



**HAL**  
open science

# Contributions à l'étude des systèmes d'imagerie computationnelle interférométrique en bande millimétrique

Sana Abid

► **To cite this version:**

Sana Abid. Contributions à l'étude des systèmes d'imagerie computationnelle interférométrique en bande millimétrique. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université de Limoges, 2021. Français. NNT : 2021LIMO0021 . tel-03246867

**HAL Id: tel-03246867**

**<https://theses.hal.science/tel-03246867>**

Submitted on 2 Jun 2021

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

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

# UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE N°610 Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques,  
Informatique – SISMI

FACULTÉ des Sciences et Techniques  
XLIM - Axe Systèmes RF

## Thèse

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES**

**Discipline : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes**

présentée et soutenue par

**Sana ABID**

le 31 Mars 2021

**Contributions à l'étude des systèmes d'imagerie  
computationnelle interférométrique en bande millimétrique**

**Thèse dirigée par Cyril Decroze, Thomas Fromentèze et Moctar Mouhamadou**

### **JURY :**

#### *Rapporteurs :*

**Claire Migliaccio**      **Professeur des Universités**  
LEAT - Université Nice Sophia Antipolis

**Matthieu Davy**      **Maître de conférences HDR**  
IETR - Université de Rennes 1

#### *Examinateurs :*

**Michèle Lalande**      **Professeur des Universités**  
Xlim - Université de Limoges

**Ettien Kpré**      **Ingénieur de recherche**  
MC2 Technologies, Villeneuve-d'Ascq

**Cyril Decroze**      **Professeur des Universités**  
XLIM - Université de Limoges

**Thomas Fromentèze**      **Maître de conférences**  
XLIM - Université de Limoges

#### *Invités :*

**Moctar Mouhamadou**      **Enseignant-Chercheur**  
XLIM - École d'ingénieurs 3il, Limoges

**Nicolas Jolly**      **Ingénieur de recherche**  
CEA Gramat



## *Remerciements*

Ce travail a été mené à l'institut de recherche Xlim de l'université de Limoges au sein de l'équipe Antennes & Signaux de l'axe Systèmes RF. Il a été dirigé par Cyril DECROZE, professeur à l'université de Limoges, que je lui exprime toute ma reconnaissance de m'avoir accueillie dans son équipe. Sa disponibilité, sa patience et ses conseils judicieux m'ont guidé sur le chemin de la réussite.

J'adresse mes sincères remerciements à Thomas FROMENTEZE, maître de conférences à l'université de Limoges, pour m'avoir soutenue moralement et intellectuellement durant ces trois années. Il a su alimenter ma réflexion, tout au long de ce projet, grâce à son expérience et ses connaissances.

Je tiens à exprimer ma gratitude aux membres du jury en particulier Madame Claire MIGLIACCIO, professeur à l'université Nice Sophia Antipolis, et Monsieur Matthieu DAVY, maître de conférences à l'université de Rennes, qui ont accepté de rapporter ces travaux de thèse.

Un grand merci à Yann MARIE-JOSEPH, ingénieur d'étude au laboratoire XLIM, pour son aide précieuse à la réalisation des mesures expérimentales. J'associe à ces remerciements Monsieur Nicolas JOLLY, ingénieur de recherche au CEA de Gramat, pour sa contribution à l'étude du modèle analytique de la cavité dans le cadre du projet ANR PIXEL.

Je souhaite particulièrement remercier Monsieur Guillaume NEVEUX maître de conférences à l'université de Limoges, Madame Françoise COSSET maître de conférences à l'université de Limoges et Monsieur Moctar MOUHAMADOU, enseignant-chercheur au laboratoire XLIM et à l'école d'ingénieurs 3il, de m'avoir accordé l'opportunité d'effectuer une mission d'enseignement. Leur soutien inestimable m'a permis de mener à bien cette expérience.

Mes remerciements sont également adressés à Madame Patricia LEROY, secrétaire de l'axe systèmes RF pour sa gentillesse et son efficacité quant à la gestion des démarches administratives.

Je tiens à remercier mes collègues de l'équipe Antennes & Signaux et tout le personnel de CISTEME pour leur bonne humeur et le cadre propice dans lequel j'ai passé ces trois années de thèse.

Je pense maintenant à ma famille et mes amis les plus proches qui m'ont soutenu durant les moments difficiles de mon parcours. Leur écoute, encouragement et surtout leur confiance m'ont motivé à mener à bien ma thèse. Je vous dédie ce travail en reconnaissance de l'amour et du soutien que vous m'offrez quotidiennement. Pour finir, je voudrais rendre hommage à ma chère mère qui nous a quittés depuis 20 ans espérant qu'elle sera toujours fière de moi.

# TABLE DES MATIÈRES

<b>Introduction générale</b> . . . . .	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 : Des systèmes d'imagerie radar conventionnels aux techniques computationnelles</b> . . . . .	<b>4</b>
1.1 Introduction . . . . .	5
1.1.1 Classification des systèmes d'imagerie radar . . . . .	6
1.1.1.1 Système d'imagerie radar à sources coopératives . . . . .	6
1.1.1.2 Système d'imagerie radar à sources non-coopératives . . . . .	8
1.1.2 Techniques de filtrage spatial . . . . .	13
1.1.2.1 Synthèse d'ouverture mécanique . . . . .	14
1.1.2.2 Balayage électronique . . . . .	14
1.1.2.3 Architectures numériques . . . . .	15
1.1.3 Caractéristiques d'un système d'imagerie radar . . . . .	16
1.1.3.1 Résolution transverse et champs de vision : . . . . .	16
1.1.3.2 Résolution en distance . . . . .	17
1.1.3.3 Rapport signal à bruit . . . . .	18
1.2 Imagerie millimétrique pour les applications dédiées à la sécurité . . . . .	20
1.2.1 Propriétés favorables des rayonnements millimétriques . . . . .	21
1.2.1.1 Effets sanitaires . . . . .	21
1.2.1.2 Robustesse face effets atmosphériques . . . . .	21
1.2.1.3 Intégrabilité & résolution . . . . .	22
1.2.1.4 Effets d'écran en imagerie thermique . . . . .	22
1.2.2 Étude de scanners corporels opérant en bande millimétrique . . . . .	23
1.2.2.1 Qpass - Rohde & Schwarz - Université Friedrich-Alexander . . . . .	23
1.2.2.2 BHU-2D - Université de Beihang . . . . .	24
1.2.2.3 QinetiQ - Université de Manchester . . . . .	25
1.2.2.4 MM-Imager - MC2 technologies . . . . .	28
1.3 Imagerie radiométrique et interférométrique . . . . .	31
1.3.1 Radiomètre à puissance totale . . . . .	32
1.3.2 Radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique . . . . .	34
1.3.2.1 Théorème de Van Cittert-Zernike : principe initial et adaptation à l'imagerie en champ-proche . . . . .	35
1.3.2.2 Formalismes matriciels pour l'imagerie à courte portée . . . . .	42
1.4 Imagerie radar computationnelle . . . . .	46
1.4.1 Description générale . . . . .	46
1.4.2 Évolution des systèmes d'imagerie computationnelle . . . . .	50
1.4.2.1 Système d'imagerie à sources coopératives . . . . .	50
1.4.2.2 Imagerie computationnelle interférométrique . . . . .	61
1.5 Conclusion . . . . .	66
<b>Chapitre 2 : Étude de codeurs analogiques pour l'imagerie computationnelle interférométrique</b> . . . . .	<b>67</b>
2.1 Introduction . . . . .	68
2.2 Caractéristiques et modélisation de la cavité . . . . .	68
2.2.1 Théorie générale . . . . .	68
2.2.1.1 Méthodes d'analyse . . . . .	69
2.2.1.2 Modèle analytique . . . . .	72
2.3 Réalisation des cavités . . . . .	76
2.3.1 Étude préliminaire . . . . .	76
2.3.1.1 Prototypes 4 voies vers 1 . . . . .	77
2.3.1.2 Prototypes 16 voies vers 2 . . . . .	80

---

2.4 Conclusion . . . . .	85
<b>Chapitre 3 : Imagerie computationnelle interférométrique en bande W . . . . .</b>	<b>86</b>
3.1 Introduction . . . . .	87
3.2 Imagerie interférométrique conventionnelle . . . . .	88
3.3 Techniques d'égalisation pour l'imagerie computationnelle interférométrique . . . . .	93
3.4 Nouveaux formalismes pour les systèmes interférométriques computationnels . . . . .	97
3.5 Études numériques . . . . .	102
3.5.1 Scénario d'imagerie . . . . .	103
3.5.2 Influence des paramètres-clés de la cavité . . . . .	105
3.5.3 Comparaison des opérateurs de reconstruction . . . . .	108
3.6 Validations expérimentales . . . . .	118
3.6.1 Premières expérimentations dans le domaine fréquentiel . . . . .	119
3.6.2 Imagerie interférométrique 2D reposant sur un nouveau banc temporel . . . . .	122
3.6.2.1 Description du banc expérimental . . . . .	122
3.6.2.2 Bilan des difficultés rencontrées lors des validations en temporel . . . . .	125
3.6.2.3 Localisation de sources . . . . .	127
3.7 Conclusion . . . . .	129
<b>Conclusion &amp; Perspectives . . . . .</b>	<b>131</b>

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

Au cours de ces dernières années, les systèmes d'imagerie micro-ondes ont suscité un grand intérêt dans divers domaines applicatifs tels que la télédétection, la sécurité, l'imagerie médicale ... Une évolution des technologies des radars et radiomètres, initialement dominantes dans les applications en champs lointain, permet aujourd'hui de développer un nombre croissant de systèmes à courte portée.

Une grande partie de ces développements technologiques a été réalisée dans le domaine des ondes millimétriques en particulier, dont la mise en œuvre offre une meilleure résolution et permet de réduire significativement les dimensions des systèmes en comparaison des analogues microondes. En les comparant aux imageurs optiques et infrarouges, ces dispositifs garantissent une meilleure pénétration à travers de nombreux obstacles tels que le brouillard, les nuages, la fumée et les vêtements. Deux catégories d'imagerie peuvent être distinguées. La première consiste à mesurer les ondes générées par le système lui-même, réfléchies par la zone d'intérêt. Quant à la deuxième, elle est basée sur la corrélation des ondes émises directement par l'objet d'intérêt ou son environnement. On parlera alors de systèmes d'imagerie à sources non-coopératives.

Les récents progrès technologiques visent à améliorer considérablement ces systèmes non seulement sur le plan matériel mais aussi au niveau des traitements numériques. Dans ce contexte, ces travaux de thèse s'intègrent dans le cadre d'un projet ANR – PIXEL (*Passive Imaging through multipleXing device based on timE reversaL*) en collaboration avec le CEA Gramat et l'entreprise MC2-Technologies. L'objectif principal est de développer une caméra radiométrique capable de fonctionner en temps réel. Ce scanner millimétrique est conçu pour des applications de sécurité visant notamment à détecter les objets dangereux ou illicites à travers les vêtements.

La société MC2-Technologies a entrepris l'étude des scanners millimétriques en utilisant un balayage mécanique afin d'imager la cible de manière séquentielle. L'exploitation de systèmes mécaniques permet de simplifier les chaînes d'acquisition millimétrique mais impose un compromis contraignant entre vitesse de rafraîchissement et contraste des images reconstruites. Dans le projet PIXEL, une solution permettant de pallier ce problème a été proposée. La plus-value de cette méthode repose sur la conception de systèmes à haute résolution en appliquant une acquisition simultanée par la synthèse d'ouverture interférométrique.

