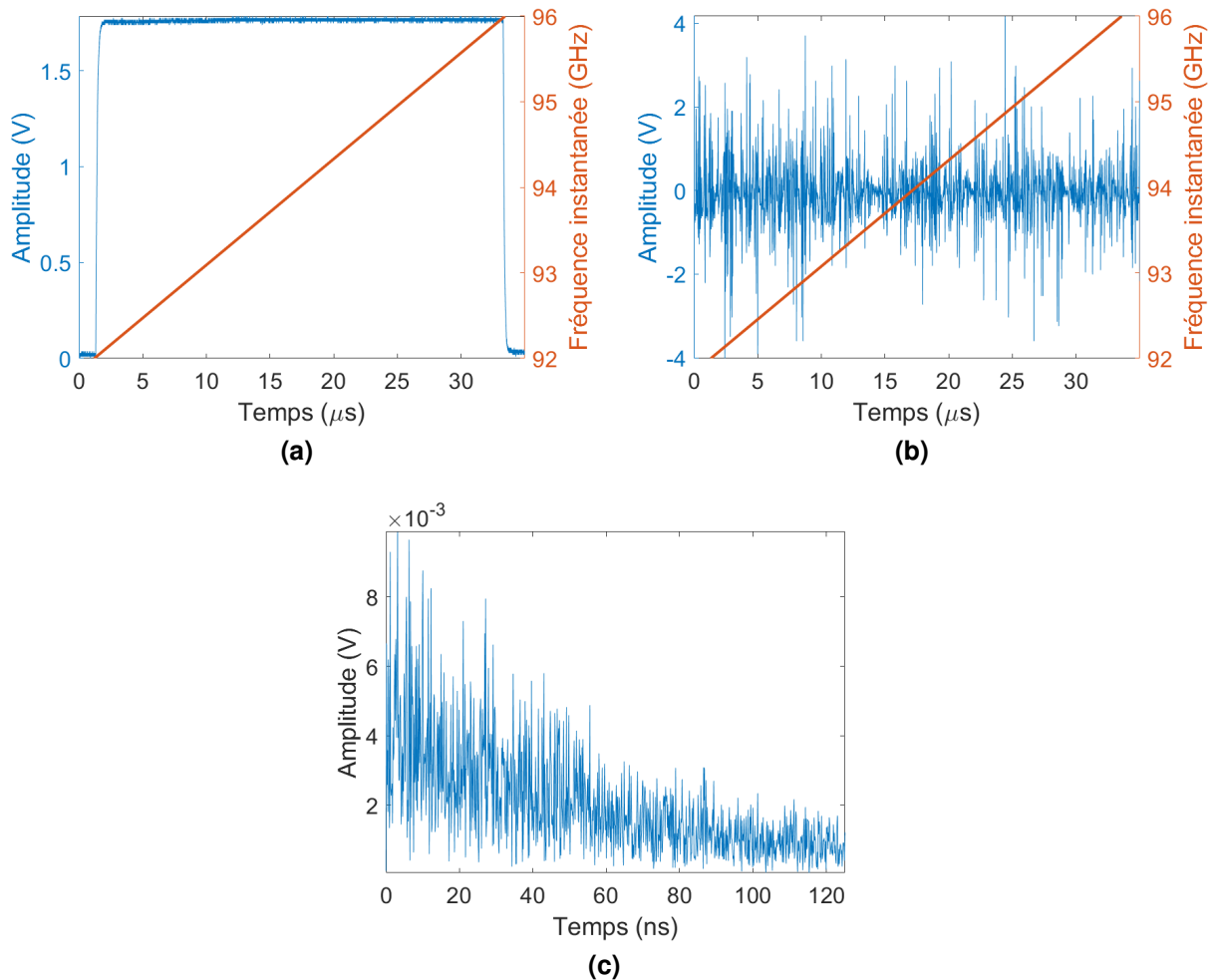


Figure 3.10: Les signaux issus de la calibration échantillonnés à 50 MHz: (a) Signal carré permettant d’isoler le battement issu d’un chirp croissant. (b) Représentation de la fonction de transfert du premier canal de la CRF et de l’évolution de la fréquence du chirp émis en fonction du temps. (c) Réponse impulsionnelle du même canal filtrée sur la bande d’analyse.

3.3.2 Simulation du système d’imagerie FMCW avec la CRF

En utilisant les fonctions de transfert $M_i(f_{inst}(t))$ mesurées, il devient possible de simuler le système d’imagerie en appliquant le modèle décrivant un système FMCW avec la CRF développée dans la section 3.2.1. En procédant ainsi et en modélisant la propagation des signaux émis à travers les ouvertures et reçus grâce au calcul de H_{jk} (Eq. 3.5), il devient envisageable de calculer le battement $b_i(t)$ en utilisant l’équation (3.25) pour une scène $\sigma(\mathbf{r})$ comportant des cibles considérées ponctuelles. En inversant ce modèle, il est alors possible de reconstruire une image s’approchant des résultats expérimentaux attendus (Fig.3.11b). Les résultats de cette étude montrent que les valeurs de la résolution en azimut $\delta_x = 3,2\text{cm}$ et en profondeur $\delta_z = 4,3\text{cm}$ obtenus correspondent aux

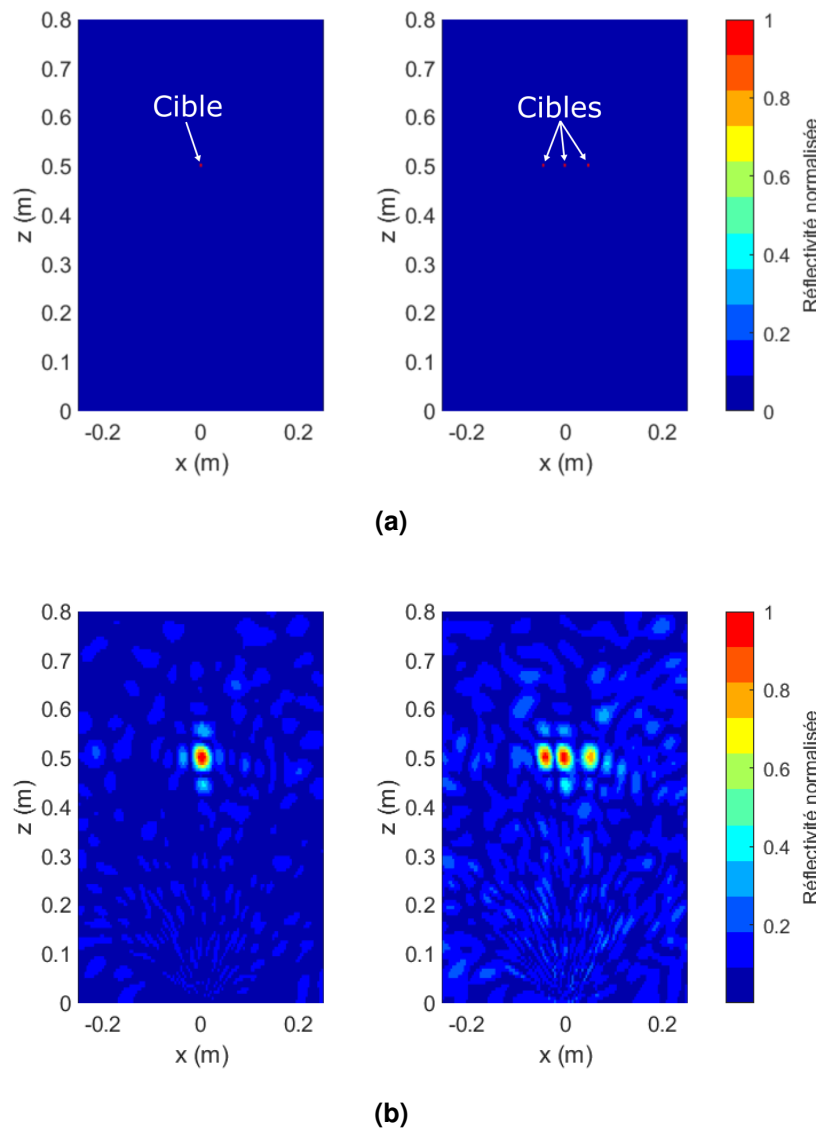


Figure 3.11: Simulation d'imagerie d'une et trois cibles réalisée en utilisant les fonctions de transfert mesurées de la CRF : (a) Deux scènes comportant des cibles considérées ponctuelles. (b) Les images reconstruites en utilisant une simulation.

résultats des simulations et des expérimentations menées avec la CRF dans le chapitre précédent. Le PSNR calculé est de l'ordre de 17,6 dB pour la reconstruction des trois cibles (Fig.3.11b). Ce dernier est proche des valeurs obtenues au cours des simulations effectuées lors de l'étude de la CRF dans la section 2.5 du deuxième chapitre. Cela indique que les deux formalismes développés sont équivalents en termes de qualité de reconstruction. Cependant, il existe une grande disparité entre les deux approches en ce qui concerne leur rapidité et leur coût. En effet, l'approche présentée dans le chapitre précédent repose sur l'utilisation d'un scanner millimétrique et d'un ARV, qui sont des équipements coûteux. Le processus de caractérisation avec ces outils s'avère très

chronophage, nécessitant plusieurs heures pour scanner une distribution de champs. En revanche, le processus de calibration FMCW développé dans ce chapitre ne dure que 15 minutes et ne nécessite aucun autre matériel que celui utilisé pour l'imagerie.

3.3.3 Conclusion de la section

La première partie de cette section a été consacrée à la présentation du banc de mesure développé pour l'acquisition des fonctions de transfert FMCW. Ensuite, une étude a été menée afin de déterminer le facteur de qualité composite de la CRF et de le comparer aux valeurs obtenues à l'aide des mesures réalisées avec l'ARV. Cette comparaison a permis de valider le processus de mesure FMCW. Les fonctions de transfert des canaux obtenues à travers cette caractérisation ont ensuite été utilisées pour mettre en place une simulation à partir de données expérimentales. Celle-ci a permis de fournir une estimation théorique des caractéristiques de l'image reconstruite avec ce dispositif. Les résultats de cette simulation se sont avérés être conformes à ceux obtenus expérimentalement dans le chapitre précédent.

3.4 Imagerie FMCW expérimentale

L'objectif initial de cette section est d'établir une comparaison entre les images expérimentales acquises au moyen de l'ARV et de la CRF, comme décrit dans le chapitre précédent, avec les images reconstruites grâce au banc FMCW élaboré dans ce chapitre. Par la suite, une étude des disparités entre ces deux ensembles d'images sera menée, en particulier en ce qui concerne le PSNR, afin de déterminer les causes de ces différences.

3.4.1 Comparaison entre les images réalisées par l'ARV et les modules FMCW

Pour mener l'étude comparative (Fig 3.12), une configuration radar identique à celle utilisée précédemment dans le chapitre 2 (Fig. 2.19) sera conservée afin de garantir la comparabilité des résultats. Les seules différences résident dans les chaînes d'émission et de réception, ainsi que dans les algorithmes employés pour la reconstruction d'images. Le signal émis est un chirp de modulation linéaire couvrant la bande fréquentielle 92-96 GHz sur une durée de 32 μ s. Les cibles utilisées sont les mêmes que celles présentées dans le chapitre précédent, à savoir des tiges métalliques d'une longueur de 30 cm et d'un diamètre de 1,3 cm, positionnées à une distance de 50 cm du système

d'imagerie. Les résultats de cette expérience (Fig. 3.12c) montrent que la résolution atteinte en azimut $\delta_x = 2,4$ cm est comparable à celle obtenue avec l'ARV (Fig. 3.12b). La résolution en profondeur de $\delta_z = 4,4$ cm quant à elle reste identique à celle obtenue dans le chapitre précédent. Cependant, on peut remarquer sur les images reconstruites avec les modules FMCW ont un niveau élevé de bruit menant à la dégradation de leurs PSNR par rapport au cas où un ARV est utilisé. En effet, on a constaté une différence de 5 dB de ce paramètre entre les images reconstruites avec l'ARV et les modules FMCW. Cette différence est aussi présente entre les simulations du banc FMCW et les résultats expérimentaux sachant que la puissance des signaux reçus dépasse la sensibilité du système par environ 10 dB. La deuxième partie de cette section permettra d'expliquer les disparités du PSNR observées entre la simulation et les expérimentations.