Pour l'application visée, le choix de la bande millimétrique est basé sur trois critères : la résolution spatiale, la compacité et le taux d'émissivité du corps humain. Néanmoins, les pertes de propagation sur cette bande de fréquence sont importantes, nécessitant l'utilisation de récepteurs à hautes sensibilités. De ce fait, les systèmes deviennent rapidement complexes et particulièrement onéreux. De plus, l'obtention de systèmes à haute résolution repose sur l'exploitation de multiples antennes, chacune étant associée à une chaîne de réception. Afin de réduire le nombre de voies d'acquisition tout en conservant la résolution spatiale souhaitée, ces travaux proposent d'adapter des techniques d'imagerie computationnelle, consistant à encoder

puis multiplexer les signaux dans la couche physique afin de limiter le nombre de chaînes de réception. Les contraintes sont ainsi repoussées dans la couche logicielle où la résolution de problèmes inverses permet de reconstruire les signaux reçus par l'ensemble des éléments rayonnants.

Ces travaux de thèse sont structurés autour de trois chapitres. Le premier détaille une étude bibliographique des diverses catégories de systèmes d'imagerie radar recensés dans la littérature en se concentrant sur des applications de courte portée et de scanners corporels. Les différentes architectures et techniques d'acquisition sont également abordées. De plus, le choix des systèmes d'imagerie millimétrique radiométrique pour les applications de sécurité sera étudié. Enfin, une description du domaine émergent de l'imagerie computationnelle dans les bandes microonde et millimétrique sera proposée afin de justifier l'intérêt qu'il représente pour ces travaux de thèse.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude des codeurs analogiques pour l'imagerie computationnelle interférométrique. Les composants développés dans ce contexte sont des cavités chaotiques. Un modèle analytique a été proposé afin de faciliter l'étude paramétrique des propriétés de ces dernières. La fiabilité de cette étude théorique a été étudiée en simulant et fabriquant plusieurs prototypes expérimentaux.

Le dernier chapitre est dédié à l'adaptation des traitements numériques interférométriques aux approches computationnelles. Des techniques et des formalismes mathématiques sont étudiés afin d'optimiser les performances des systèmes. Ensuite, des simulations numériques sont effectuées pour déterminer l'impact des caractéristiques de la cavité sur la qualité des images reconstruites. De nouvelles techniques de reconstruction seront ensuite développées pour optimiser la qualité des images tout en limitant autant que possible les volumes de calcul associés. Enfin, des validations pratiques seront présentées, nécessitant le développement de bancs expérimentaux opérants dans les domaines fréquentiel et temporel autour de 90 GHz.

# CHAPITRE 1

## Des systèmes d'imagerie radar conventionnels aux techniques computationnelles

### Sommaire

---

1.1	Introduction . . . . .	5
1.2	Imagerie millimétrique pour les applications dédiées à la sécurité .	20
1.3	Imagerie radiométrique et interférométrique . . . . .	31
1.4	Imagerie radar computationnelle . . . . .	46
1.5	Conclusion . . . . .	66

---

## 1.1 Introduction

L'imagerie électromagnétique a vu le jour avec les radars (RAdio Dectection and Ranging) pendant la deuxième guerre mondiale [1, 2] pour des applications militaires permettant de détecter et localiser certains objets comme des bateaux ou des avions.

L'imagerie microonde désigne la capacité à percevoir une scène donnée au moyen de signaux dont les fréquences sont par définition comprises entre 3 GHz et 30 GHz, présentant ainsi des longueurs d'onde dans le vide de l'ordre du centimètre. Faisant suite aux développements des composants actifs et passifs de plus en plus évolués [3], le développement de traitements numériques avancés ont permis d'améliorer l'analyse et l'interprétation des données collectées [4]. Ces nouvelles technologies ont contribué à l'avènement d'applications civiles et militaires allant de l'aide à la navigation des avions [5, 6] au diagnostic médical [7–9]. La recherche de performance amène aujourd'hui la communauté scientifique à s'intéresser à des applications d'imagerie à plus haute fréquence. Un nombre croissant d'applications sont ainsi proposées dans le domaine millimétrique (30 GHz-300 GHz) [10–13], faisant malgré tout face à une maturité technologique moins avancée qui tend à ralentir le développement de ces systèmes pour le moment. Le domaine térahertz (300 GHz-3 THz) est quant à lui encore largement sous-exploré en dehors de démonstrations réalisées en laboratoire [14, 15], limité à nouveau par de fortes contraintes de disponibilité et de maturité des systèmes actifs nécessaires à la génération et à la réception des ondes interagissant avec le milieu à imager.

Les applications faisant appel à des rayonnements centimétriques et millimétriques sont en pleine expansion en raison de leur capacité à pénétrer de nombreux matériaux complètement opaques aux rayonnements infrarouges (3 THz-400 THz) et visibles (400 THz-789 THz), ouvrant la voie à des applications d'imagerie à travers les vêtements [16], les murs [17] et les tissus biologiques [18]. Contrairement aux systèmes d'imagerie opérant à plus hautes fréquences, les radars centimétriques et millimétriques offrent de plus la capacité de franchir de mauvaises conditions météorologiques tels que les nuages, le brouillard, la pluie et les tempêtes de poussière permettant de réduire l'impact de la faible visibilité des conditions atmosphériques [19–21]. Dans le cas spécifique des systèmes d'imagerie thermique exploités notamment dans des applications de vision nocturne, les rayonnements centimétriques et millimétriques démontrent enfin une plus faible sensibilité à des perturbations telles que des obstacles ou des sources de chaleur intense en comparaison des solutions infrarouges les plus couramment implémentées [22].

Enfin, l'exploitation de ces bandes de fréquence est aujourd'hui proposée en alternative à des solutions d'imagerie basée sur le rayonnement de rayons X. Ces derniers présentent de très bonnes performances en résolution et en pénétration à travers de nombreux matériaux, mais ont l'inconvénient majeur d'être suffisamment énergétique pour avoir une action ionisante. Ils sont donc proscrits pour de nombreuses applications nécessitant une exposition humaine afin de limiter les risques d'endommagement de l'ADN et de destruction des cellules [23].

Dans ce chapitre seront présentées plus en détails les différentes architectures de systèmes d'imagerie microonde et millimétrique ainsi que les techniques d'acquisition associées. Ces travaux de thèse s'intègrent dans le cadre d'un projet ANR *PIXEL* pour la conception d'un scanner corporel opérant en bande millimétrique, permettant la détection de menaces enfouies sous les vêtements. Une étude bibliographique sera réalisée dans ce contexte, se focalisant notamment sur les systèmes millimétriques et sur les techniques d'imagerie passive qui seront exploitées dans ces travaux. Cette section présentera ainsi de façon globale différentes méthodes d'imagerie radar, les architectures associées ainsi que leurs caractéristiques. En lien avec les travaux développés dans ce document, un soin particulier sera apporté à décrire les systèmes d'imagerie reposant sur des sources non-coopératives, ainsi qu'à l'analyse de systèmes orientés vers des applications de scanner corporel et de sécurité. Pour compléter ce chapitre et disposer de tous les éléments nécessaires à la compréhension du reste du document, une section liée à l'avènement des systèmes d'imagerie computationnelle permettra de conclure cette partie.

### 1.1.1 Classification des systèmes d'imagerie radar

Un système d'imagerie radar est défini comme étant un instrument de télédétection qui permet de mesurer un rayonnement électromagnétique provenant de la zone d'intérêt et de reconstruire une image à l'aide d'un traitement numérique adéquat. On distingue plusieurs techniques de détection qui se différencient par la nature de la source d'émission et de la capacité à en contrôler l'activation.

On distinguera pour les besoins de ces travaux deux catégories de systèmes d'imagerie radar. La première repose sur l'exploitation de sources coopératives permettant d'éclairer la scène à imager et de mesurer les signaux réfléchis pour reconstruire une image. La forme d'onde rayonnée est généralement maîtrisée et émise au rythme d'un signal de contrôle (*trigger*) permettant la synchronisation avec le ou les étage(s) de réception. Une deuxième catégorie est constituée des systèmes à sources non coopératives, consistant à mesurer les signaux naturellement émis ou réfléchis par la cible et/ou son environnement. Une description plus détaillée est proposée dans les sections suivantes.

#### 1.1.1.1 Système d'imagerie radar à sources coopératives

Les systèmes à sources coopératives disposent de leurs propres modules d'émission ou d'un contrôle sur l'activation de sources externes et d'un certain niveau de contrôle sur ces dernières. On exploite alors ces rayonnements maîtrisés pour illuminer la scène à imager pour ensuite mesurer les ondes réfléchies par les objets de la zone observée au moyen d'un ou plusieurs récepteurs synchronisés. Ces systèmes permettent alors de différencier les constituants d'une scène en interrogeant leurs différents coefficients de réflexion (Fig 1.1).

Un système d'imagerie radar permet alors de distinguer différents objets et de déterminer leurs positions, vitesses et propriétés électromagnétiques. Les architectures de ces systèmes d'imagerie actifs sont diverses et développées pour améliorer la diversité spatiale des informations mesurées. Les systèmes les plus communs reposent sur l'exploitation d'une unique

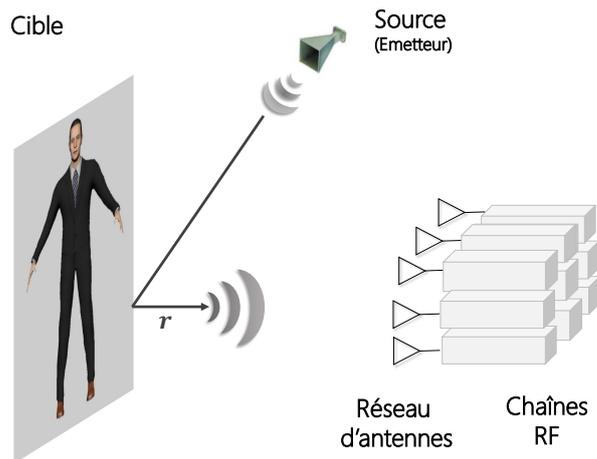


FIGURE 1.1 – Principe d'un système d'imagerie actif.

source associée à un réseau d'antennes de réception, définissant les systèmes SIMO (Single-Input Multiple-Outputs). Les applications les plus contraignantes en termes de résolution font appel aux architectures MIMO (Multiple-Inputs Multiple-Outputs) [24–26]. Ce principe est basé sur l'utilisation de plusieurs antennes d'émission et de réception afin de maximiser la diversité des informations spatiales mesurées (Fig 1.2).

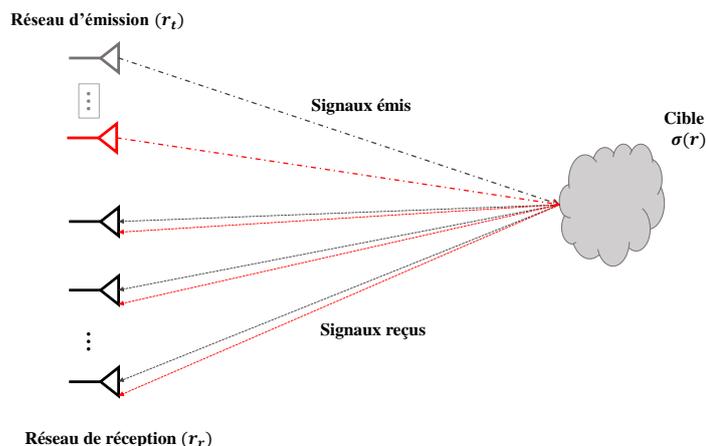


FIGURE 1.2 – Illustration du principe du Radar MIMO.

Bien que ce type d'architecture permette de maximiser la quantité de signaux mesurés, il reste néanmoins particulièrement onéreux et complexe à mettre en place. Des exemples illustratifs de systèmes d'imagerie corporelle seront présentés en section 1.2.