3.4.2 Étude du bruit affectant les images

À travers une étude observationnelle des signaux issus du banc FMCW, une gigue temporelle affectant le signal carré (Fig. 3.10a) permettant le déclenchement de l'acquisition du battement est suspecté d'être la cause principale du bruit constaté sur les images reconstruites avec le banc FMCW. En effet, ce phénomène impacte les fonctions de transfert mesurées introduisant un décalage temporel δt aléatoire entre ces dernières et le battement $b_i(t)$:

$$b_i(t) = \sum_{r_p} H'(r_p, t \pm \delta t) \sigma(r_p) \quad (3.26)$$

Le décalage temporel ajouté empêche une exécution correcte de l'inversion de ce modèle, engendrant ainsi un bruit dans l'image reconstruite. Pour s'assurer de cette hypothèse, on commencera dans un premier lieu par la caractérisation de cette gigue à travers sept mesures consécutives séparées d'une durée de 15 min de la fonction de transfert de chaque canal. Ceci permettra de déterminer le décalage sur l'axe temporel entre ces acquisitions à travers l'intercorrélacion entre une mesure de référence et les autres acquisitions réalisées pour le même canal (Fig 3.13), permettant de déterminer la moyenne de cette gigue temporelle. On constate que la moyenne des courbes représentant ce phénomène varie entre 4,8 ns et 35 ns, la variance quant à elle est de l'ordre de 5 ns pour toutes les courbes. L'étape suivante est de simuler l'impact de cette gigue sur l'image reconstruite, pour cela le simulateur précédemment développé sera adapté pour prendre en compte la gigue temporelle affectant les calibrations (Fig 3.14). La moyenne de celle-ci sera incrémentée dans un intervalle entre 0 ns et 60 ns en gardant une variance constante de 5 ns (Fig 3.14a). Ainsi pour chaque valeur on évaluera l'évolution du PSNR qui sera représenté par une courbe en fonction de la moyenne de la gigue (Fig. 3.14b). Pour une évaluation qualitative, quatre images

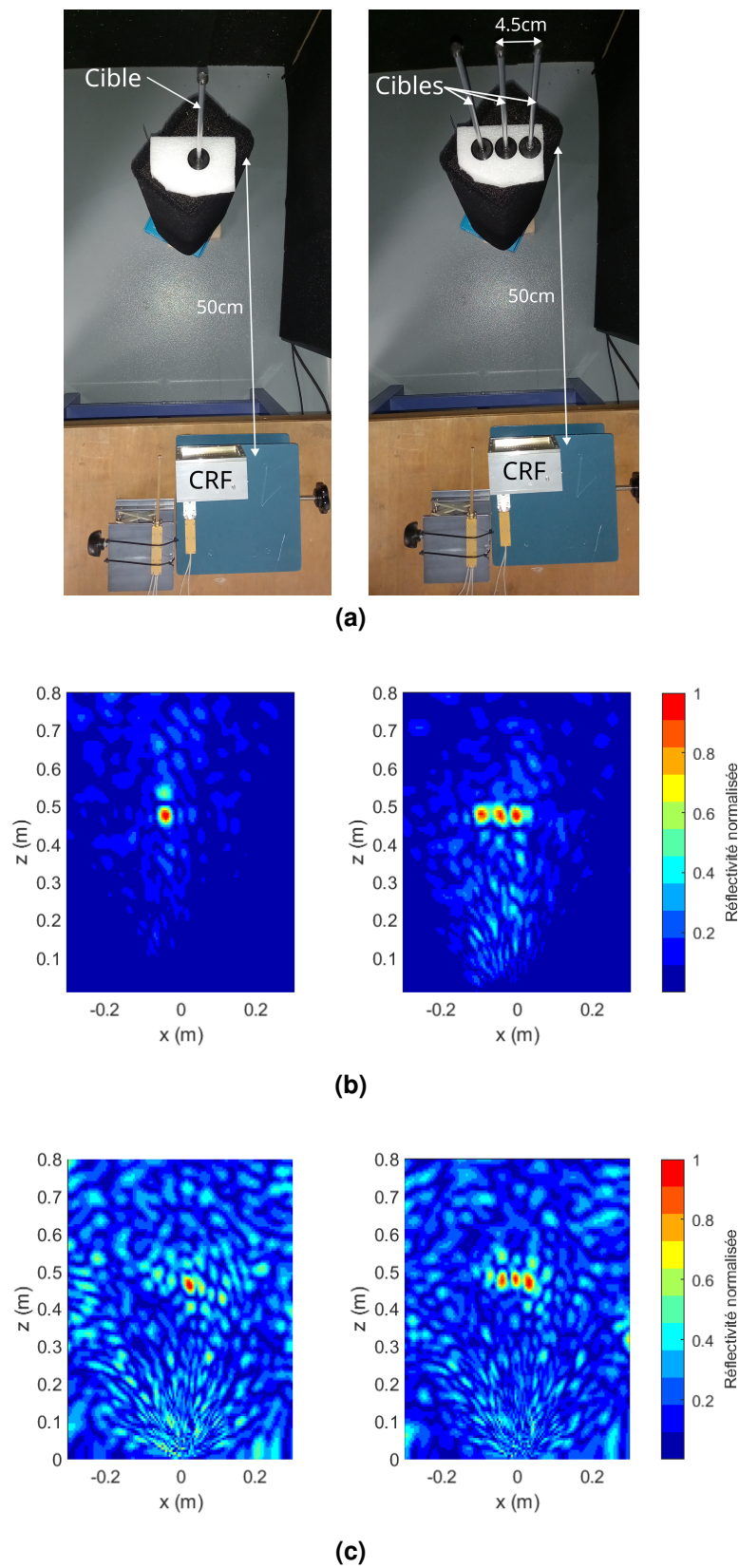


Figure 3.12: Comparaison expérimentale entre les résultats obtenus avec l'ARV et les chaînes FMCW : (a) Scène avec une cible et 3 cibles. (b) Reconstruction des scènes en utilisant les signaux issus de l'ARV (Fig. 2.19). (c) Reconstruction en utilisant le banc FMCW (Fig. 3.7).

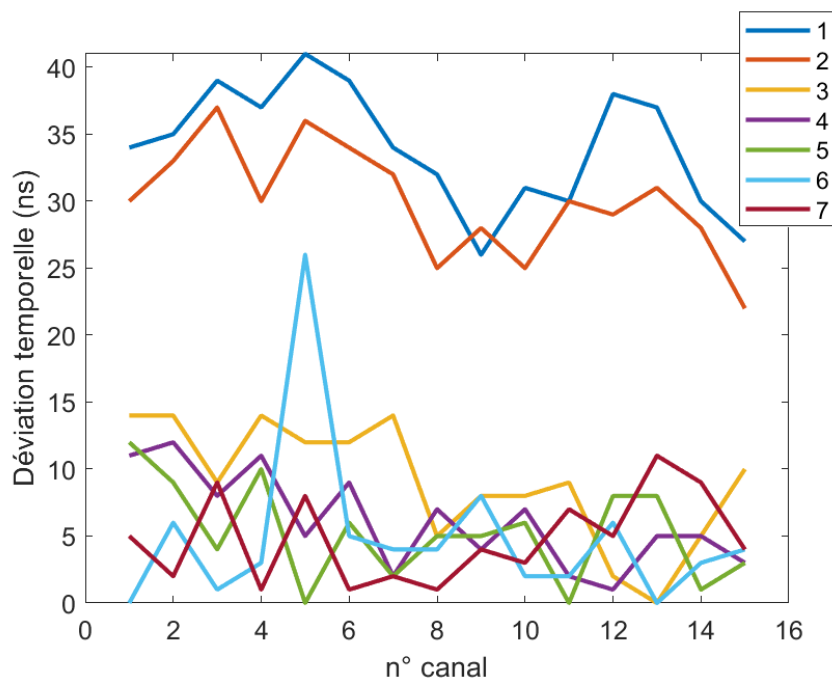


Figure 3.13: Représentation de la déviation temporelle des fonctions de transfert des canaux, chaque courbe représente l'écart entre une calibration de référence ($H_1(f_{inst}(t))$) et une mesure des fonctions de transfert des 14 canaux restants $M_i(f_{inst}(t))$. Les mesures réalisées sont séparées d'une durée de 15 min permettant ainsi la quantification de la dérive temporelle sur une durée totale de 2 heures.

sont montrées permettant de voir l'impact de la gigue sur la qualité du résultat de la reconstruction (Fig.3.14c). Les résultats montrent que la gigue temporelle affectant les fonctions de transfert à un impact drastique sur la valeur du PSNR (Fig. 3.14b). À travers cette simulation, on constate qu'après une valeur moyenne de 45 ns, l'image reconstruite avec le banc n'est plus exploitable (Fig. 3.14c). Sachant que ce phénomène est aléatoire, un moyennage des battements et des fonctions de transfert peut être envisagé. Cependant, cette solution résultant en l'allongement du temps d'acquisition n'est pas adaptée à l'imagerie en temps réel. Pour garder cet aspect, la modification du matériel, notamment le remplacement de la carte ADF4159 par un générateur de chirp peut être envisagé dans le but d'atteindre une précision de déclenchement de l'ordre de la nanoseconde, ceci permettra de drastiquement améliorer le PSNR jusqu'à 18 dB comme montré par la simulation présentée en Fig. 3.11, où aucune gigue temporelle n'a été introduite aux fonctions de transfert mesuré.

3.4.3 Conclusion de la section

Cette section a permis de valider le concept d'imagerie FMCW en utilisant une CRF. Le banc mis au point permet de reconstruire des images en temps réel (1 Image/seconde)