La description des architectures de radar peut être complétée par deux autres catégories. Les systèmes MISO (Multiple-Inputs Single-Output) [27] sont généralement peu exploités parce qu'ils ne présentent pas d'avantage particulier par rapport à leurs analogues SIMO mais nécessitent l'implémentation de techniques d'émission séquentielles ou la génération de formes d'ondes orthogonales pour assurer l'indépendance des informations mesurées en réception [28]. Une dernière catégorie regroupe enfin l'ensemble des radars à synthèse d'ouverture (SAR pour

*Synthetic Aperture Radar*) [4, 29]. Pour ces derniers, la diversité spatiale des informations mesurées repose sur la mobilité des émetteurs/récepteurs. Si cette dernière catégorie est particulièrement prisée pour des applications d'imagerie reposant sur de très grandes ouvertures rayonnantes [30] (selon des critères justifiés en section 1.1.3), elle reste néanmoins généralement incompatible avec des contraintes de fonctionnement en temps-réel. On notera enfin l'existence d'architectures hybrides, reposant par exemple sur l'exploitation de réseaux MIMO translétés dans l'espace et formant ici un réseau MIMO-SAR capable d'accélérer les vitesses de capture tout en limitant la complexité des systèmes actifs associés [31, 32].

Tous ces systèmes coopératifs se distinguent donc par un certain niveau de contrôle sur les signaux émis et la capacité à conserver leur information de phase de l'émission à la réception. Il est ainsi nécessaire de contrôler la synchronisation entre émetteurs et récepteurs. Ces approches ont pour avantage de faciliter le contrôle du niveau de puissance des signaux interagissant avec la cible, procurant un meilleur rapport signal à bruit et des contrastes favorables quelles que soient les conditions météorologiques.

### 1.1.1.2 Système d'imagerie radar à sources non-coopératives

Les systèmes d'imagerie à sources non coopératives sont constitués uniquement de récepteurs permettant de mesurer les rayonnements électromagnétiques émis ou réfléchis par la scène à imager. Cette catégorie est essentiellement composée de systèmes mesurant les rayonnements thermiques d'objets chauds [33], ainsi que de radars reposant sur l'exploitation des signaux électromagnétiques ambiants [34, 35].

Ces technologies permettent d'imaginer des solutions d'imagerie corporelle passive assurant la sécurité des personnes en limitant l'exposition des utilisateurs aux ondes électromagnétiques [36]. Dans cette optique, un radiomètre est utilisé pour la réception du rayonnement d'origine thermique naturellement émis par le corps humain. Cette émission naturelle est caractérisée par une quantité appelée température de brillance ( $T_b$ ) permettant de différencier les objets de la zone à imager [33]. Ce phénomène est lié à l'agitation thermique des électrons présents dans la matière [37], émettant un rayonnement proportionnel aux températures mesurées à l'échelle macroscopique selon le modèle théorique du corps noir. Selon la loi de Planck, la brillance spectrale d'un corps noir est définie en fonction de la température et des longueurs d'ondes par l'équation suivante [38] :

$$B(f) = \frac{2hf^3}{c^2} \frac{1}{e^{\left(\frac{hf}{kT}\right)} - 1} \quad (1.1)$$

où :

- $B(f)$  est la brillance spectrale du corps noir [ $W.m^{-2}.sr^{-1}.Hz^{-1}$ ],
- $h = 6,62.10^{-34} J.s$  est la constante de Planck,
- $f$  est la fréquence [ $Hz$ ],
- $k = 1,38.10^{-23} J.K^{-1}$  est la constante de Boltzmann,
- $T$  est la température absolue de surface sur corps noir [ $K$ ],
- $c = 3.10^8 m.s^{-1}$

Le corps noir est considéré comme un objet idéal et opaque qui absorbe tout rayonnement incident sans réflexion, ni transmission. A l'équilibre thermodynamique, la puissance absorbée par le corps noir est ré-émise de façon isotrope et redistribuée avec une brillance spectrale par unité de surface en fonction de la température et la fréquence comme indiqué en figure 1.3 :

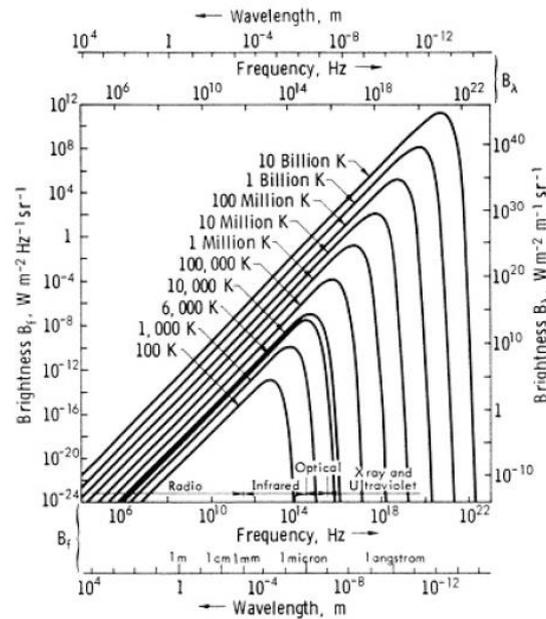


FIGURE 1.3 – Brillance spectrale d'un corps noir en fonction de la fréquence et la température ambiante [39].

Pour le cas des radiomètres microondes et millimétriques utilisés pour les applications de sécurité et de surveillance, les fréquences et les températures des objets permettent de considérer que la relation  $hf \ll KT$  est toujours vérifiée. On applique donc une approximation de Taylor à la fonction exponentielle de la loi de Planck (1.1). Le terme  $\frac{hf}{kT}$  étant toujours petit, un développement asymptotique de cette expression est réalisé en considérant  $e^{\frac{hf}{kT}} \approx 1 + \frac{hf}{kT}$ , est permise conduisant à la loi de Rayleigh-Jeans (1.2) :

$$B(f) = \frac{2kTf^2}{c^2} \quad (1.2)$$

Les corps réels peuvent être approximés par le modèle plus simple du corps gris, dont les caractéristiques ne dépendent pas de la température et de la fréquence. On définit alors chaque matériau autour d'une fréquence d'opération par des propriétés sans unité d'émissivité  $\epsilon$ , de réflectivité  $r$  et de transmittance  $t$  liés par un principe de conservation d'énergie impliquant que chaque coefficient est compris entre 0 et 1 et qu'ils garantissent la relation  $\epsilon + r + t = 1$  (Fig 1.4).

L'émissivité  $\epsilon$  est définie par le rapport entre le rayonnement thermique par élément de surface d'un matériau et celui d'un corps noir de référence à une température équivalente. La transmittance  $t$  et la réflectivité  $r$  correspondent de façon plus intuitive aux capacités respectives d'un matériau à être transparent et réfléchissant à un flux électromagnétique incident. Le tableau (1.1) montre que la bande W (75-110 GHz) offre des contrastes remarquables entre certains métaux et la peau humaine, offrant des conditions de fonctionnement favorables aux

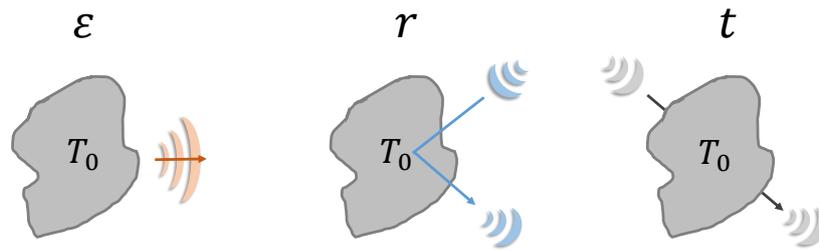


FIGURE 1.4 – Illustration des caractéristiques optiques de chaque objet.

applications de sécurité.

	Émissivité ( $\epsilon$ )	Réflexivité ( $r$ )	Transmittance ( $t$ )
Explosifs	0.76	0.24	0
Métal	0	1	0
Peau	0.65	0.35	0
Tee shirt	0.04	0	0.96
Denim	0.09	0.01	0.9

Tableau 1.1 – Propriétés électromagnétiques de certains matériaux de 5 mm d'épaisseur extraites à la fréquence 100 GHz [40].

On s'intéresse ensuite aux niveaux de puissance captés par les antennes de systèmes radiométriques. On utilise en premier lieu la formule de Johnson-Nyquist [41] permettant de déterminer le niveau de puissance de bruit d'un système composé de deux résistances égales montées en série, à l'équilibre thermodynamique établi à une température  $T$ , et en fonction d'une bande de fréquence d'opération  $B$ . Ce circuit peut par exemple correspondre à une antenne dont la résistance d'entrée correspond exactement à la charge d'un circuit récepteur sur laquelle cette dernière est branchée. Il a été démontré par Nyquist que l'application du théorème de Thévenin permet de déterminer le niveau de puissance de bruit absorbé par le récepteur :

$$P_{\text{récepteur}} = kT_{\text{récepteur}}B \quad (1.3)$$

Pour un système opérant dans une bande fréquentielle pré-déterminée, le niveau de puissance de bruit mesuré, lié à l'agitation des électrons, dépend donc directement de la température du récepteur.

Suivant ce modèle, il est possible de déterminer le niveau de puissance absorbée par un radiomètre directement lié à la présence d'un corps chaud :

$$P_{\text{scène}} = kT_R B \quad (1.4)$$

$T_R$  est la température radiométrique qui dépend non seulement de la température apparente

émise de l'objet à imager, notée  $T_0$ , mais aussi des contributions de la température de fond et de la température environnementale, notées respectivement  $T_b$  et  $T_{env}$ , qui peuvent être transmises et réfléchies par la cible (Fig 1.5).

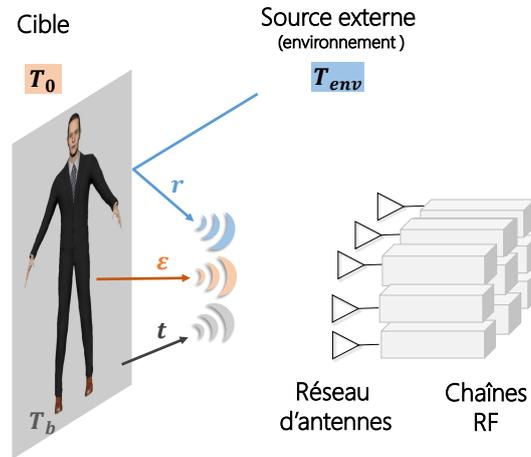


FIGURE 1.5 – Principe d'un système d'imagerie passif.

Dans l'éventualité où un système radiométrique ne voit qu'une zone de l'espace caractérisée par trois paramètres constant  $(\epsilon, t, r)$ , on peut alors définir la température radiométrique telle que :

$$T_R = \epsilon T_0 + r T_{env} + t T_b \quad (1.5)$$

Les niveaux de puissance mis en jeu dans de telles activités d'imagerie sont généralement très faibles considérant les faibles contrastes de températures entre cible et récepteur. Le rapport signal à bruit  $SNR_{\text{radiomètre}}$  est déterminé de la façon suivante :

$$SNR_{\text{radiomètre}} = \frac{P_{\text{scène}}}{P_{\text{récepteur}}} \quad (1.6)$$

$$= k_B \frac{\epsilon T_0 + r T_{env} + t T_b}{T_{\text{récepteur}}} \quad (1.7)$$

Dans le cas d'une simple détection de puissance, le SNR dépend directement du rapport entre températures. Cette relation fait appel à certaines approximations qu'il est nécessaire de préciser. On considère ici un système composé d'une antenne unique, ne présentant aucune perte, illuminant une zone composée d'un unique matériau. On n'utilise par ailleurs aucun amplificateur avant la numérisation des signaux, dont on ignore aussi les effets de quantification. Il est possible à ce stade de réaliser quelques applications numériques pour mettre en évidence les niveaux de puissance mis en jeu, tout en gardant à l'esprit que ces dernières sont proposées dans un contexte fortement simplifié.