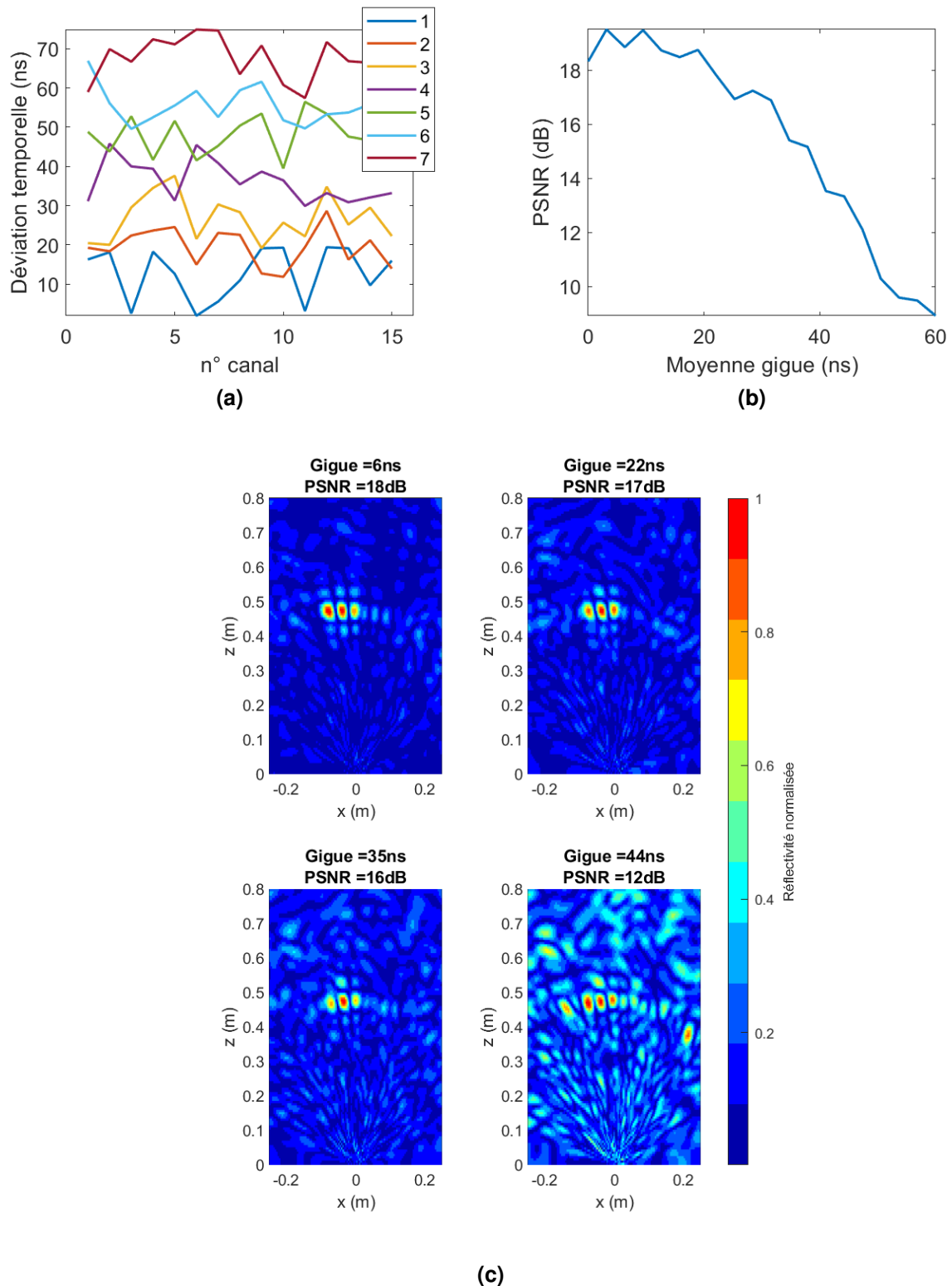


Figure 3.14: Étude permettant d'établir le lien entre le PSNR et la moyenne de la gigue temporelle affectant les fonctions de transfert : (a) Différentes courbes de gigue simulée de moyennes croissantes. (b) Courbe représentant l'évolution du PSNR par rapport à la moyenne de la gigue de phase. (c) Images reconstruites avec différentes moyennes de giges.

avec un système de génération et d'acquisition FMCW abordable et faible gabarit. Les images reconstruites avec ces chaînes sont comparables à ceux obtenus avec un ARV en termes de résolution. Cependant, le PSNR est dégradé, ceci est dû à l'imprécision du signal de synchronisation se manifestant sous forme d'une gigue temporelle affectant la caractérisation de la CRF et le battement mesuré. Il a été prouvé à travers des simulations que ce phénomène affecte le PSNR des images reconstruites.

3.5 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a constitué une étape cruciale dans le développement d'une approche novatrice permettant d'allier, pour la première fois, l'utilisation de chaînes d'une architecture FMCW à l'encodage analogique réalisé grâce à une cavité réverbérante à fuites. Tout d'abord, un formalisme a été établi qui permet l'utilisation d'une CRF dans le contexte de l'imagerie FMCW. Les algorithmes élaborés ont été orientés vers la simplicité et l'économie de ressources de calcul, les rendant ainsi particulièrement propices à une intégration réussie au sein d'un système en temps réel. Pour l'implémentation de ces derniers, une architecture basée sur des chaînes d'acquisition FMCW développée par MC2-Technologies ont été utilisées permettant l'acquisition des signaux en bande W tout en respectant les contraintes de temps réel et de coût. Les expériences menées au cours de cette étude ont révélé que ces modules et la carte de génération ADF4159 sont suffisants pour permettre la reconstruction d'images. Le banc de mesure développé a permis de s'affranchir de l'utilisation de l'ARV pour l'acquisition et du scanner millimétrique pour la caractérisation, tout en réduisant la complexité algorithmique requise pour cette opération. Pour s'assurer de la viabilité de la nouvelle méthode de caractérisation FMCW des canaux de la CRF, une première étude a été menée pour déterminer le facteur de qualité composite de la CRF atteinte, qui s'est avéré être identique à celui mesuré grâce à un ARV. Ensuite, une deuxième étude réalisée à travers une simulation d'imagerie a permis la mise en épreuve des fonctions de transfert mesurées. Les images issues de cette étude ont permis de valider les algorithmes d'imagerie préalablement établis. Un banc d'imagerie expérimental a ensuite été mis au point permettant de reconstruire des images en temps réel, à un rythme d'une image par seconde, en utilisant un système de génération et d'acquisition FMCW abordable et compacte. Les images reconstruites avec cette chaîne sont comparables à celles obtenues avec un ARV en termes de résolution, bien que le PSNR ait été dégradé en raison de l'imprécision du signal de synchronisation, se manifestant sous forme d'une gigue temporelle affectant la caractérisation de la CRF et le battement mesuré. Des simulations ont confirmé que ce phénomène avait un impact sur le PSNR des images reconstruites. En conclusion, ce chapitre a posé les bases pour la mise en œuvre

réussie de l'imagerie FMCW avec une CRF, en combinant des avancées algorithmiques et matérielles, tout en mettant en lumière les défis liés à la précision des signaux de synchronisation. Ces résultats serviront de fondement pour la suite de notre recherche dans le domaine de l'imagerie FMCW compressive.

4

Conclusion générale et perspectives

Rappel de l'objectif de la thèse

Ces travaux sont réalisés dans le cadre d'une thèse CIFRE financée par l'entreprise MC2-Technologies. L'objectif de cette thèse est la maturation des technologies visant à réduire les coûts et à accroître le taux de rafraîchissement atteignable par les systèmes d'imagerie corporelle. Elle répond au besoin de développement de technologies d'imagerie permettant de sécuriser les points de contrôle tout en minimisant l'impact sur la durée de la procédure. Étant donné l'importance du coût du système, ces travaux reposent sur des approches identifiées comme économiques et adaptables à un environnement industriel.

Pour répondre à ces contraintes, une démarche expérimentale a été entreprise, mettant en œuvre une preuve de concept reposant sur l'utilisation de technologies de multiplexage analogique à diversité fréquentielle, associées à une architecture FMCW. Cette approche a permis la création d'un banc de mesure considéré comme temps réel, équipé de chaînes d'émission-réception homodynes conçues et fabriquées par MC2-Technologies. L'objectif de cette démarche est de démontrer la viabilité de ces technologies dans ce contexte spécifique et d'évaluer les contraintes liées à l'utilisation de techniques de multiplexage analogique à diversité fréquentielle dans l'architecture examinée au cours de ces travaux.

Conclusion générale

La première partie du chapitre 1 a consisté en une étude bibliographique des systèmes d'imagerie courte portée destinées à des applications de sécurité. Celle-ci a permis de mettre en avant les travaux pionniers ayant conduit à la commercialisation de systèmes de sécurité, soulignant également les limitations de ces technologies, notamment leur complexité entraînant des coûts élevés et l'incapacité à atteindre des taux de rafraîchissement considérés comme temps réel. Des solutions basées sur le multiplexage analogique ont été envisagées comme une alternative viable.

La suite du chapitre 1 explore les techniques de multiplexage analogique, en se penchant sur le balayage fréquentiel et l'utilisation de cavités réverbérantes dans le contexte de l'imagerie en champ proche.

Une première partie de cette étude bibliographique s'intéresse à l'imagerie en champs proche avec une antenne à balayage fréquentiel, montrant sa faisabilité, mais soulignant l'absence de démonstrateurs capables de reconstruire des images avec un taux de rafraîchissement considéré comme temps réel.

La seconde partie examine l'utilisation de dispositifs à diversité fréquentielle notamment la cavité réverbérante à fuites dans le contexte de l'imagerie champ proche, mettant en avant les avantages tels la simplification des systèmes d'imagerie et la baisse de leurs coûts par rapport aux systèmes reposant sur la commutation ou la redondance des chaînes actives. Bien que plusieurs études aient présenté des systèmes capables de reconstruire des images, la plupart ont été réalisées en utilisant des instruments de mesure tels les analyseurs de réseau vectoriel, limitant leurs capacités en termes de temps d'acquisition.

Ces travaux s'inscriront dans ce contexte particulier où un dispositif de multiplexage analogique sera allié à des chaînes d'émission-réception capables d'accélérer l'acquisition permettant d'outrepasser les inconvénients précédemment cités tout en bénéficiant des avantages que présente l'implémentation du multiplexage analogique. Cependant, avant d'aborder cette étude qui fera l'objet du dernier chapitre, le deuxième chapitre permettra de déterminer le dispositif le plus adapté à ces travaux en comparant en simulation les performances atteintes par une antenne à balayage fréquentielle et une cavité réverbérante à fuites. Ensuite des études de dimensionnement et de conception seront abordées permettant la réalisation du prototype le mieux adapté au contexte expérimental des études qui suivront.

Ce deuxième chapitre commence par l'introduction d'un algorithme d'imagerie commun aux deux techniques de multiplexage analogique : l'antenne à balayage fréquentiel (ABF) et la cavité réverbérante à fuites (CRF). Une technique de reconstruction d'image commune a été développée pour assurer la comparabilité des résultats obtenus en simulation. L'introduction d'une procédure de caractérisation en champ proche a suivi, permettant la mesure des distributions de champs émise par chaque dispositif menant au calcul des fonctions de transfert de celui-ci nécessaires pour la réalisation des expériences d'imagerie présentées à la fin de ce chapitre.

La section suivante s'est concentrée sur la comparaison de deux modèles théoriques via une simulation d'imagerie en champ proche, démontrant que la CRF présente une résolution en profondeur nettement supérieure à l'ABF. Sur la base de ces résultats, la CRF a été sélectionnée pour la suite des travaux. Une étude ultérieure a porté sur le dimensionnement et la conception de la CRF, déterminant le facteur de qualité composite et menant à la conception d'un prototype.

Enfin, la dernière section du chapitre a abordé l'intégration du prototype mis au point dans un banc de mesure en champ proche, évaluant expérimentalement ce dernier dans ce contexte et validant les méthodes de dimensionnement et de simulation. L'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel pour la génération et l'acquisition des signaux a été privilégiée pour sa précision, bien que l'objectif à long terme reste l'industrialisation du multiplexage analogique avec des chaînes d'émission-réception à faible coût. Les études menées dans le troisième chapitre sont axées autour de cette problématique menant à l'intégration de prototype dans un système d'imagerie utilisant des chaînes actives fabriquées par MC2-Technologies pour des applications en temps réel en champ proche.

Ce chapitre revêt une importance capitale dans le développement d'une approche novatrice alliant l'utilisation d'une architecture FMCW au multiplexage analogique réalisé grâce à la cavité réverbérante à fuites précédemment conçues. Un formalisme novateur a été établi, permettant l'utilisation de ce dispositif dans le contexte de l'imagerie champ proche s'adaptant à l'architecture d'émission-réception convoitée. Les algorithmes élaborés se distinguent par leur orientation vers la simplicité et l'économie de ressources de calcul, favorisant une intégration réussie dans un système en temps réel. L'implémentation a été réalisée avec une architecture basée sur des chaînes FMCW développées par MC2-Technologies, permettant l'acquisition des signaux en bande W tout en respectant les contraintes de temps réel et de coût.

Les expériences menées ont démontré que ces modules, accompagnés de la carte de génération ADF4159, étaient suffisants pour la reconstruction d'images. Le banc de mesure développé a permis de contourner l'utilisation de l'ARV pour l'acquisition et du scanner millimétrique pour la caractérisation, réduisant ainsi la complexité algorithmique requise. Pour assurer la viabilité de la nouvelle méthode de caractérisation FMCW des canaux de la CRF, une première étude a confirmé que le facteur de qualité composite atteint était identique à celui mesuré grâce à un ARV.