La puissance de bruit par hertz d'un récepteur à une température  $T_{\text{récepteur}} = 290$  K (soit environ  $17^\circ\text{C}$ ) est de :

$$P_{\text{récepteur}}/B = kT_{\text{récepteur}} \quad (1.8)$$

$$\approx 4,00 \times 10^{-21} \text{W.Hz}^{-1} \quad (1.9)$$

Les ordres de grandeur habituellement rencontrés pour ces applications sont difficiles à appréhender. On préférera généralement donner les valeurs sur une échelle logarithmique en prenant une valeur de 1mW pour référence. On obtient alors une densité spectrale de puissance de bruit de  $P_{\text{récepteur}}/B \approx -174$  dBm/Hz, qui au niveau typique des planchers de bruit rencontrés en électronique. On notera pour cet exemple qu'une augmentation de la bande passante n'améliore malheureusement pas le niveau de SNR, justifiant l'utilisation des densités spectrales.

Considérons maintenant la densité spectrale de puissance liée à l'émissivité d'une cible. Cette dernière correspond à une peau humaine présentant une température de surface  $T_0 = 307$  K (soit environ 34 °C). Considérant une émissivité autour de 100 GHz de l'ordre de  $\epsilon = 0.65$  [40], la densité spectrale de puissance directement émise par la cible est la suivante :

$$P_{\text{cible}}/B = k\epsilon T_0 \quad (1.10)$$

$$\approx 2,75 \times 10^{-21} \text{W.Hz}^{-1} \quad (1.11)$$

$$\approx -176 \text{ dBm.Hz}^{-1} \quad (1.12)$$

Ces applications numériques permettent de mettre en évidence la complexité de réaliser des images de corps proches des températures ambiantes à partir de simples détections de puissance. N'ayant pas la possibilité d'augmenter la température des cibles à imager, il est possible de refroidir les récepteurs au moyen de techniques cryogéniques [42, 43]. Des solutions plus simples à mettre en œuvre seront par ailleurs présentées dans la suite de ces travaux, permettant l'amélioration des SNR par la mise en cohérence de signaux utiles grâce à des traitements interférométriques.

Au delà des faibles niveaux de puissance impliqués, une des difficultés associées à ces système réside dans la nature aléatoire des signaux captés, liés à une multiplicité de phénomènes d'émission spontanée se produisant dans la scène grâce à l'agitation des électrons. L'absence de synchronisation et de contrôle des signaux émis impose d'avoir recours à des techniques de corrélation entre récepteurs. Ces dernières permettent d'extraire des informations relatives à la scène à imager en recréant de la cohérence entre les signaux reçus. Interrogeant des temps d'arrivée relatifs d'un récepteur à un autre, ces approches ne permettent cependant pas de reconstruire les temps de propagation absolus des ondes mesurées.

Dans le contexte des systèmes d'imagerie à sources non-coopératives, il est nécessaire d'aborder aussi les cas exploitant les rayonnements électromagnétiques ambiants, notamment causés par la multiplicité des systèmes de télécommunication civils et militaires. Ces techniques reposent

de plus sur une illumination spatialement incohérente de la scène à imager, critère qui peut être difficile à satisfaire lorsque le nombre de sources émettrices est restreint et que la géométrie du milieu ambiant est simple. Les stations de radio, les stations de base LTE et les routeurs WiFi (Fig 1.6) [44–46] peuvent ainsi être exploités pour illuminer la scène comme l'illustre la figure 1.6.

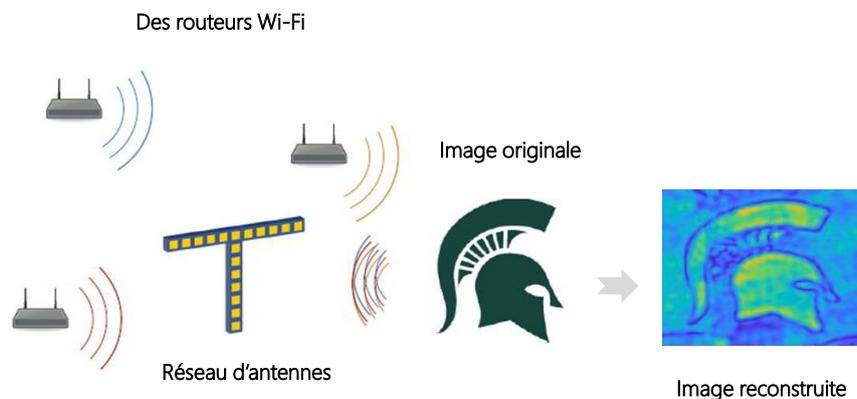


FIGURE 1.6 – Exemple d'imagerie à sources non-coopératives basée sur l'utilisation d'un ensemble de routeurs WiFi transmettant des signaux QAM aléatoires séparément et indépendamment. Le réseau de réception, collectant la superposition des signaux WiFi réfléchis par la scène et l'image est reconstruite par le traitement numérique approprié [46].

La somme de rayonnements indépendants permet alors de se substituer aux rayonnements thermiques et d'interroger des coefficients de réflexion d'une scène plutôt que ses différents niveaux d'émissivité au moyen d'un réseau de récepteurs. Cette approche est encore plus efficace en environnement *indoor*, profitant des multiples réflexions des sources décorréélées pour améliorer l'éclairage de la scène à imager suivant la théorie des images [47].

Dans l'ensemble des cas abordés jusqu'à maintenant, les modèles étaient proposés pour des scènes uniformes, ne permettant pour l'instant par la reconstruction d'images. Différentes techniques facilitant le filtrage spatial sont ainsi présentées dans la section suivante, essentiellement basées sur le contrôle d'ouvertures rayonnantes.

### 1.1.2 Techniques de filtrage spatial

Les nombreuses techniques d'imagerie se distinguent par leur façon de sonder l'espace et par le traitement numérique associé. L'intérêt est de focaliser les rayonnements en provenance de la zone d'intérêt sur le(s) récepteur(s) pour mesurer les informations de phase et d'amplitude nécessaires à la formation d'une image. Ces techniques peuvent en premier lieu faire appel à des balayages mécaniques permettant la construction de réseaux synthétiques de façon séquentielle. Il est aussi possible d'utiliser des réseaux physiques capables de focaliser l'énergie dans différentes directions par contrôle électronique. Une description de ces approches est proposée dans les sections suivantes.

### 1.1.2.1 Synthèse d'ouverture mécanique

Une image peut être obtenue en effectuant un balayage sur la zone d'intérêt à l'aide d'un récepteur unique (Fig 1.7) ou en combinaison avec un réflecteur ou une lentille diélectrique. L'objectif est de former une ouverture synthétique importante et mesurer indépendamment chaque position afin d'être capable de reconstruire une image par rétro-propagation. L'apport d'une antenne à fort gain interrogeant la scène par translation ou rotation permet de simplifier la reconstruction d'image en associant plus directement une zone à imager à une position de mesure. Le filtrage spatial réalisé permet ainsi d'améliorer la sensibilité des images reconstruites en sacrifiant une partie des angles rasants qui peuvent potentiellement améliorer la résolution de ces dernières [4]. L'avantage de cette technique d'acquisition par balayage mécanique se manifeste dans sa facilité de conception et son faible coût par rapport à d'autres systèmes utilisant plusieurs antennes en réception, mais elle nécessite un temps d'acquisition important ne permettant pas son implémentation à des applications nécessitant des temps de rafraîchissement proches d'un fonctionnement temps-réel ( $< 10\text{Hz}$ ).

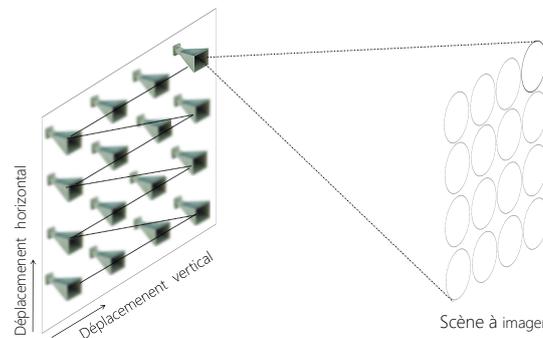


FIGURE 1.7 – Principe d'imagerie par balayage mécanique. La translation d'une antenne permet la formation d'une grande ouverture synthétique exploitée pour la reconstruction d'images radars.

### 1.1.2.2 Balayage électronique

En utilisant un réseau d'antennes, la zone d'intérêt peut être balayée électroniquement en appliquant des poids complexes adaptés à chaque antenne. On vient alors créer l'équivalent d'une lentille numériquement orientable afin d'interroger l'ensemble de la scène. Cette technique de balayage est beaucoup plus rapide et nécessite moins d'entretien que par balayage mécanique. Les différents éléments du réseau sont commandés par une phase et une amplitude variable pour fournir des interférences constructives/destructives dans différentes directions (Fig. 1.8).

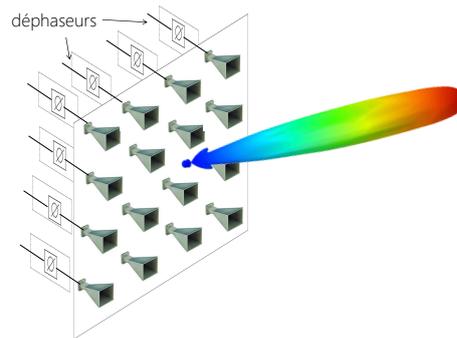


FIGURE 1.8 – Principe d'imagerie par balayage électronique. L'application de poids complexes à chaque signal émis ou reçu permet la formation agile de faisceaux rayonnés.

Cette technique offre une vitesse de balayage plus rapide mais impose l'utilisation d'éléments actifs associés à chaque élément rayonnant, ainsi que de circuits de contrôle facilitant leurs reconfigurations. Cette approche est donc nécessairement plus complexe à mettre en place et plus onéreuse. Les progrès technologiques réalisés dans la bande micro-onde et millimétrique favorisent les conversions analogiques-numériques permettant d'envisager des solutions d'imagerie entièrement transposées dans la couche logicielle.

### 1.1.2.3 Architectures numériques

Les contraintes associées aux reconfigurations en temps réel des systèmes à balayage électronique et le développement des outils de numérisation performantes poussent aujourd'hui la communauté scientifique à considérer des solutions d'imagerie entièrement numériques. Ces dernières reposent sur la conversion des informations reçues par les antennes vers la couche logicielle à la suite d'une éventuelle amplification. Ces signaux peuvent alors être traités en temps réel par des algorithmes dédiés en bénéficiant de la souplesse de solutions informatiques de plus en plus puissantes et abordables. Dans le contexte spécifique des travaux étudiés ici, on s'intéresse plus particulièrement aux systèmes interférométriques. Les radiomètres à synthèse d'ouverture interférométrique (SAIR) ont pour principe de corrélérer les signaux reçus par chaque couple d'antennes. Ces calculs permettent d'accéder à la mesure de la cohérence spatiale de la scène appelée fonctions de visibilité [48] et de synthétiser un nouveau réseau d'antennes virtuel plus large que le réseau physique, permettant d'améliorer la résolution du système (Fig. 1.9).

Le choix de la forme du réseau d'antennes et leurs espacements sont importants car ils déterminent l'échantillonnage spatial et ainsi la quantité d'informations fournies pour la reconstruction d'images. L'architecture de ces systèmes est favorable pour des applications en temps réel mais leur coût et leur complexité dépendent directement du nombre d'antennes et de chaînes de réception.

Ayant présenté différentes techniques de filtrage spatiale, il est maintenant possible de définir les caractéristiques communes de ces systèmes.

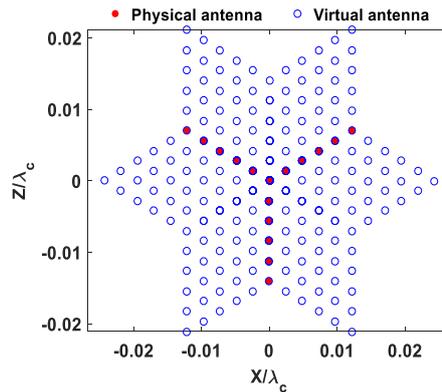


FIGURE 1.9 – Réseau d'antennes en forme de Y et la couverture hexagonale de visibilité.

### 1.1.3 Caractéristiques d'un système d'imagerie radar

Les systèmes d'imagerie requièrent des caractéristiques optimisées pour les applications pour lesquelles ils sont conçus. La définition de paramètres clés dans cette partie permettra de justifier de choix de conception et des performances obtenues dans la suite de ces travaux.

#### 1.1.3.1 Résolution transverse et champs de vision :

La résolution spatiale transverse d'un système est définie par la distance minimale entre deux cibles permettant toujours de les distinguer. Elle est liée à la taille de l'ouverture rayonnante, ainsi qu'à la distance de la zone à imager. Dans le cas de l'imagerie par détection directe, la résolution spatiale est limitée par la dimension physique  $D_{phy}$  de l'antenne. En revanche, certaines architectures d'imagerie permettent de surmonter cette limitation en synthétisant une ouverture d'un diamètre  $D > D_{phy}$ . La résolution limite est alors déterminée dans les cas MIMO et SAIR par l'extension du réseau virtuel formé par l'interaction entre les réseaux d'antennes utilisés. On obtient l'extension  $D$  d'un réseau synthétique par convolution spatiale des réseaux physiques exploités. La résolution transverse est déterminée en champ lointain de la façon suivante :

$$\delta_{x,z} = \frac{R \lambda_c}{D_{x,z}} \quad (1.13)$$

avec  $R$  est la distance entre la source et les antennes,  $D_{x,z}$  est la taille de l'ouverture synthétique suivant les deux axes  $x, z$  et  $\lambda_c$  est la longueur d'onde centrale de la bande passante considérée (1.10).

L'étendue de la zone observable sans ambiguïté d'un système d'imagerie (champ de vision) dépend quant à elle de l'espacement entre antennes  $d_{x,z}$  et définit en champ lointain par :

$$\Delta_{x,z} = \frac{R\lambda_c}{d_{x,z}} \quad (1.14)$$

Suivant le théorème d'échantillonnage de Shannon-Nyquist, le champ de vision maximal est obtenu pour un espacement entre antennes de  $\lambda_c/2$ , permettant d'éviter le phénomène de repliement faisant apparaître des copies de la zone à imager dans les angles rasants. Cette limite

est difficile à atteindre en pratique à cause des effets de couplage entre antennes qui tendent à diminuer l'adaptation de ces dernières.

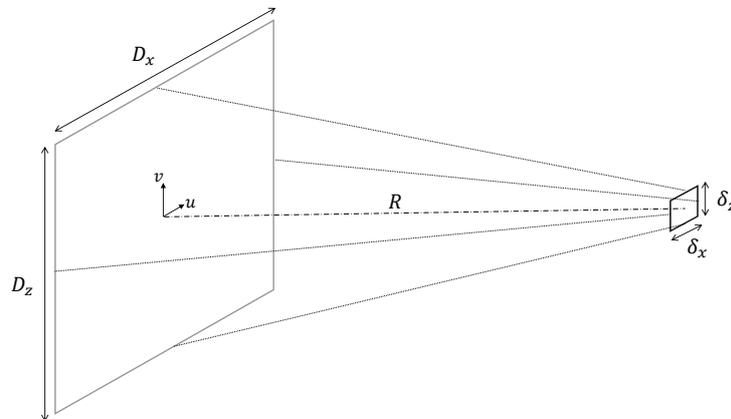


FIGURE 1.10 – Détermination de la résolution spatiale à partir de la taille de l'ouverture synthétique.

En conclusion de cette partie, Il est possible d'améliorer la résolution d'un système en faisant usage d'un grand nombre d'antennes afin de maximiser les dimensions de l'ouverture rayonnante formée. Les contraintes budgétaires associées au développement de systèmes d'imagerie tendent cependant à restreindre la quantité d'antennes utilisées en augmentant l'espace qui les séparent, sacrifiant ainsi une partie du champ de vision.

### 1.1.3.2 Résolution en distance

La résolution en distance est très utile pour l'analyse d'objets en profondeur, permettant de réaliser de l'imagerie tridimensionnelle. Cette caractéristique, permettant de distinguer deux cibles dans la même direction mais à différentes distances, est définie de la façon suivante :

$$\delta_y = \frac{c}{2B} \quad (1.15)$$

avec  $c$  célérité de la lumière dans le vide et  $B$  est la bande passante des signaux exploités. Cette limite dépend directement des largeurs d'impulsions minimales  $\frac{1}{B}$  qu'un système radar peut rayonner dans le domaine temporel, ramené à une unité de distance en considérant la vitesse de propagation. Cette valeur est divisée par deux en considérant l'aller-retour des ondes, impliquant donc que cette définition n'est valable que pour les systèmes radars à sources coopératives. Suivant cette définition, il est préférable d'utiliser des systèmes à large bande passante pour assurer une meilleure résolution en distance.

En absence de contrôle des sources, il est généralement nécessaire de procéder à la corrélation des signaux collectés par les récepteurs afin d'interroger des différences de temps de vol. Ces approches interférométriques suppriment l'accès aux informations de distances absolues entre scène et antennes de réception, dégradant ainsi fortement la résolution en

profondeur. Les systèmes interférométriques sont pour ces raisons majoritairement utilisés pour la reconstructions d'images bi-dimensionnelles selon un plan parallèle à l'ouverture rayonnante.

### 1.1.3.3 Rapport signal à bruit

Cette dernière section présente les caractéristiques relatives aux niveaux de puissance de signaux utiles et des bruits captés par les radars et s'attarde sur des éléments plus spécifiquement liés à l'utilisation de rayonnements millimétriques et thermiques. Le point de départ de ces calculs nécessite la définition d'un certain nombre de paramètres permettant de déterminer un bilan de liaison entre deux antennes (Fig. 1.11).

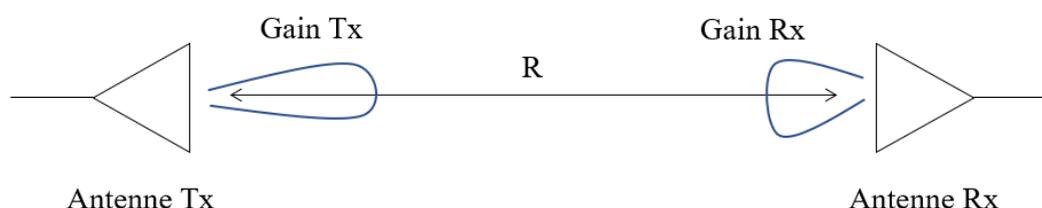


FIGURE 1.11 – La puissance reçue dans le cadre d'une liaison point à point en visibilité directe dépend des gains des antennes d'émission et de réception, ainsi que de la distance entre celles-ci et de la fréquence d'opération.

La puissance captée par le récepteur  $P_r$  est définie par la formule de Friis :

$$P_r = P_t G_t G_r \left( \frac{c}{4\pi R f} \right)^2 \quad (1.16)$$

avec  $P_t$  la puissance émise et  $G_r$  et  $G_t$  les gains respectifs des antennes d'émission et de réception.

Cette première équation permet de mettre en évidence une limitation fondamentale liée à la montée en fréquence : les pertes linéiques varient avec l'inverse du carré de la fréquence. Ainsi, pour une puissance d'émission, des gains d'antennes et une distance fixée, il paraît intéressant d'évaluer le facteur de perte associé à l'utilisation de rayonnement à 1 GHz, 10 GHz et 100 GHz. Si la puissance est normalisée par rapport aux rayonnements à 1 GHz, on peut directement déterminer que la puissance reçue sera 100 fois moins importante à 10 GHz et 10 000 fois moins importante à 100 GHz. Cet écart de 40 dB devra être pris en considération lors des prochaines démonstrations et sera une des sources des nombreuses difficultés rencontrées dans le développement de preuves de concept dans le domaine millimétrique.

Une deuxième caractéristique essentielle à prendre en compte dans l'étude des puissances reçues est l'évolution du rapport signal sur bruit dans une chaîne de réception. Il sera nécessaire de garder à l'esprit les niveaux de puissance de signal utile et de bruit particulièrement défavorables qui ont été présentés dans la section 1.1.1.2 dans le contexte spécifique de l'imagerie thermique. S'il est possible d'amplifier un signal reçu par une antenne afin de l'adapter à

la pleine échelle d'un convertisseur analogique numérique, l'utilisation d'un ou plusieurs étages d'amplificateurs ne peut que dégrader le SNR initial, directement déterminé au niveau de l'antenne réceptrice. Les composants actifs ajoutent en effet par nature un certain niveau de bruit, directement proportionnel à la puissance du signal incident dans le cas particulier des amplificateurs. Il est alors nécessaire de définir le facteur de bruit afin de déterminer l'évolution du SNR dans un composant :

$$F = \frac{P_{in}/N_{in}}{P_{out}/N_{out}} \quad (1.17)$$

où  $P_{in}$  et  $P_{out}$  sont les puissances respectives des signaux à l'entrée et la sortie de l'amplificateurs,  $N_{in}$  et  $N_{out}$  étant les puissances de bruit associées.

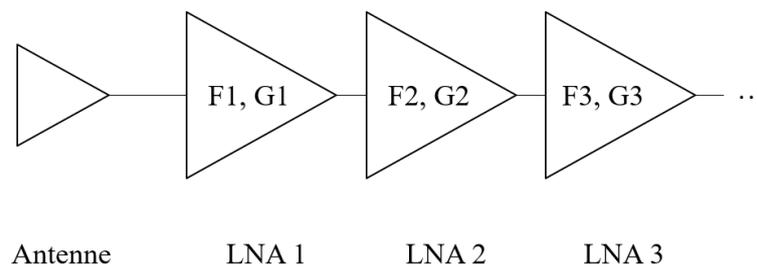


FIGURE 1.12 – Représentation des premiers éléments d'une chaîne de réception. L'antenne est connectée à un ensemble d'amplificateurs faible-bruit caractérisés par leurs gains  $G$  et facteurs de bruit  $F$ .

Le facteur de bruit des amplificateurs faible-bruit sont généralement inférieurs à 2 (3 dB), avec des valeurs typiques comprises entre 0.5 et 1.5 dB et qui dépendent fortement de facteurs tels que la fréquence et la bande passante de fonctionnement, ainsi que le niveau de gain.

Le facteur de bruit équivalent d'une mise en cascade de plusieurs amplificateurs peut être déterminée par une seconde formule de Friss :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (1.18)$$

où  $F_i$  et  $G_i$  sont respectivement le facteur de bruit et le gain du  $i^{eme}$  composant de la chaîne de réception.

On remarque que les dénominateurs des termes d'ordres supérieurs augmentent rapidement avec la multiplication des gains des différents étages d'amplification. On réalise alors que le facteur de bruit d'une chaîne de récepteurs est au premier ordre déterminé par les premiers éléments rencontrés, permettant de définir l'approximation suivante :

$$F \approx F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (1.19)$$

Il sera nécessaire de garder à l'esprit l'impact prépondérant de ces premiers éléments dans la suite des travaux. Ces derniers seront aussi liés à d'importantes difficultés rencontrées dans

les démonstrations pratiques proposées dans la suite de ces travaux.

Il existe enfin un lien entre les notions de bruits thermiques rencontrées en imagerie passive et le facteur de bruit. La puissance de bruit peut être définie suivant le modèle du corps noir présenté précédemment telle que :

$$N = kTB \quad (1.20)$$

où le couple  $kT$  forme une densité spectrale de puissance multipliée par la bande utile  $B$ . Le niveau de bruit ajouté par un amplificateur peut alors être associé à une température de bruit équivalente  $T$ . Il est dans ces conditions possible de considérer une forme alternative de la formule de Friss, cette fois adaptée à l'évaluation d'une température de bruit équivalente à une chaîne de réception complète :

$$T = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots \quad (1.21)$$

Ce modèle permet finalement d'évaluer le niveau de bruit ajouté par une chaîne de réception en l'exprimant par une grandeur équivalente qui peut être plus facilement comparée aux températures radiométriques rencontrées en imagerie passive.