Une seconde étude, réalisée à travers une simulation d'imagerie a permis de valider les fonctions de transfert mesurées grâce à cette nouvelle méthode ainsi que les algorithmes d'imagerie développés. Un banc d'imagerie expérimental a ensuite été mis au point utilisant un système FMCW abordable et compact et permettant la reconstruction d'images en temps réel à une cadence d'une image par seconde. Les images reconstruites dans ce cadre sont comparables à celles obtenues à travers l'usage d'un analyseur de réseau vectoriel en termes de résolution, bien que le rapport signal à bruit ait été altéré en raison de l'imprécision de la synchronisation entre les modules FMCW et la carte ADF4159 composant le banc. Des simulations ont été réalisées pour évaluer quantitativement l'impact de ce phénomène sur la qualité de reconstruction d'images. Le dernier chapitre a posé les fondations pour la mise en œuvre réussie de l'imagerie FMCW avec une cavité réverbérante à fuites, en intégrant des avancées tant sur le plan

algorithmique que matériel. Il a également souligné les défis associés à la précision de la synchronisation nécessaire dans ce contexte expérimental. Ces résultats constitueront une base solide pour la poursuite de la recherche et le transfert de cette technologie, ouvrant la voie à une valorisation industrielle.

Perspectives

La réussite de la preuve de concept a permis la validation de la possibilité de l'usage d'une cavité réverbérante à fuites à une architecture à travers la reconstruction d'image bidimensionnelle en temps réel. Pour évoluer vers la troisième dimension, nous envisageons d'explorer l'utilisation d'un réflecteur rotatif permettant la synthèse d'une ouverture couvrant la reconstruction de la dimension supplémentaire. Cette approche a été choisie pour répondre à la contrainte de temps réel.

Un banc d'imagerie 2D a été mis au point pour évaluer la faisabilité de cette solution avant l'intégration du dispositif de multiplexage analogique (Fig. 4.1a). L'expérience a été menée avec un banc composé de deux modules FMCW développés par MC2-Technologies, utilisant deux antennes cornets pour l'émission et la réception. Un réflecteur rotatif de 16 cm de diamètre a été utilisé, son mouvement permettant la synthèse d'ouverture pour la détection des trois cibles en azimut (Fig. 4.1b).

Ces expérimentations ont conduit au développement d'un modèle théorique utilisé dans le cadre d'une simulation pour étudier un système d'imagerie tridimensionnelle alliant l'usage d'une cavité réverbérante à fuites à un réflecteur rotatif (Fig 4.2b). Cette étude simulant un système incorporant trois chaînes actives, permet la reconstruction l'image d'une arme positionnée à une distance de 30 cm. La continuité des travaux sera entreprise dans le cadre d'une collaboration entre la société MC2-Technologies et le laboratoire XLIM, visant à concrétiser cette l'architecture considérée comme prometteuse.

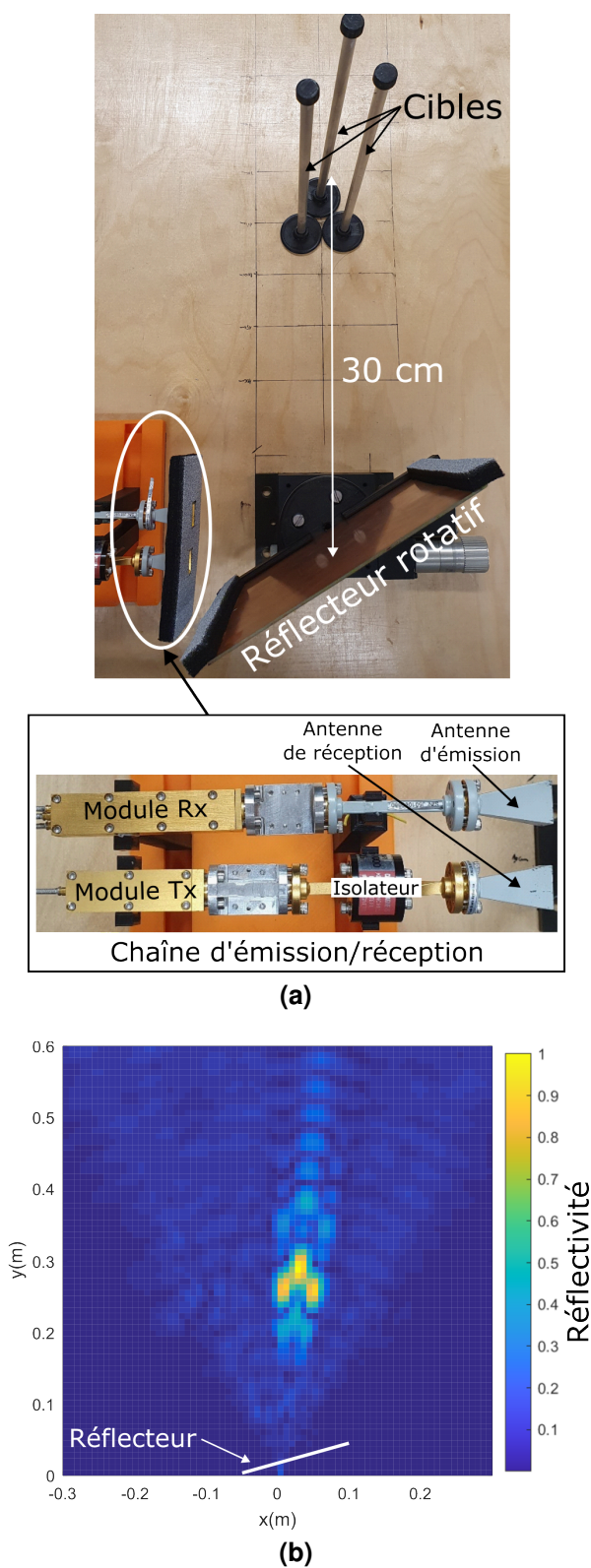


Figure 4.1: Système d'imagerie utilisant un réflecteur : (a) Banc expérimental. (b) Résultat d'imagerie permettant la localisation des cibles.

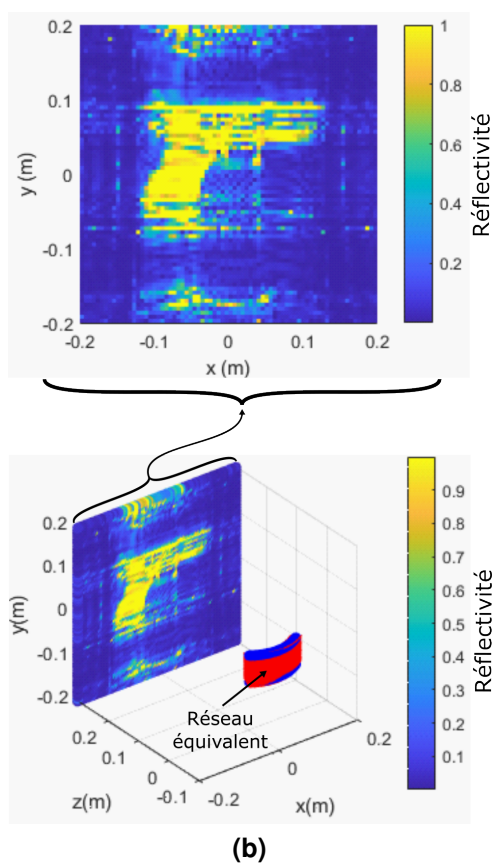
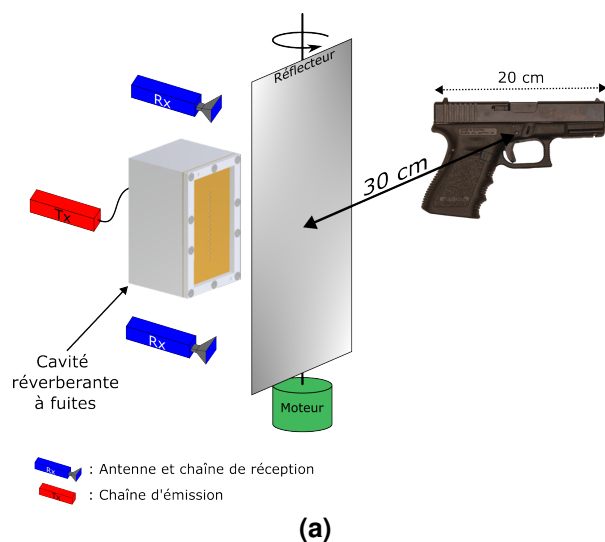


Figure 4.2: Simulation d'un système d'imagerie 3D alliant l'usage de la CRF développée à un réflecteur rotatif : (a) Architecture du système. (b) Résultat d'imagerie obtenu d'une arme positionnée à une distance de 30 cm.



Annexes

Sommaire

A.1	La validation des algorithmes DDA	136
A.2	Développement de l'expression du signal de battement (Eq. 3.24) . .	136

A.1 La validation des algorithmes DDA

L'algorithme de caractérisation en champ proche, décrit dans le chapitre 2 (section 2.3), fait l'objet d'une validation expérimentale dans cette annexe. Cette étape est réalisée au moyen d'un prototype d'antenne à balayage fréquentiel qui n'a pas été exploité dans le cadre de cette thèse (Fig. A.1). Ce prototype est exclusivement utilisé pour valider les algorithmes basés sur l'approximation dipolaire, en comparant les mesures des champs électriques dans un plan aux résultats obtenus avec l'algorithme DDA dans ce même plan (Fig. A.2).

Initialement, deux mesures à des fréquences différentes sont réalisées en utilisant le scanner millimétrique (Fig. 2.5b) à des distances de 5 cm et 30 cm de l'antenne (Fig. A.2b, A.2c, A.2d, A.2e). Un échantillonnage spatial de 1,6 mm des mesures planaires est choisi pour satisfaire le critère de Shannon. Cette mesure est utilisée par l'algorithme élaboré permettant de propager le champ mesuré à 5 cm vers un plan éloigné à 30 cm (Fig. A.2f, A.2g). Les résultats obtenus sont ensuite comparés aux mesures pour évaluer l'écart entre les deux. Cette analyse a démontré que les cartographies des champs mesurés et simulés sont concordantes (Fig. A.2), validant ainsi la possibilité d'utiliser cet algorithme pour la caractérisation en champ proche des dispositifs de multiplexage analogique.

A.2 Développement de l'expression du signal de battement (Eq. 3.24)

Cette partie est dédiée au développement analytique de l'expression du signal de battement (Eq. 3.24). Pour cet fin le modèle du signal chirp utilisé est simplifié en considérant $A_0 = 1$ et $\epsilon(t) = 0$ donnant ainsi $c(t)^* = \exp(-j2\pi f_t t)$. Ainsi en remplaçant $c(t)^*$ et $s(t)$ par leurs expressions dans Eq. 3.22 la simplification suivante est obtenue

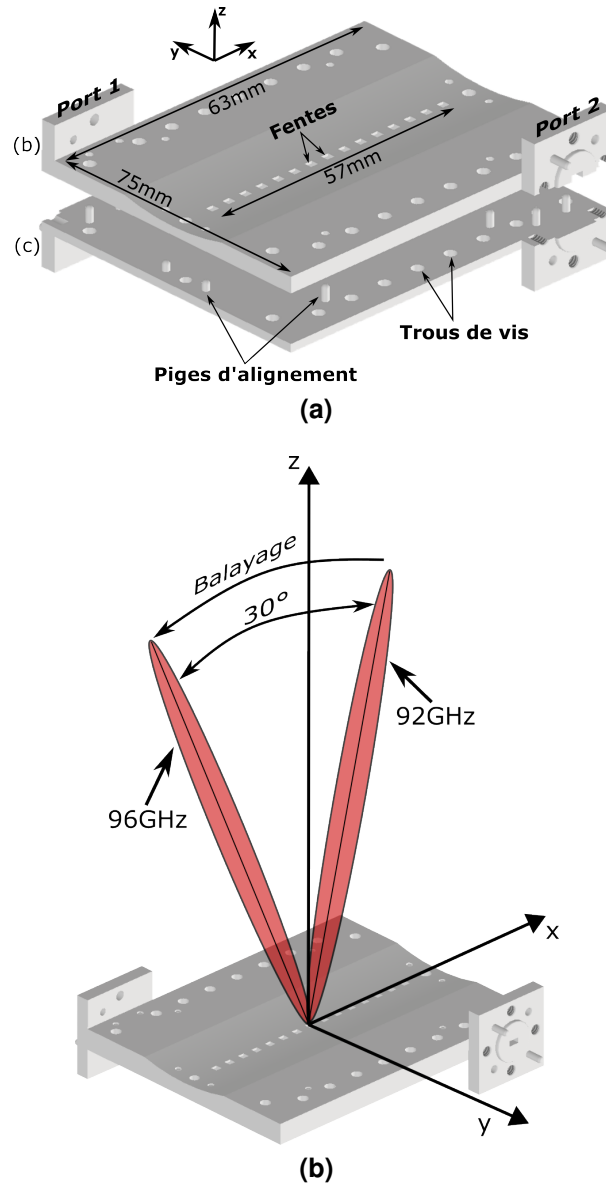


Figure A.1: Représentation de l'ABF conçu : (a) Prototype fabriqué. (b) Représentation du balayage fréquentiel dans le plan (xz) dans la bande 92-96 GHz.

après l'application du filtre passe-bas :

$$\begin{aligned}
 b_p(t) &= \sum_i M_i(f_{t'}(t - \tau_{p_i})) \exp(j2\pi f_{t'}(t - \tau_{p_i})) \exp(-j2\pi f_t t) \\
 &= \sum_i M_i(f_{t'}(t - \tau_{p_i})) \exp(j2\pi(f_{min} + \frac{1}{2}\alpha(t - \tau_{p_i}))(t - \tau_{p_i})) \exp(-j2\pi(f_{min} + \frac{1}{2}\alpha t)t) \\
 &= \sum_i M_i(f_{t'}(t - \tau_{p_i})) \exp(j2\pi(f_{min}t - f_{min}\tau_{p_i} + \frac{1}{2}\alpha t^2 - \alpha t\tau_{p_i} + \frac{1}{2}\alpha\tau_{p_i}^2 - f_{min}t - \frac{1}{2}\alpha t^2)) \\
 &= \sum_i M_i(f_{t'}(t - \tau_{p_i})) \exp(-j2\pi(f_{min}\tau_{p_i} + \alpha t\tau_{p_i} - \frac{1}{2}\alpha\tau_{p_i}^2))
 \end{aligned}$$

(A.1)

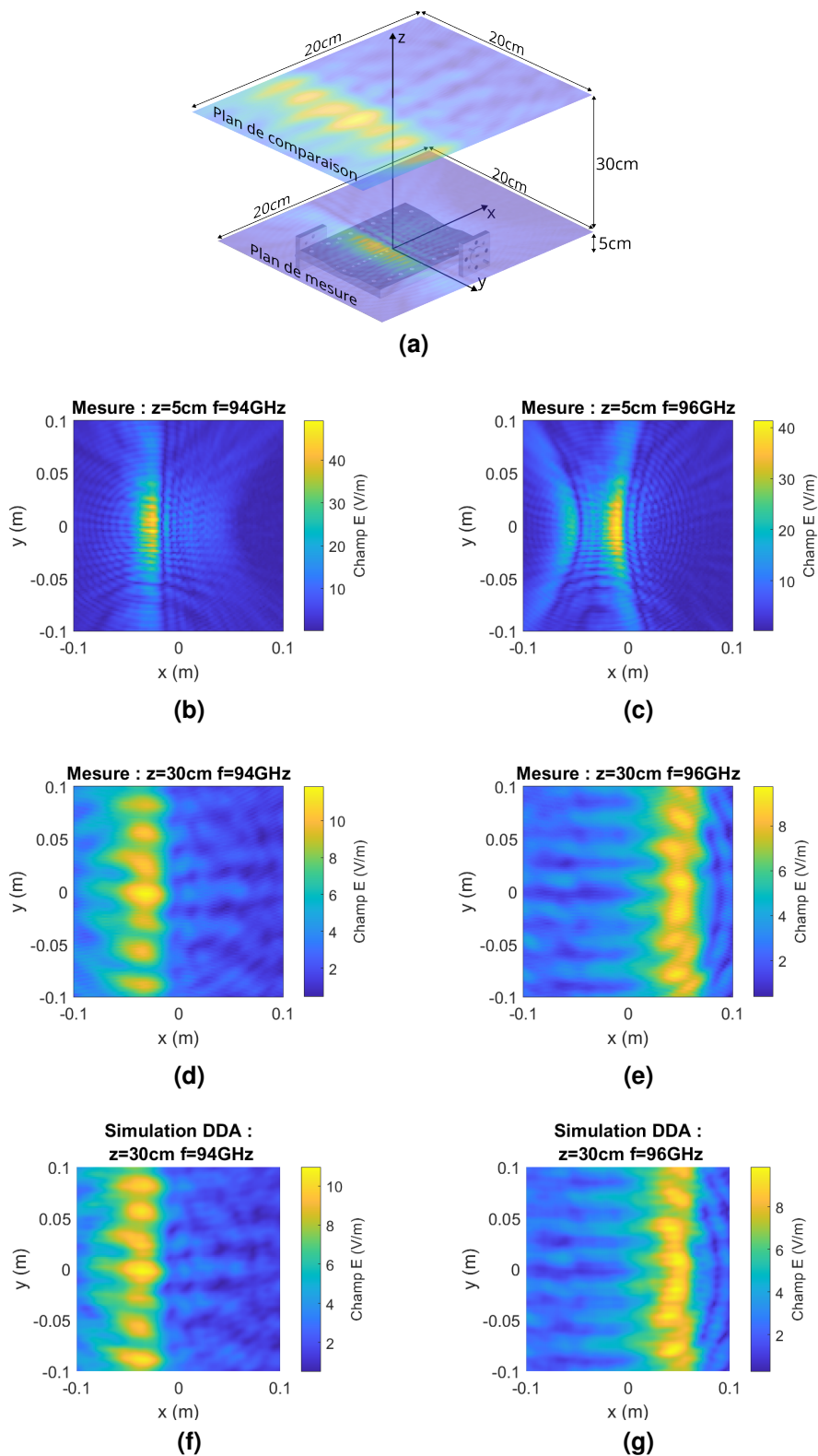


Figure A.2: Cartographie permettant d'établir une comparaison entre les distributions de champs mesurées et calculées avec la DDA pour deux fréquences 94 GHz et 96 GHz : (a) Position du plan de mesure et de comparaison par rapport à l'antenne. (b) et (c) Distribution de champs mesurée à une distance de 5 cm. (d) et (e) Distribution de champ mesurée à 30 cm. (f) et (g) Distribution de champ calculé avec la DDA à une distance de 30 cm.

B

Bibliographie

Sommaire

Références	140
Liste des travaux	149

Références

- [1] G. E. Moore *et al.*, *Cramming more components onto integrated circuits*, 1965.
- [2] L. J. Edgar, *Method and apparatus for controlling electric currents*, US Patent 1,745,175, 1930.
- [3] O. Heil, *Improvements in or relating to electrical amplifiers and other control arrangements and devices*, GB439457A, 1935.
- [4] M. H. Francois and W. Heinrich, *Crystal device for controlling electric currents by means of a solid semiconductor*, US Patent 2,673,948, 1954.
- [5] M. M. Atalla, E. Tannenbaum, and E. Scheibner, "Stabilization of silicon surfaces by thermally grown oxides," *Bell System Technical Journal*, vol. 38, no. 3, pp. 749–783, 1959.
- [6] W. Aspray, "The intel 4004 microprocessor: what constituted invention?" *IEEE Annals of the History of Computing*, vol. 19, no. 3, pp. 4–15, 1997.
- [7] M. Jiménez, R. Palomera, and I. Couvertier, *Introduction to embedded systems*. Springer, 2013.
- [8] T. Nguyen. "User:fouky." (2020), [Online]. Available: <https://commons.wikimedia.org/wiki/User:Fouky> (visited on 07/17/2023).
- [9] I. P. S. of Japan. "Busicom 141-pf." (2011), [Online]. Available: https://museum.ipsj.or.jp/en/heritage/Busicom_141-PF.html (visited on 07/17/2023).
- [10] P. C. " Twomey. "File:f-14a vf-14 overhead view right bank.jpg." (2022), [Online]. Available: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:F-14A_VF-14_Overhead_View_Right_Bank.jpg (visited on 07/17/2023).
- [11] R. Noyce and M. Hoff, "A history of microprocessor development at intel," *IEEE Micro*, vol. 1, no. 01, pp. 8–21, 1981.
- [12] J. W. Taylor and G. Brunins, "Design of a new airport surveillance radar (asr-9)," *Proceedings of the IEEE*, vol. 73, no. 2, pp. 284–289, 1985.
- [13] M. E. Weber, *Assessment of ASR-9 Weather Channel Performance: Analysis and Simulation*. Lincoln Laboratory, Massachusetts Institute of Technology, 1986.

- [14] W. Goodchild and F. A. A. T. C. A. C. NJ, "Moving target detector/airport surveillance radar (asr-7) field evaluation," *Final Report*, 1981.
- [15] J. C. Maxwell, "Viii. a dynamical theory of the electromagnetic field," *Philosophical transactions of the Royal Society of London*, no. 155, pp. 459–512, 1865.
- [16] O. Heaviside, *Electromagnetic theory*. American Mathematical Soc., 2003, vol. 237.
- [17] A. Ishimaru, *Electromagnetic wave propagation, radiation, and scattering: from fundamentals to applications*. John Wiley & Sons, 2017.
- [18] H. Hertz, *Electric waves: being researches on the propagation of electric action with finite velocity through space*. Dover Publications, 1893.
- [19] G. Falciasacca and B. Valotti, "Guglielmo marconi: the pioneer of wireless communications," in *2009 European Microwave Conference (EuMC)*, IEEE, 2009, pp. 544–546.
- [20] B. van Loon, "Radar 101: celebrating 101 years of development," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 4, pp. 844–846, 2005.
- [21] R. J. James, "A history of radar," *IEE Review*, vol. 35, no. 9, pp. 343–349, 1989.
- [22] J. Gough, *Watching the Skies: A History of Ground Radar for the Air Defence of the United Kingdom by the Royal Air Force from 1946 to 1975*. Stationery Office Books (TSO), 1993.
- [23] E. G. Bowen, *Radar days*. CRC Press, 1998.
- [24] G. Galati *et al.*, *100 years of radar*. Springer, 2016.
- [25] B. Lovell, *Echoes of war: The story of H2S radar*. CRC Press, 1991.
- [26] A. Love, "In memory of carl a. wiley," *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, vol. 27, no. 3, pp. 17–18, 1985.
- [27] C. Wiley, "Pulsed doppler radar methods and apparatus," 3 196 436, 1965. [Online]. Available: <https://patents.google.com/patent/US3196436A/en>.
- [28] C. W. Sherwin, J. P. Ruina, and R. Rawcliffe, "Some early developments in synthetic aperture radar systems," *IRE Transactions on Military Electronics*, no. 2, pp. 111–115, 1962.
- [29] A. J. Fenn, D. H. Temme, W. P. Delaney, and W. E. Courtney, "The development of phased-array radar technology," *Lincoln laboratory journal*, vol. 12, no. 2, pp. 321–340, 2000.
- [30] H. Griffiths, "The mammut phased array radar: compulsive hoarding," in *2019 International Radar Conference (RADAR)*, IEEE, 2019, pp. 1–5.
- [31] J. E. Reed, "The an/fps-85 radar system," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, no. 3, pp. 324–335, 1969.