Des données directement liées aux architectures des radiomètres seront présentées dans une prochaine section afin faciliter les explications en s'appuyant sur la composition de ces derniers. Ayant réalisé une présentation de techniques d'imagerie radar, une attention particulière est portée à l'étude de systèmes millimétriques orientés vers des applications de sécurité.

## 1.2 Imagerie millimétrique pour les applications dédiées à la sécurité

Face à la menace croissante du terrorisme, la surveillance du personnel dans les lieux publics, tels que les aéroports, les gares, les bâtiments gouvernementaux et les centres commerciaux, devient de plus en plus importante. Le choix de solutions d'imagerie fonctionnant en bandes centimétrique et millimétrique est généralement motivé par la relativement bonne pénétration de ces rayonnements au travers de nombreux matériaux synthétiques, tout en offrant des risques d'exposition réduits en comparaison de l'exploitation de rayonnements ionisants comme les rayons X.

L'objectif principal de ces travaux de thèse est de concevoir un système d'imagerie passif en bande millimétrique à bas coût visant la sécurité des personnes et fonctionnant en temps réel. Ces travaux exploratoires s'intéressent au développement de solutions en bande W (75-110) GHz, choix motivé les faibles longueurs d'ondes mises en jeu. Ces dernières facilitent

d'une part l'intégration des systèmes électroniques rendu plus compact à haute fréquence et ouvre la voie vers des limites de résolution millimétriques.

Après une analyse des propriétés relatives aux bandes millimétriques, une attention particulière sera portée à l'étude de solutions d'imagerie pour la sécurité en se focalisant sur les systèmes fonctionnant à très haute fréquence ou selon des techniques interférométriques.

### 1.2.1 Propriétés favorables des rayonnements millimétriques

L'histoire de la technologie des ondes millimétriques remonte aux années 1890 [49] mais les premières activités significatives dans ce domaine ont été menées dans les années 1930 [50]. Depuis lors, les techniques d'imagerie à ondes millimétriques ne cessent de s'améliorer et font actuellement l'objet d'une attention considérable dans divers domaines tels que la sécurité [20], la surveillance [21] et la médecine [51]. Étant donné que l'application envisagée durant ces travaux est liée à la sécurité des personnes par la conception d'un système de détection passif (un scanner corporel pour détecter les objets cachés à travers les vêtements) la technologie à ondes millimétriques est choisie comme solution pour l'imagerie à courte portée permettant la conception de systèmes à haute résolution avec une capacité à détecter des objets enfouis à travers des matériaux opaques aux rayonnements optiques tels que les vêtements. Plusieurs critères justifiant l'intérêt porté à ces fréquences sont présentés dans la suite de cette partie.

#### 1.2.1.1 Effets sanitaires

Les technologies d'imagerie à ondes millimétriques offrent l'avantage majeur d'avoir un impact restreint sur la santé d'après les connaissances actuelles [52, 53], dans les limites des principaux effets thermiques justifiant la régulation des niveaux de puissance rayonnés. Ces gammes de fréquence représentent des alternatives viables aux systèmes basés sur l'exploitation de rayonnements ionisants comme les rayons X, capables d'endommager l'ADN et de causer des cancers, des mutations et des malformations congénitales [52]. Le contrôle des niveaux de rayonnement et de l'exposition des ondes électromagnétiques aux êtres vivants tend cependant à ralentir l'adoption des solutions d'imagerie basées sur l'exploitation de sources actives. Le développement de systèmes d'imagerie reposant sur la mesure des rayonnements thermiques semble donc être particulièrement intéressant pour faciliter la mise en place de scanners corporels dans les lieux sensibles et largement fréquentés [36].

#### 1.2.1.2 Robustesse face effets atmosphériques

Certaines bandes des systèmes millimétriques ont l'avantage de se propager relativement bien dans de mauvaises conditions météorologiques aux alentours de 35, 94, 140 et 220 GHz (Fig. 1.13).

La bande W du spectre électromagnétique offre une meilleure pénétration dans l'atmosphère et au travers de nombreux obstacles [54]. Au delà de 30 GHz, l'atténuation varie avec la fréquence en fonction d'effets d'absorption par les gaz présents dans l'atmosphère terrestre comme le

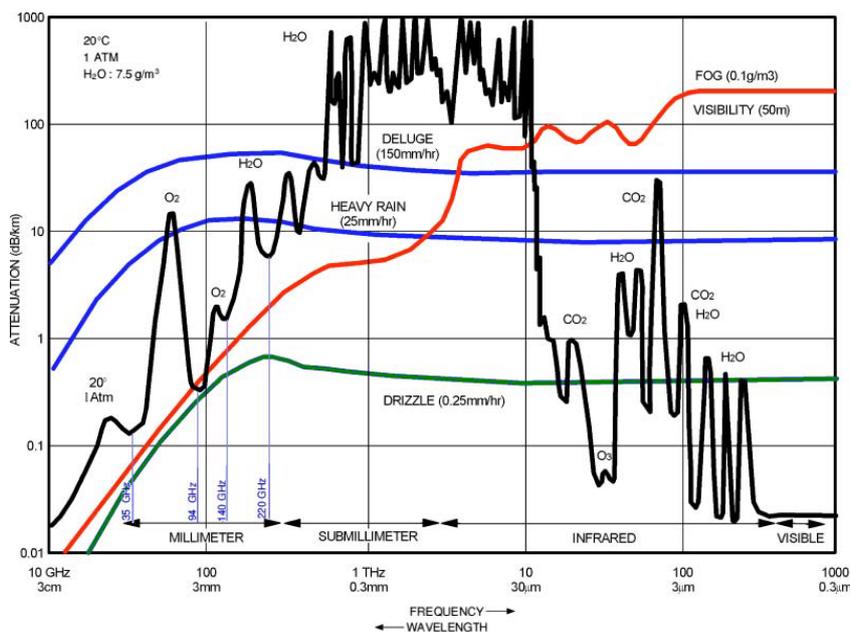


FIGURE 1.13 – Atténuation atmosphérique dans différentes conditions météorologiques [21].

montre la figure 1.13. Les atténuations atmosphériques importantes dans la bande millimétrique sont contraignantes pour les applications en champs lointain comme la radioastronomie [55]. Les applications radars de courte portée sont intuitivement moins impactées. Un certain niveau d'atténuation peut par ailleurs garantir une plus faible interaction entre plusieurs radars millimétriques, tels que les radars anti-collision utilisés dans le domaine automobile et fonctionnant généralement à 77 GHz [56]. Ces propriétés favorables de propagation sont exploitées dans de nombreuses preuves de principe orientées vers des applications d'imagerie passive et corporelle [57–60].

### 1.2.1.3 Intégrabilité & résolution

Les longueurs d'onde de l'ordre de quelques millimètres facilitent l'intégration des systèmes d'imagerie, les rendant moins encombrants. De plus, la bande millimétrique définie entre 30 et 300 GHz facilite l'obtention de hautes résolutions puisque la limite de diffraction est directement déterminée par les longueurs d'onde rayonnées, comprises dans l'air entre 1 mm et 10 mm.

### 1.2.1.4 Effets d'écran en imagerie thermique

L'imagerie passive repose sur l'exploitation de rayonnements thermiques et dépend de caractéristiques précédemment abordées telles que l'émissivité  $\epsilon$ , la réflectivité  $r$  et la transmittance  $t$ . Nous avons vu que ces données sont définies pour chaque matériau dans un modèle simplifié de corps gris et leurs valeurs dépendent directement des fréquences d'opération. Les démonstrations d'imagerie thermique en bande millimétrique reposent notamment sur les différences de valeurs de ces caractéristiques pour créer des contrastes de températures radiométriques suffisamment importants.

A titre d'exemple, la peau humaine présente une émissivité  $\epsilon = 0.65$  autour de 94 GHz [40]. Les métaux conducteurs étant encore essentiellement réflecteurs à ces fréquences, leurs émissivités tendent à être très faibles. Dans le cas d'une application de détection d'arme à feu, cachée sous des vêtements essentiellement transparents, l'arme apparaîtra sur les images reconstruites comme une zone froide [61, 62]. Ces caractéristiques ne traduisent pas la température réelle de l'objet, potentiellement proche de celle du corps humain si l'arme a été portée pendant longtemps, mais une température radiométrique équivalente qui apparaîtra alors assez basse. Le contraste entre la signature du corps humain et celle de l'arme à feu dépendra aussi de la température ambiante, générant des rayonnements potentiellement réfléchis sur l'arme à feu.

Ayant présenté un ensemble de caractéristiques favorisant l'exploitation des bandes millimétriques, il est maintenant proposé d'étudier différents démonstrateurs de scanners corporels afin de présenter leurs différentes spécificités.

### 1.2.2 Étude de scanners corporels opérant en bande millimétrique

Une description de quatre prototypes fonctionnels est proposée dans cette section. Ces derniers sont appliqués à la détection d'objets dangereux ou illicites potentiellement cachés sous les vêtements et ont été choisis pour la diversité de leurs modes et fréquences d'opération.

#### 1.2.2.1 Qpass - Rohde & Schwarz - Université Friedrich-Alexander

Un scanner corporel à ondes millimétriques est commercialisé par Rohde & Schwarz et est déployé avec succès au Londres City Airport pour accroître la rapidité des contrôles de sécurité [63]. Une architecture de radar MIMO fonctionnant de 70 à 80 GHz est associée à une technique de retro-propagation des champs mesurés. La conception du système a été optimisée pour obtenir un champ de vision de  $2 m^2$  et une résolution latérale de 2 mm (Fig. 1.14).



FIGURE 1.14 – Système d'imagerie actif développé par Rohde & Schwarz [64].

Chaque ouverture rayonnante est composée de 3008 antennes de transmission et 3008 antennes de réception réparties en 32 sous-réseaux de 94 éléments. Ce système repose sur des

architectures commutées à modulation de fréquence, permettant après mélange de mesurer les signaux utiles autour d'une fréquence intermédiaire de 25 MHz. Le développement de cette architecture est largement documenté dans la thèse de doctorat de Sherif Ahmed à l'Université Friedrich-Alexander de Nuremberg 1.15 (Fig. 1.15).

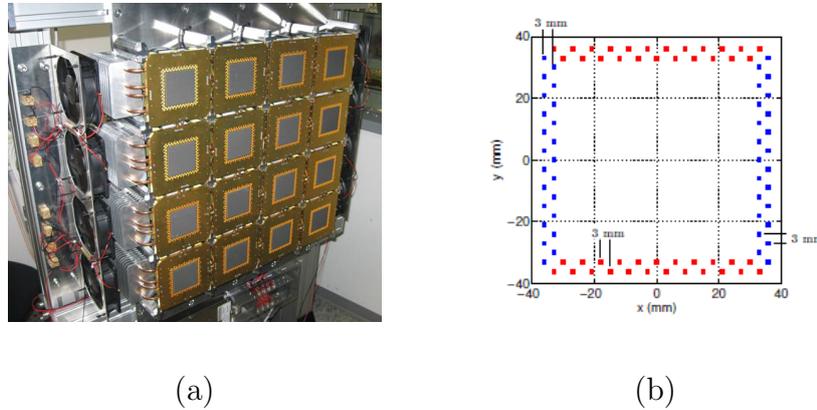


FIGURE 1.15 – Prototype de Radar MIMO avec 736 antennes en transmission et 736 antennes en réception dans la bande fréquentielle 70 GHz - 80 GHz [65].

Ce premier démonstrateur permettait déjà de réaliser des mesures en temps réel et de fournir des images d'une dynamique de 30 dB, offrant des résultats favorables à l'application visée (Fig. 1.16).

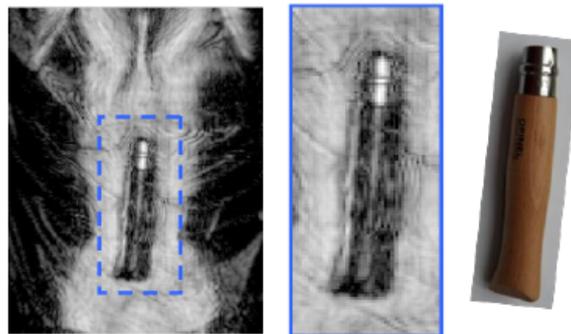


FIGURE 1.16 – Exemple d'image à travers les vêtements d'une personne portant un couteau sur son dos [63].

### 1.2.2.2 BHU-2D - Université de Beihang

Le scanner corporel BHU-2D, développé par l'université de Beihang, est aussi conçu pour détecter les objets cachés sur le corps humain [66]. Ce scanner adopte la technique d'imagerie passive en utilisant un radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique (SAIR) afin d'éviter l'exposition du corps humain à des rayonnements électromagnétiques, assurant l'acquisition simultanée des données.

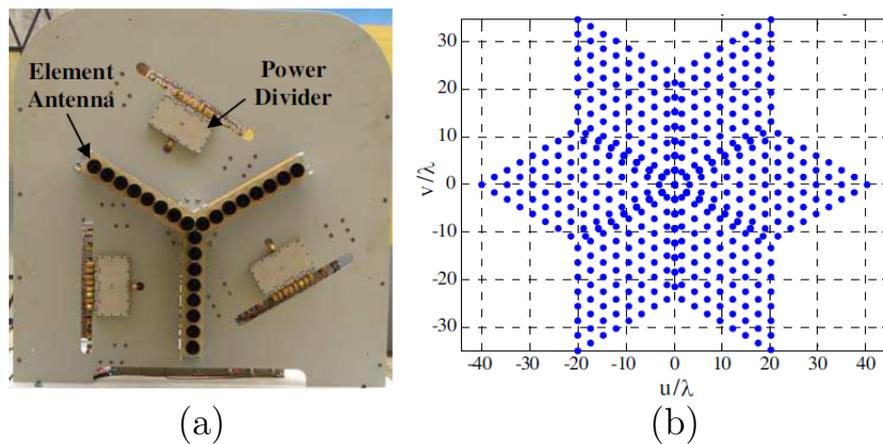


FIGURE 1.17 – L’imageur BHU 2D (a) le réseau d’antennes (b) la zone de couverture des échantillons de visibilité [66].

Un réseau de 24 antennes disposées en forme de Y est utilisé avec 8 éléments par bras et un espacement entre antennes est de 27 mm offrant une couverture hexagonale de fonctions de visibilité comme illustré dans la figure 1.17. Le système fonctionne autour de 34.1 GHz avec une bande passante de 160 MHz et permet d’atteindre une résolution angulaire de 1.1 °, un champ de vision d’environ 20 ° et une sensibilité radiométrique de 1-3 Kelvin en fonction du choix du temps d’intégration (0.5-0.05 s). Pour imaginer une personne, un plan métallique incliné à 45° par rapport au sol est disposé derrière cette dernière comme le montre la figure 1.18. Cette astuce permet de réfléchir les rayonnements de faible température radiométrique issus du ciel et d’augmenter le contraste de l’image reconstruite.



FIGURE 1.18 – Une image par le démonstrateur BHU-2D d’une personne portant un objet caché sous les vêtements [66].

### 1.2.2.3 QinetiQ - Université de Manchester

Dans la même thématique, l’équipe de Neil Salmon à l’Université de Manchester s’est aussi intéressée à l’imagerie radiométrique dans la bande millimétrique, pour des applications dédiées

à la sécurité des personnes. Une première validation du principe en temps réel a été réalisée avec deux démonstrateurs à 94 GHz et 183 GHz [67] (Fig. 1.19).

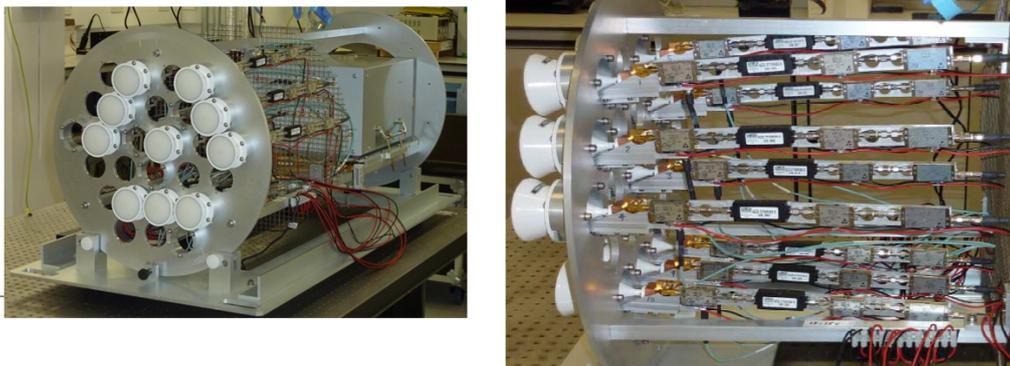


FIGURE 1.19 – Réseau d'antennes du prototype Qinetiq avec 10 antennes de 94 GHz (gauche) les 10 chaînes RF du prototype (droite). [68, 69].

Le principe d'imagerie par synthèse d'ouverture interférométrique est employé à 94 GHz par un réseau lacunaire de 10 antennes sur une grille hexagonale de 27 emplacements. Les éléments rayonnants utilisés ont un gain de 35 dBi et sont associés à une lentille concentrant les rayonnements du système à 2m dans un champ de vision de 6cm (Fig.1.20).

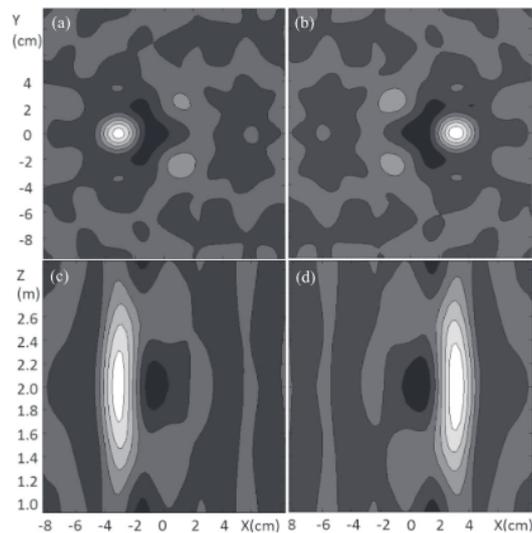


FIGURE 1.20 – Résolutions transverse et longitudinale obtenues avec le système interférométrique opérant à 94 GHz [68]. Une source de bruit quasi-ponctuelle est disposée à une distance de 2m de l'ouverture rayonnante et déplacée dans un plan parallèle à cette dernière de 5cm. L'interprétation des niveaux de gris n'est pas directement donnée dans l'article mais une résolution transverse à mi-hauteur de 2 cm est annoncée dans ce dernier. La résolution longitudinale est quant à elle de 90 cm à cette distance, démontrant à nouveau les mauvaises performances des systèmes interférométriques pour les reconstructions en profondeur.

Des récepteurs hétérodynes ont été choisis avec des oscillateurs locaux opérant à une

fréquence de 45 GHz pour le système à 94 GHz, permettant la transposition en fréquence des signaux vers la bande de base. Une quantification des voies I et Q est ensuite réalisée sur un seul bit. Cette approche permet d'interroger uniquement le signe de chaque voie à l'aide de comparateurs. Une telle technique permet de reconstruire 4 états de phase pour les formes d'ondes incidentes, limitant ainsi le volume des signaux à corrélérer. Le moyennage des signaux corrélés permet finalement de faire chuter l'important bruit de quantification associé à l'utilisation d'une technique de numérisation aussi radicale.

Un autre démonstrateur opérant autour d'une porteuse plus faible de 22 GHz est aussi étudié par le même auteur afin de minimiser le coût des éléments actifs [67]. Un prototype composé de 32 antennes et des chaînes de réception associées est développé, disposant les éléments rayonnants sur une grille hexagonale.

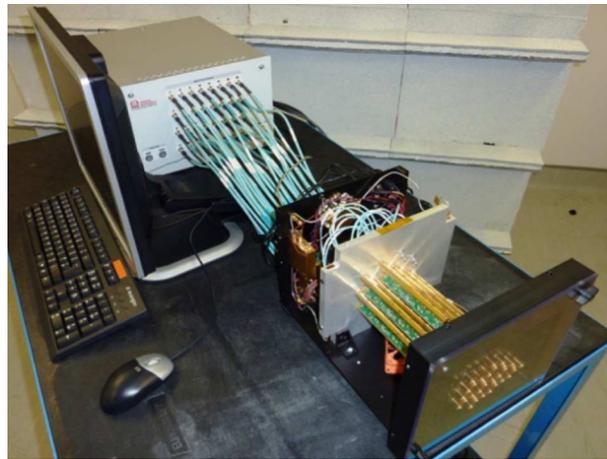


FIGURE 1.21 – Système d'imagerie interférométrique composé de 32 récepteurs disposés sur un maillage hexagonal [68].

Une validation pratique de ce système est proposée dans [67] en imageant un individu placé à 1.2 m de l'ouverture rayonnante, dissimulant une plaque métallique sous ses vêtements (Fig 1.22). Ces images nécessitent des temps d'intégration relativement long, annoncés de l'ordre de la seconde, limitant les perspectives d'application d'une telle architecture pour un fonctionnement en temps réel (plus de 10 images par seconde). Ces performances sont directement dues aux conditions expérimentales dans un espace confiné (souvent qualifié d'environnement *indoor*), causant un contraste radiométrique entre peau humain et arrière plan de 8 K. Le temps d'intégration choisi permet de disposer d'une sensibilité radiométrique annoncée à 2 K, justifiant la qualité des résultats obtenus (Fig. 1.22).



FIGURE 1.22 – Image passive à 22 GHz (gauche) en *en environnement indoor* d'un individu dissimulant un carré de 10 cm de film de métal sous ses vêtements. Une photo de l'objet en métal non dissimulé (droite). [67].

Pour améliorer la vitesse de rafraichissement des images, il est donc nécessaire d'augmenter le contraste entre l'individu et son arrière-plan. Dans cette optique, la cible est placée devant un grand panneau réflecteur pointé vers le ciel (radiométriquement froid) comme l'illustre la figure 1.23.



FIGURE 1.23 – Image passive à 22 GHz en environnement *outdoor* d'un individu placé devant un réflecteur pointé vers le ciel pour augmenter le contraste et mieux cerner le contour de la tête, du torse et des bras de la personne dans l'image [67].

Ces conditions favorables permettent ainsi de limiter les temps d'intégration nécessaires à l'amélioration de la sensibilité radiométrique, permettant d'atteindre des vitesses de rafraichissement annoncées entre 1 et 200 images par seconde.

Parmi les perspectives intéressantes étudiées par cette équipe de recherche, de récents travaux ouvrent la voie vers l'adaptation de techniques de polarimétrie à la synthèse d'ouverture interférométrique, améliorant potentiellement la détection et la discrimination des objets enfouis [70].