- [32] M. Hollmann, *Christian huelsmeyer, the inventor*, 2007. [Online]. Available: <https://www.radarworld.org/huelsmeyer.html>.
- [33] *Early Radar and the 2nd World War | RAF Air Defence Radar Museum* — radarmuseum.co.uk, <https://www.radarmuseum.co.uk/what-to-see/early-radar-and-ww2/>, [Accessed 03-Jul-2023].
- [34] 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*, SPIE, vol. 2755, 1996, pp. 503–513.
- [35] W. Saunders, “Post-war developments in continuous-wave and frequency-modulated radar,” *IRE Transactions on Aerospace and Navigational Electronics*, no. 1, pp. 7–19, 1961.
- [36] A. G. Stove, “Linear fmcw radar techniques,” in *IEE Proceedings F (Radar and Signal Processing)*, IET, vol. 139, 1992, pp. 343–350.
- [37] M. E. Yanik, D. Wang, and M. Torlak, “3-d mimo-sar imaging using multi-chip cascaded millimeter-wave sensors,” in *2019 IEEE global conference on signal and information processing (GlobalSIP)*, IEEE, 2019, pp. 1–5.
- [38] H. Griffiths, “Conceptual design of an ultra high-resolution mm-wave synthetic aperture radar,” in *Proceedings of the 1996 IEEE National Radar Conference*, IEEE, 1996, pp. 255–260.
- [39] A. Garvin, “Range, resolution and imaging applications of a stepped-frequency continuous wave radar,” *Transactions of the South African Institute of Electrical Engineers*, vol. 82, no. 3, pp. 206–216, 1991.
- [40] D. McMakin, D. Sheen, and H. Collins, “Remote concealed weapons and explosive detection on people using millimeter-wave holography,” in *1996 30th Annual International Carnahan Conference on Security Technology*, IEEE, 1996, pp. 19–25.
- [41] F. Berland, T. Fromenteze, C. Decroze, *et al.*, “Cylindrical mimo-sar imaging and associated 3-d fourier processing,” *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 3, pp. 196–205, 2021.
- [42] X. Zhuge and A. G. Yarovoy, “A sparse aperture mimo-sar-based uwb imaging system for concealed weapon detection,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, no. 1, pp. 509–518, 2010.
- [43] R. J. Mailloux, *Phased array antenna handbook*. Artech house, 2017.
- [44] A. D. Brown, *Active electronically scanned arrays: fundamentals and applications*. John Wiley & Sons, 2021.

- [45] M. Skolnik, "Systems aspects of digital beam forming ubiquitous radar," *Naval Research Laboratory: Memorandum Report*, pp. 1–38, 2002.
- [46] J. H. Winters, J. Salz, and R. D. Gitlin, "The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems," *IEEE transactions on Communications*, vol. 42, no. 234, pp. 1740–1751, 1994.
- [47] 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*, IEEE, vol. 1, 2003, pp. 54–59.
- [48] F. Berland, "Contribution au développement de radars mimo opto-microondes courte portée," Ph.D. dissertation, Limoges, 2021.
- [49] S. S. A. Ahmed, *Electronic microwave imaging with planar multistatic arrays*. Logos Verlag Berlin GmbH, 2014.
- [50] 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.
- [51] J. Fortuny and A. J. Sieber, "Fast algorithm for a near-field synthetic aperture radar processor," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 10, pp. 1458–1460, 1994.
- [52] D. L. McMakin, P. E. Keller, D. M. Sheen, and T. E. Hall, "Dual-surface dielectric depth detector for holographic millimeter-wave security scanners," in *Passive Millimeter-Wave Imaging Technology XII*, SPIE, vol. 7309, 2009, pp. 136–145.
- [53] B. Cheng, Z. Cui, B. Lu, *et al.*, "340-ghz 3-d imaging radar with 4tx-16rx mimo array," *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 8, no. 5, pp. 509–519, 2018.
- [54] MC2-Technologies. "Mm-imager." (2024), [Online]. Available: <https://www.mc2-technologies.com/en/mm-imager/> (visited on 01/10/2024).
- [55] S. S. Ahmed, A. Schiessl, F. Gumbmann, M. Tiebout, S. Methfessel, and L.-P. Schmidt, "Advanced microwave imaging," *IEEE microwave magazine*, vol. 13, no. 6, pp. 26–43, 2012.
- [56] Rohde and Schwarz. "Rohde and schwarz qps quick personnel security scanner." (2022), [Online]. Available: https://www.rohde-schwarz.com/fr/produits/aerospatiale-defense-securite/scanner-de-securite/rs-qps_63493-332676.html (visited on 07/17/2023).
- [57] Rohde and Schwarz. "Rohde and schwarz qps walk 2000." (2022), [Online]. Available: <https://www.rohde-schwarz.com/fr/produits/aerospatiale->

- defense-securite/scanner-de-securite/rs-qps-walk2000_63493-978496.html (visited on 07/17/2023).
- [58] F. Berland, H. H. Elwan, Y. Marie-Joseph, *et al.*, “C-band microwave photonic mimo imaging system,” in *2019 16th European Radar Conference (EuRAD)*, IEEE, 2019, pp. 277–280.
- [59] R. Honey, “A flush-mounted leaky-wave antenna with predictable patterns,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 7, no. 4, pp. 320–329, 1959.
- [60] R. Stegen and R. Reed, “Arrays of closely-spaced nonresonant slots,” *Transactions of the IRE Professional Group on Antennas and Propagation*, vol. 2, no. 3, pp. 109–113, 1954.
- [61] L. Goldstone and A. Oliner, “Leaky-wave antennas i: rectangular waveguides,” *IRE Transactions on Antennas and propagation*, vol. 7, no. 4, pp. 307–319, 1959.
- [62] M. Shelley, A. Mason, and K. Markus, “Frequency scanning antennas for aeronautical communications,” in *IEE Colloquium on Satellite Antenna Technology in the 21st Century*, IET, 1991, pp. 12–1.
- [63] Y. Alvarez, R. Camblor, C. Garcı, *et al.*, “Submillimeter-wave frequency scanning system for imaging applications,” *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 61, no. 11, pp. 5689–5696, 2013.
- [64] R. Camblor-Diaz, S. Ver-Hoeye, C. Vazquez-Antuna, G. R. Hotopan, M. Fernandez-Garcia, and F. L. H. Andres, “Sub-millimeter wave frequency scanning 8 x 1 antenna array,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 132, pp. 215–232, 2012.
- [65] S. Li and S. Wu, “Low-cost millimeter wave frequency scanning based synthesis aperture imaging system for concealed weapon detection,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 70, no. 7, pp. 3688–3699, 2022.
- [66] M. Harwit, *Hadamard transform optics*. Elsevier, 2012.
- [67] R. D. Swift, R. B. Wattson, J. A. Decker, R. Paganetti, and M. Harwit, “Hadamard transform imager and imaging spectrometer,” *Applied optics*, vol. 15, no. 6, pp. 1595–1609, 1976.
- [68] E. J. Candès, J. Romberg, and T. Tao, “Robust uncertainty principles: exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information,” *IEEE Transactions on information theory*, vol. 52, no. 2, pp. 489–509, 2006.
- [69] M. B. Wakin, J. N. Laska, M. F. Duarte, *et al.*, “An architecture for compressive imaging,” in *2006 international conference on image processing*, IEEE, 2006, pp. 1273–1276.

- [70] J. Hunt, T. Driscoll, A. Mrozack, *et al.*, “Metamaterial apertures for computational imaging,” *Science*, vol. 339, no. 6117, pp. 310–313, 2013.
- [71] D. Cassereau and M. Fink, “Time-reversal of ultrasonic fields. iii. theory of the closed time-reversal cavity,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 39, no. 5, pp. 579–592, 1992.
- [72] C. Draeger and M. Fink, “One-channel time reversal of elastic waves in a chaotic 2d-silicon cavity,” *Physical Review Letters*, vol. 79, no. 3, p. 407, 1997.
- [73] G. Montaldo, D. Palacio, M. Tanter, and M. Fink, “Building three-dimensional images using a time-reversal chaotic cavity,” *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 52, no. 9, pp. 1489–1497, 2005.
- [74] G. Montaldo, D. Palacio, M. Tanter, and M. Fink, “The time reversal kaleidoscope: a new concept of smart transducers for 3d imaging,” in *IEEE Symposium on Ultrasonics, 2003*, IEEE, vol. 1, 2003, pp. 42–45.
- [75] M. Fink, “Time reversal of ultrasonic fields. i. basic principles,” *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 39, no. 5, pp. 555–566, 1992.
- [76] G. Lerosey, J. De Rosny, A. Tourin, A. Derode, G. Montaldo, and M. Fink, “Time reversal of electromagnetic waves,” *Physical review letters*, vol. 92, no. 19, p. 193904, 2004.
- [77] G. Lerosey, J. De Rosny, A. Tourin, A. Derode, G. Montaldo, and M. Fink, “Time reversal of electromagnetic waves and telecommunication,” *Radio science*, vol. 40, no. 06, pp. 1–10, 2005.
- [78] D. Carsenat and C. Decroze, “Uwb antennas beamforming using passive time-reversal device,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 779–782, 2012.
- [79] R. Liu, T. J. Cui, D. Huang, B. Zhao, and D. R. Smith, “Description and explanation of electromagnetic behaviors in artificial metamaterials based on effective medium theory,” *Physical Review E*, vol. 76, no. 2, p. 026606, 2007.
- [80] G. Lipworth, A. Rose, O. Yurduseven, *et al.*, “Comprehensive simulation platform for a metamaterial imaging system,” *Applied optics*, vol. 54, no. 31, pp. 9343–9353, 2015.
- [81] T. Fromenteze, O. Yurduseven, M. F. Imani, *et al.*, “Computational imaging using a mode-mixing cavity at microwave frequencies,” *Applied Physics Letters*, vol. 106, no. 19, 2015.
- [82] C. a Balanis, “Antenna theory analysis and design,” 2005.

- [83] 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.
- [84] L. Le Bars, J.-F. Rosnarho, P. Besnier, J. Sol, F. Sarrazin, and E. Richalot, "Geometry and loading effects on performances of mode-stirred reverberation chambers: an experimental study," in *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE*, IEEE, 2019, pp. 163–168.
- [85] T. A. Sleasman, M. F. Imani, A. V. Diebold, M. Boyarsky, K. P. Trofatter, and D. R. Smith, "Implementation and characterization of a two-dimensional printed circuit dynamic metasurface aperture for computational microwave imaging," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 4, pp. 2151–2164, 2020.
- [86] T. Sleasman, M. F. Imani, A. V. Diebold, M. Boyarsky, K. P. Trofatter, and D. R. Smith, "Computational imaging with dynamic metasurfaces: a recipe for simple and low-cost microwave imaging," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 64, no. 4, pp. 123–134, 2022.
- [87] O. Yurduseven, M. A. B. Abbasi, T. Fromenteze, and V. Fusco, "Lens-loaded coded aperture with increased information capacity for computational microwave imaging," *Remote Sensing*, vol. 12, no. 9, p. 1531, 2020.
- [88] A. C. T. Yoya, B. Fuchs, C. Leconte, and M. Davy, "A RECONFIGURABLE CHAOTIC CAVITY WITH FLUORESCENT LAMPS FOR MICROWAVE COMPUTATIONAL IMAGING," en, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 165, pp. 1–12, 2019. [Online]. Available: <http://www.jpier.org/PIER/pier.php?paper=19011602> (visited on 06/26/2023).
- [89] E. M. Purcell and C. R. Pennypacker, "Scattering and absorption of light by nonspherical dielectric grains," *Astrophysical Journal*, Vol. 186, pp. 705-714 (1973), vol. 186, pp. 705–714, 1973.
- [90] R. WA, "Principles of optics.," 1959.
- [91] T. Fromenteze, D. Carsenat, and C. Decroze, "A precorrection method for passive uwb time-reversal beamformer," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 836–840, 2013.
- [92] G. Lipworth, A. Mrozack, J. Hunt, *et al.*, "Metamaterial apertures for coherent computational imaging on the physical layer," *JOSA A*, vol. 30, no. 8, pp. 1603–1612, 2013.

- [93] H. DeVoe, "Optical properties of molecular aggregates. ii. classical theory of the refraction, absorption, and optical activity of solutions and crystals," *The Journal of chemical physics*, vol. 43, no. 9, pp. 3199–3208, 1965.
- [94] B. T. Draine and P. J. Flatau, "Discrete-dipole approximation for scattering calculations," *Josa a*, vol. 11, no. 4, pp. 1491–1499, 1994.
- [95] C. A. Balanis, "Near-field scanning measurements: theory and practice," 2008.
- [96] Oct. 2023. [Online]. Available: <https://www.unilim.fr/platinom/plateaux-techniques/instrumentation-electromagnetique/>.
- [97] G. Gu, J. Shi, J. Zhang, and M. Zhao, "Dyadic green's function and the application of two-layer model," *Mathematics*, vol. 8, no. 10, p. 1688, 2020.
- [98] M. A. Yurkin and A. G. Hoekstra, "The discrete dipole approximation: an overview and recent developments," *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer*, vol. 106, no. 1-3, pp. 558–589, 2007.
- [99] C. Vázquez, C. Garcia, Y. Alvarez, S. Ver-Hoeye, and F. Las-Heras, "Near field characterization of an imaging system based on a frequency scanning antenna array," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 61, no. 5, pp. 2874–2879, 2013.
- [100] Y. Alvarez-Lopez, C. Garcia-Gonzalez, C. Vazquez-Antuna, S. Ver-Hoeye, and F. L. H. Andres, "Frequency scanning based radar system," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 132, pp. 275–296, 2012.
- [101] L. Ranzani, E. D. Cullens, D. Kuester, K. J. Vanhille, E. Grossman, and Z. Popović, "W-band micro-fabricated coaxially-fed frequency scanned slot arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 2324–2328, 2013.
- [102] M. Geiger, M. Hitzler, and C. Waldschmidt, "A flexible dielectric leaky-wave antenna at 160 ghz," in *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, IEEE, 2017, pp. 240–243.
- [103] S. Karimkashi and G. Zhang, "A dual-polarized series-fed microstrip antenna array with very high polarization purity for weather measurements," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 61, no. 10, pp. 5315–5319, 2013.
- [104] T. Geibig, A. Shoykhetbrod, A. Hommes, R. Herschel, and N. Pohl, "Compact 3d imaging radar based on fmcw driven frequency-scanning antennas," in *2016 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, IEEE, 2016, pp. 1–5.
- [105] L. Sadaoui, J. Lantéri, J.-Y. Dauvignac, *et al.*, "Design of a substrate integrated waveguide slots antenna in w band for aircraft radar application," in *2020 IEEE Radar Conference (RadarConf20)*, IEEE, 2020, pp. 1–6.

- [106] W. Mayer, M. Wetzel, and W. Menzel, "A novel direct-imaging radar sensor with frequency scanned antenna," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, vol. 3, 2003, 1941–1944 vol.3.
- [107] G. Orjubin, E. Richalot, O. Picon, and O. Legrand, "Chaoticity of a reverberation chamber assessed from the analysis of modal distributions obtained by fem," *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*, vol. 49, no. 4, pp. 762–771, 2007.
- [108] D. A. Hill, M. T. Ma, A. R. Ondrejka, B. F. Riddle, M. L. Crawford, and R. T. Johnk, "Aperture excitation of electrically large, lossy cavities," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 36, no. 3, pp. 169–178, 1994.
- [109] S. Abid, "Contributions à l'étude des systèmes d'imagerie computationnelle interférométrique en bande millimétrique," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2021.
- [110] E. Richalot, U. Kuhl, O. Legrand, F. Mortessagne, J.-B. Gros, and S. Grivet-Talocia, "Experimental characterization of the distribution of resonance widths in chaotic reverberation chambers," in *2016 IEEE Metrology for Aerospace (MetroAeroSpace)*, IEEE, 2016, pp. 177–181.
- [111] M. L. Crawford and G. H. Koepke, "Design, evaluation, and use of a reverberation chamber for performing electromagnetic susceptibility/vulnerability measurements," United States. Government Printing Office., Tech. Rep., 1986.
- [112] C. L. Holloway, H. A. Shah, R. J. Pirkl, W. F. Young, D. A. Hill, and J. Ladbury, "Reverberation chamber techniques for determining the radiation and total efficiency of antennas," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 60, no. 4, pp. 1758–1770, 2012.
- [113] S. Abid, C. Decroze, M. Mouhamadou, and T. Fromenteze, "Enhancing millimeter-wave computational interferometric imaging," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 101 416–101 425, 2020.

Liste des Travaux

Article

- S. Skitioui, C. Decroze, E. Kpré, C. Gaquière, O. Yurduseven, and T. Fromentèze, “Single-channel imaging at low sampling rates,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2024.

Conférences internationales à comité de lecture

- S. Skitioui, T. Fromentèze, E. Kpré, C. Gaquière, and C. Decroze, “Study of analog multiplexing techniques applied to millimeter wave imaging,” in *Passive and Active Millimeter-Wave Imaging XXV*, Invité, SPIE, vol. 12111, 2022, pp. 114–123.
- S. Skitioui, C. Decroze, E. Kpré, C. Gaquière, Y. Okan, and T. Fromentèze, “Frequency-modulated continuous wave computational imaging : preliminary results,” Invité, *IEEE Antennas and Propagation Society*, 2024.

Conférences nationales à comité de lecture

- S. Skitioui, T. Fromentèze, E. Kpré, C. Gaquière, and C. Decroze, “Étude de techniques de multiplexage analogique pour le développement de scanners corporels en bande w,” in *XXIIèmes Journées Nationales Microondes, Limoges 8-10 juin 2022*.
- S. Skitioui, T. Fromentèze, E. Kpré, C. Gaquière, and C. Decroze, “Modélisation par approximation en dipôles discrets d’une antenne à balayage fréquentiel en bande w,” in *Neuvième Conférence Plénière du GDR ONDES*, 2021.

Table des Figures

1.1	Le premier microprocesseur et des exemples de son utilisation : (a) Intel c4004 [8]. (b) Busicom 141-PF [9]. (c) L'avion de chasse F-14 Tomcat [10].	19
1.2	Histoire des systèmes radars : (a) Le premier prototype d'un système de détection à onde électromagnétique [32] (b) Les antennes du premier radar militaire "Chaîne Home" [33]. (c) H2S premier radar embarqué sur un avion [25]. (d) FPS-85 un des premiers radars implémentant la formation de faisceau dans l'objectif de la surveillance spatiale [31].	23
1.3	Radar homodyne : (a) Architecture simplifiée d'un système FMCW. (b) Signaux émis et reçus par cette architecture.	25
1.4	Les architectures d'imagerie SAR courtes portées les plus courantes : (a) cylindrique, (b) linéaire et (c) planaire.	27
1.5	Architecture pour la formation de faisceau : (a) analogique (b) numérique.	30
1.6	Ouverture équivalente à un réseau MIMO.	31
1.7	Imageur corporel capable de détecter des armes dissimulées sur une personne [40].	33
1.8	Imageur de corps entier développé par PNNL : (a) Réseau d'antennes linéaire horizontal. (b) Image d'un corps entier reconstruit en 11 s.	34
1.9	Scanner corporel commercialisé par Leido [52] : (a) L3 ProVision. (b) Architecture du système d'imagerie.	35
1.10	Architecture du système MIMO-SAR [42].	36
1.11	Imagerie expérimentale de synthèse d'ouverture avec un réseau MIMO : (a) Banc de mesure. (b) Image tridimensionnelle reconstruite [42].	36
1.12	Système d'imagerie utilisant un réseau MIMO combiné à un réflecteur rotatif [53] : (a) Démonstrateur d'imagerie corporelle. (b) Image reconstruite grâce à ce système.	38
1.13	(a) MM-imager, (b) Images reconstruites avec un taux de rafraîchissement de 10 images par seconde.	38

1.14 Démonstrateur d'imagerie corporelle MIMO entièrement électronique [49] :	
(a) Réseau d'antennes MIMO multistatique. (b) Image reconstruite avec ce démonstrateur.	39
1.15 Architecture RF du démonstrateur d'imagerie corporelle MIMO [49]. . .	40
1.16 Système MIMO opto-électronique [48], [58] : (a) Démonstrateur d'imagerie avec un réseau MIMO de 16 antennes d'émission et 16 de réception. (b) Résultats obtenus en imageant les lettres XLIM en cuivre.	41
1.17 Introduction du multiplexage analogique : (a) Diagramme d'une architecture radar classique (1 émetteur et 4 récepteurs). (b) Diagramme d'une architecture radar utilisant un dispositif de multiplexage analogique. . . .	43
1.18 (a) Architecture d'une antenne à balayage fréquentiel. (b) Représentation des matrices de transfert d'une antenne à balayage fréquentiel suivant l'axe x.	44
1.19 Guide d'onde rectangulaire à fuites [61].	45
1.20 Système d'imagerie corporelle basé sur une antenne à balayage fréquentiel [63] : (a) Architecture de l'antenne et aperçu du démonstrateur d'imagerie. (b) Résultats d'imagerie du profil d'un mannequin pour la détection d'objet caché.	46
1.21 Système d'imagerie de corps entier alliant l'usage d'une antenne à balayage fréquentielle à la synthèse d'ouverture [65] : (a) Aperçu de l'architecture ainsi que le système antennaire. (b) Image d'un corps entier réalisée en 7 secondes.	47
1.22 Système d'imagerie optique se basant sur l'acquisition compressive [69] : (a) Architecture de la caméra monopixel. (b) Image 64×64 avec une caméra classique. (c) Image 64×64 réalisé en utilisant la caméra monopixel.	50
1.23 Démonstrateur d'imagerie compressive ultrasonique reposant sur l'usage d'une cavité réverbérante [73], [74] : (a) Architecture de l'imageur ultrasonique compressif. (b) Reconstruction d'une image d'un objet en forme de T.	51
1.24 (a) Champ émis par un dispositif à diversité fréquentielle. (b) Représentation de la matrice de transfert du dispositif à diversité fréquentielle suivant l'axe x.	52
1.25 Un imageur radar utilisant une cavité réverbérante à fuites [78] : (a) Architecture et banc expérimental (b) Détection de la position de deux poteaux métalliques dans une scène.	53

1.26	Système d'imagerie reposant sur l'usage d'une métasurface à diversité fréquentielle pour la compression des signaux reçus : (a) Métasurface capable de créer un filtrage spatial dépendant de la fréquence. (b) Localisation d'un objet en mouvement avec un taux de rafraîchissement de 10 Hz [70].	54
1.27	Démonstrateur d'imagerie compressive [80] : (a) 6 métasurfaces planaires composées d'éléments rayonnants couplés à une cavité réverbérante. (b) Imagerie d'une scène contenant différents patches métalliques.	55
1.28	Système d'imagerie utilisant une cavité réverbérante à fuites : (a) Aperçu sur la cavité réverbérante et son intégration dans un banc d'imagerie. (b) Image de motifs métalliques réalisés grâce à l'usage d'une cavité réverbérante [81].	56
1.29	Système d'imagerie computationnelle polarimétrique utilisant une cavité réverbérante à fuites [83] : (a) Face avant de la cavité comportant les iris pseudoaléatoirement distribués. (b) Caractérisation de la cavité en utilisant un scanner millimétrique. (c) Image polarimétrique des lettres DUKE.	58
1.30	Système d'imagerie reposant sur l'usage de panneaux métasurfaces [86] : (a) Panneaux de métasurfaces incorporant des éléments rayonnants couplés à une cavité réverbérante. (b) Reconstruction d'images d'objets métalliques.	59
1.31	Simulation en imagerie d'une structure réverbérante à fuites avec et sans lentille : (a) Architecture de la cavité comportant une ouverture rayonnante circulaire avec une lentille. (b) La comparaison dans un contexte d'imagerie entre une cavité utilisant une lentille et sans lentille.	60
2.1	Diagramme décrivant le déroulement de ce chapitre.	66
2.2	Système d'imagerie MISO 2D utilisant un commutateur, i est l'indice de l'antenne d'émission activée par ce dernier.	67
2.3	Système d'imagerie MISO 2D utilisant un dispositif de multiplexage analogique.	70
2.4	Les distributions mesurées et calculées avec l'approximation dipolaire du champ électrique émis par un dispositif de multiplexage analogique.	71

2.5	Mesure des distributions de champ émise par le dispositif de multiplexage analogique : (a) Plan mesuré par rapport au dispositif rayonnant. (b) Antenne mesurée avec le scanner millimétrique de la plateforme d'instrumentation EM d'XLIM [96].	73
2.6	Architecture générique d'une ABF.	76
2.7	Architecture d'ABF adoptée : (a) Guide d'onde WR-10 en méandre. (b) Balayage fréquentiel de cette antenne dans le plan (xz).	76
2.8	Simulation des champs électrique propagés dans un guide d'onde rectangulaire : (a) Modèle de guide WR-10 simulé. (b) Champs propagés dans le guide d'onde.	78
2.9	Modélisation du balayage fréquentiel d'une antenne comportant 15 éléments rayonnants : (a) Facteur de réseau normalisé de l'antenne pour une fréquence de 96 GHz. (b) Dépointage du faisceau dans la bande 92-96 GHz avec des lignes à retard entre les éléments d'une longueur de $L = 4,35$ cm centré autour de $\theta_N = 116^\circ$. (c) Dépointage centré autour de $\theta_0 = 90^\circ$ dans la même bande avec une longueur des lignes à retard de $L + \delta L = 4,5$ cm	79
2.10	Système d'imagerie MISO 2D utilisant une CRF avec plusieurs canaux de réponse impulsionnelle $m_i(t)$ (Eq. 2.22).	81
2.11	Diagramme de simulation implémentant le modèle des dispositifs de multiplexage analogique.	83
2.12	Comparaison en simulation entre les modèles de l'ABF et la CRF : (a) Position des cibles dans la scène. Simulation pour une et trois cibles en utilisant le modèle de l'ABF (b) et de la CRF (c).	84
2.13	Simulation d'imagerie avec une CRF pour des facteurs de qualité composite différents : (a) Représentation de l'expérience d'imagerie simulée d'une scène comportant 3 cibles. Cette figure montre aussi l'allure des distributions des champs $\mathbf{E}^{(T)}$ rayonnés par la cavité dans le plan (xz). (b) Différentes images réalisées avec quatre facteurs de qualité différents (2000, 10000, 18000 et 26000) pour montrer son impact sur les images reconstruites.	87
2.14	Évolution du PSNR en fonction du facteur de qualité composite de la cavité.	88
2.15	La représentation graphique de l'Eq. (2.33) offrant une visualisation de la variation du rayon des 15 ouvertures de la CRF en fonction du facteur de qualité composite de la cavité.	91

2.16	Prototype de la CRF : (a) Vue éclatée du dispositif. (b) Photographie du prototype fabriqué.	92
2.17	Mesure des paramètres S_{11} à l'entrée de la cavité : (a) Représentation de l'évolution du paramètre en fonction de la fréquence. (b) Étude du paramètre dans le domaine temporel pour la détermination du temps de décroissance τ_{RC} qui mènera au calcul du facteur qualité composite, avec $FT(.)$ la transformée de Fourier.	93
2.18	Mesure du paramètre de transmission entre l'entrée et l'ouverture d'indice i : (a) Représentation de l'évolution de S_{i1} pour $i = [1, 2, \dots, N]$. (b) Étude de la réponse impulsionnelle pour la détermination du temps de décroissance τ_{RC} qui mènera au calcul du facteur qualité composite. . .	94
2.19	Description du banc de mesure et de l'algorithme de reconstruction utilisée pour la comparaison des deux prototypes : (a) Procédure permettant la reconstruction d'images expérimentales. (b) Banc expérimental en champ proche utilisant un dispositif de multiplexage analogique.	96
2.20	Caractérisation en champ proche de la CRF : (a) Position du plan caractérisé par rapport à l'antenne (Fig. 2.19), le diagramme spatiofréquentiel d'une section de celui-ci permet de montrer l'évolution du champ émis en fonction de la fréquence. (b) Cartographie de distribution de champs émise par le dispositif dans le plan (xz) aux fréquences 93 et 95 GHz. . .	97
2.21	Expérimentation d'imagerie en champ proche avec une CRF : (a) Banc d'imagerie avec une scène d'une et trois cibles. (b) Images reconstruites des scènes avec la CRF.	99
3.1	Diagramme décrivant le déroulement de ce chapitre.	106
3.2	Architecture FMCW avec la CRF.	107
3.3	Effet de la convolution d'un chirp $c(t)$ (bleu) avec une réponse impulsionnelle $m_i(t)$ (rouge). L'enveloppe de cette dernière est suffisamment courte devant la durée du chirp pour qu'une harmonique à fréquence constante soit appliquée pendant toute sa durée.	109
3.4	Le signal temporel reçu pour une cible unique dépend des fonctions de transfert du composant, impactant l'enveloppe du signal modulé en fréquence reçu dans le domaine temporel. Ce dernier subit ensuite un mélange par le chirp de référence afin de convertir ces informations en signaux de battement basse-fréquence.	111
3.5	Caractérisation d'un canal de la CRF avec les chaînes FMCW.	112

3.6	Architecture des chaînes d'émission-réception fabriquées par MC2-Technologies : (a) Chaîne d'émission (b) chaîne de réception. (c) Image des modules d'émission et de réception. (d) Image de la carte de génération ADF4159.114	
3.7	Configuration expérimentale de l'imagerie FMCW avec la CRF : (a) Réseau d'ouvertures de la CRF et de l'antenne de réception. (b) Image vue du dessus du système d'imagerie. (c) Calibration FMCW effectuée pour l'un des canaux de la CRF réalisée à travers le couplage d'une ouverture d'émission avec l'antenne de réception, permettant de déterminer sa fonction de transfert ($M_i(f_{inst}(t))$).	115
3.8	Mesure du diagramme de rayonnement pour les fréquences 92 GHz, 93 GHz, 94 GHz, 95 GHz et 96 GHz.	116
3.9	Bilan de liaison du banc de mesure FMCW utilisant une CRF.	117
3.10	Les signaux issus de la calibration échantillonnés à 50 MHz: (a) Signal carré permettant d'isoler le battement issu d'un chirp croissant. (b) Représentation de la fonction de transfert du premier canal de la CRF et de l'évolution de la fréquence du chirp émis en fonction du temps. (c) Réponse impulsionnelle du même canal filtrée sur la bande d'analyse.	119
3.11	Simulation d'imagerie d'une et trois cibles réalisée en utilisant les fonctions de transfert mesurées de la CRF : (a) Deux scènes comportant des cibles considérées ponctuelles. (b) Les images reconstruites en utilisant une simulation.	120
3.12	Comparaison expérimental entre les résultats obtenus avec l'ARV et les chaînes FMCW : (a) Scène avec une cible et 3 cibles. (b) Reconstruction des scènes en utilisant les signaux issus de l'ARV (Fig. 2.19). (c) Reconstruction en utilisant le banc FMCW (Fig. 3.7).	123
3.13	Représentation de la déviation temporelle des fonctions de transfert des canaux, chaque courbe représente l'écart entre une calibration de référence ($H_1(f_{inst}(t))$) et une mesure des fonctions de transfert des 14 canaux restants $M_i(f_{inst}(t))$. Les mesures réalisées sont séparées d'une durée de 15 min permettant ainsi la quantification de la dérive temporelle sur une durée totale de 2 heures.	124
3.14	Étude permettant d'établir le lien entre le PSNR et la moyenne de la gigue temporelle affectant les fonctions de transfert : (a) Différentes courbes de gigue simulée de moyennes croissantes. (b) Courbe représentant l'évolution du PSNR par rapport à la moyenne de la gigue de phase. (c) Images reconstruites avec différentes moyennes de giges.	125

4.1	Système d'imagerie utilisant un réflecteur : (a) Banc expérimental. (b) Résultat d'imagerie permettant la localisation des cibles.	133
4.2	Simulation d'un système d'imagerie 3D alliant l'usage de la CRF développée à un réflecteur rotatif : (a) Architecture du système. (b) Résultat d'imagerie obtenu d'une arme positionnée à une distance de 30 cm. . .	134
A.1	Représentation de l'ABF conçu : (a) Prototype fabriqué. (b) Représentation du balayage fréquentiel dans le plan (xz) dans la bande 92-96 GHz.	137
A.2	Cartographie permettant d'établir une comparaison entre les distributions de champs mesurées et calculées avec la DDA pour deux fréquences 94 GHz et 96 GHz : (a) Position du plan de mesure et de comparaison par rapport à l'antenne. (b) et (c) Distribution de champs mesurée à une distance de 5 cm. (d) et (e) Distribution de champ mesuré à 30 cm. (f) et (g) Distribution de champ calculé avec la DDA à une distance de 30 cm.	138

Développement de radars Millimétriques innovants

Résumé : Ces travaux portent sur la combinaison de dispositifs à diversité fréquentielle avec une architecture FMCW pour l'imagerie corporelle courte portée, dans le but de réduire la complexité et le coût liés à l'architecture et à la redondance des chaînes d'émission-réception. Une première étude a été menée pour comparer deux approches de multiplexage analogique : la cavité réverbérante à fuite et l'antenne à balayage fréquentiel. Cette comparaison a conclu que la première solution était la mieux adaptée au contexte de ces travaux. Un prototype a donc été développé et intégré dans un démonstrateur d'imagerie en champ proche en bande W, basé sur l'utilisation de chaînes d'émission-réception FMCW. Une preuve de concept est présentée, démontrant la capacité à reconstruire des images en bande W en utilisant une seule chaîne d'émission-réception, à partir d'un signal ayant des fréquences de l'ordre du MHz, grâce à un algorithme novateur permettant d'atteindre des taux de rafraîchissement d'image considéré comme temps réel.

Mots clés : Imagerie computationnelle, imagerie radar, imagerie champ proche, cavité réverbérante à fuites, balayage fréquentiel.

Development of innovative Millimeter radars

Abstract: This work focuses on the combination of frequency diversity antennas with an FMCW architecture for short-range security imaging, aiming to reduce the complexity and costs associated with the architecture and redundancy of the transmission and reception chains. An initial study was conducted to compare two analog multiplexing approaches: the leaky reverberation cavity and the frequency-scanning antenna. This comparison concluded that the former was the most suitable solution for the context of this work. A prototype was therefore developed and integrated into a W-band near-field imaging demonstrator, based on the use of FMCW transceiver chains. A proof of concept is presented, demonstrating the ability to reconstruct W-band images using a single transmission and reception chain from a signal with frequencies in the MHz range, enabled by an innovative algorithm achieving real-time image refresh rates.

Keywords: Computational imaging, radar imaging, near-field imaging, leaky reverberation cavity, frequency-scanning.