#### 1.2.2.4 MM-Imager - MC2 technologies

Le MM-Imager est un scanner corporel passif développé par l'entreprise française MC2 technologies, opérant autour de 90 GHz permettant d'atteindre une résolution de  $1 \times 1 \text{ cm}^2$  à

2m. Cet imageur passif est capable de détecter toutes sortes d'objets cachés sous les vêtements par la mesure des rayonnements thermiques, évitant à nouveau l'exposition des personnes ciblées aux ondes électromagnétiques. Une scène de dimensions de  $2 \times 1 \text{ m}^2$  peut être scannée avec vitesse d'acquisition allant jusqu'à 16Hz. La sensibilité est inférieure à 1K garantissant de bonnes performances de détection pour les objets à faible émissivité. Ce scanner est un système à balayage mécanique composé de deux réflecteurs métalliques et d'une lentille de focalisation. Cette dernière est utilisée pour focaliser l'énergie réfléchie vers le second réflecteur qui renvoie l'onde électromagnétique vers les détecteurs, comme le montre la figure 1.24.

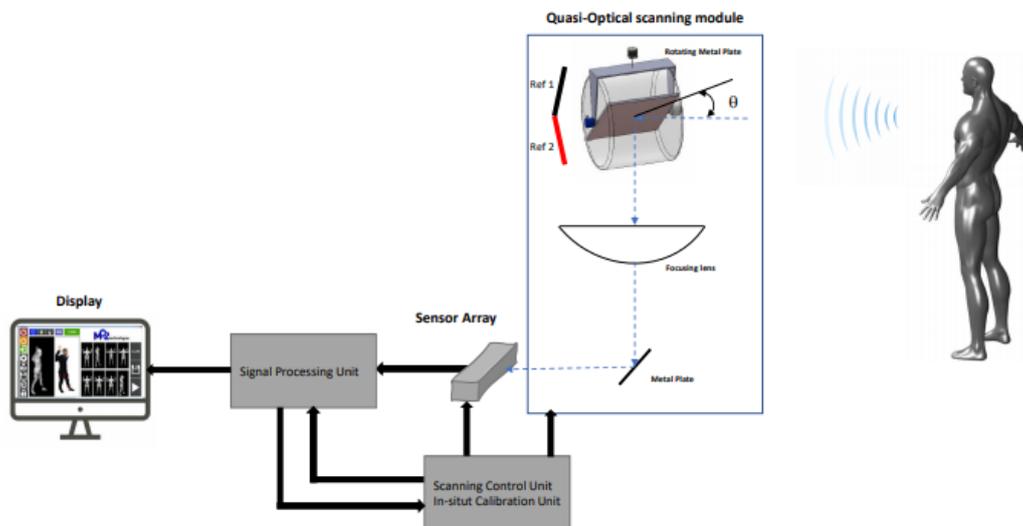


FIGURE 1.24 – Prototype du système quasi optique MM-imager fonctionnel à 90 GHz [36].

Le principe a évolué par la suite, procurant une nouvelle technique d'acquisition permettant d'imager à la fois la face avant et arrière de la personne sans avoir besoin de tourner et donc augmenter le flux de personne dans un checkpoint comme illustré par la figure 1.25.

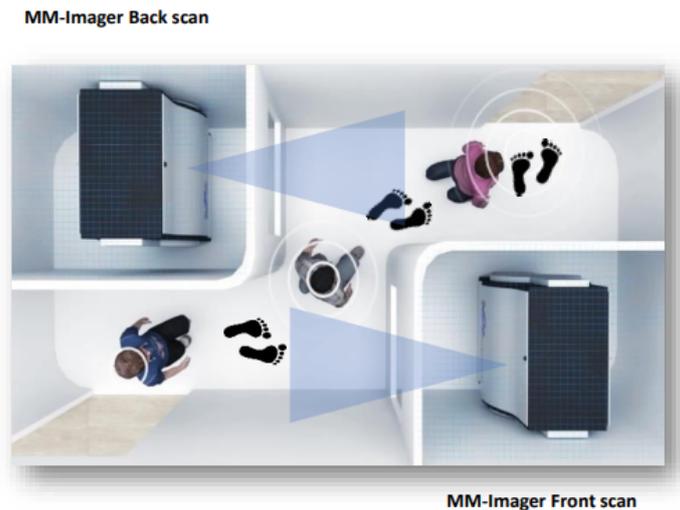


FIGURE 1.25 – Le nouveau système d'imagerie Sacop proposé par MC2 technologies.

Les résultats obtenus sont présentés en Fig. 1.26, démontrant l'usage d'un probable seuillage des images pour les températures radiométriques les plus faibles afin de mieux faire apparaître les contours de la personne ciblée. La présence d'un objet en forme d'arme à feu est clairement identifiée dans le dos de cette personne.



FIGURE 1.26 – Exemple d'images radiométriques d'une personne en mouvement.

Cette section aura permis de présenter un ensemble de quatre scanners corporels opérant essentiellement en bande millimétrique et permettant la détection d'objets dangereux ou illicites cachés sous les vêtements. N'ayant pas pour ambition de décrire de façon exhaustive l'ensemble des solutions développées dans ce domaine, ces analyses auront malgré tout permis de mettre en évidence différents fonctionnements exploités dans ce contexte spécifique.

Les techniques basées sur l'exploitation de sources coopératives permettent d'interroger la réflectivité des cibles, facilitant notamment la détection des objets grâce à l'apparition de contours sur les ruptures géométriques. L'utilisation de sources contrôlées pour ces approches

permettent par ailleurs de disposer généralement de rapports signal sur bruit favorables et ouvre la voie à de possibles reconstructions d'images tri-dimensionnelles et à l'obtention de vitesses de rafraîchissement acceptables. L'installation de tels systèmes dans des lieux recevant du public tend cependant à être ralentie par certains aspects administratifs et sanitaires. Il est en effet nécessaire de prouver que les niveaux de rayonnement auxquels sont exposés les personnes imagées respectent les limites imposées par chaque pays dans lequel ces solutions sont commercialisées.

L'exploitation de techniques interférométriques permet de simplifier ces aspects, captant directement les rayonnements thermiques des personnes à imager. La présence d'objets dissimulés tend dans ce cas à créer un effet d'écran, créant des zones froides sur les images reconstruites. Bien que l'absence de sources contrôlées semble faciliter certains aspects administratifs, il reste néanmoins nécessaire de faire face aux très faibles niveaux de puissance captés. Ces limitations impactent à la fois le contraste des images reconstruites et la vitesse de rafraîchissement, imposant des temps d'intégration souvent incompatibles avec des fonctionnements en environnement *indoor*.

Les prochaines sections de ce chapitre introductif développent des aspects associés aux objectifs de ces travaux. En premier lieu, on s'intéresse de façon plus approfondie au fonctionnement des systèmes d'imagerie interférométrique, tant sur les architectures employées que sur les traitements numériques associés. On tentera de présenter les différents avantages et capacités de ces approches, ainsi que les contraintes et limitations liées notamment à la multiplication des chaînes de réception.

Dans une dernière section, on étudiera enfin différents principes d'imagerie computationnelle, dont un des objectifs centraux est la réduction des contraintes matérielles associées notamment au développement de scanners fonctionnant en courte portée, transférant ces contraintes dans la couche logicielle.

### 1.3 Imagerie radiométrique et interférométrique

Deux catégories de radiomètres sont étudiées dans cette section. La première est basée sur l'utilisation d'une unique antenne déplacée mécaniquement pour sonder l'espace à imager par une détection de puissance. La deuxième repose sur le principe de l'interférométrie, au moins deux antennes pour synthétiser une ouverture équivalente permettant notamment d'améliorer la résolution spatiale. La littérature scientifique fait alors référence à des radiomètres à corrélation ou à synthèse d'ouverture interférométrique. Les architectures correspondant à ces deux configurations de radiomètres sont étudiées dans cette section. On s'attardera particulièrement sur les aspects numériques liés à la reconstruction d'images à partir de signaux captés par les systèmes interférométriques, en lien avec les avancées proposées dans la suite de ce document.

### 1.3.1 Radiomètre à puissance totale

Les radiomètres à puissance totale permettent de mesurer l'intensité d'un rayonnement thermique émis par une source chaude à détecter. Ces derniers sont généralement composés des premiers éléments d'une chaîne de réception classique tels que des amplificateurs faibles bruits et des filtres permettant de sélectionner et d'amplifier les bandes fréquentielles d'intérêt [39, 71] (Fig. 1.27). Ce type d'architectures permet la détection de l'enveloppe des signaux reçus, réalisée au moyen de composants redresseurs généralement constitués de diodes. Il est parfois nécessaire d'avoir recours à un mélange intermédiaire permettant d'adapter la bande du signal reçu aux fréquences d'opération du détecteur. Il est finalement possible de mesurer des variations temporelles très basse fréquence sur une charge connue afin d'en déduire la puissance reçue, après une éventuelle ultime amplification.

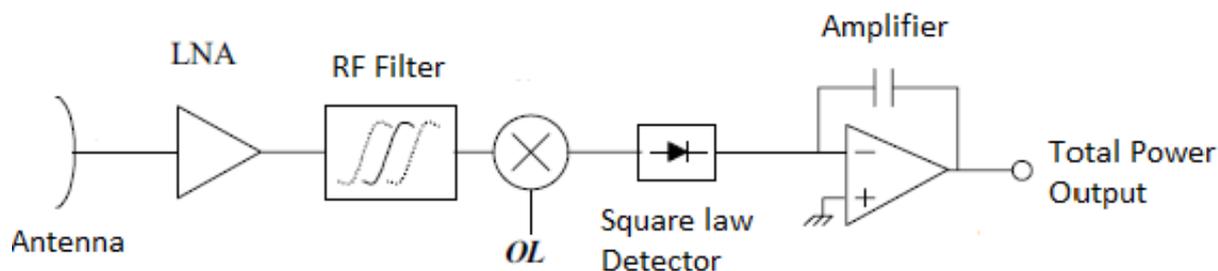


FIGURE 1.27 – Composition d'un radiomètre à puissance totale par détection hétérodyne [71].

La détection d'un signal d'origine thermique est ainsi assurée par un détecteur quadratique (aussi appelé détecteur en loi carrée), suivi d'un intégrateur facilitant la mesure de l'intensité du signal. Suivant quelques premiers éléments définis en section 1.1.3.3, la puissance mesurée est proportionnelle à la température équivalente du système  $T_{\text{sys}}$ , et définie telle que :

$$P = k T_{\text{sys}} B = k (T_A + T_{\text{rec}}) B \quad (1.22)$$

où  $T_A$  est la température équivalente de l'antenne et  $T_{\text{rec}}$  est celle de l'ensemble de la chaîne de réception.

Ce type d'architecture présente en premier lieu un certain nombre d'avantages. Ces systèmes sont simples à développer et sont disponibles pour des coûts restreints. Une faible quantité de composants sont en effet nécessaires à leur conception et les variations temporelles des signaux mesurés sont généralement suffisamment lentes pour permettre l'utilisation de systèmes de mesure de tension fonctionnant en régime continu. Ce dernier point est associé à une autre propriété intéressante des radiomètres à puissance totale, liée à la sensibilité des mesures réalisées. La détection d'enveloppe et l'intégration opérée par ces montages permet l'utilisation de convertisseurs analogique-numérique faiblement contraints en fréquence d'échantillonnage, facilitant ainsi l'accès à des quantifications sur un grand nombre de bits. En associant à ces caractéristiques l'utilisation de bandes passantes importantes, il est finalement possible de

capter et distinguer efficacement les rayonnements thermiques.

En contrepartie, l'exploitation d'un montage permettant une détection de puissance est associée à un certain nombre d'inconvénients qui justifieront le développement et l'utilisation de techniques interférométriques. La localisation de sources et la formation d'images ne sont possibles pour ces systèmes qu'au moyen d'ouvertures synthétiques générées par le déplacement physique du capteur ou par l'éventuelle utilisation de réseaux commutés. Ne disposant pas d'informations de phase, l'exploitation de techniques d'imagerie classiques par back-propagation n'est pas possible. La résolution est ainsi directement limitée à celle des tâches mesurées par les scans, justifiant un balayage au plus proche des sources chaudes lorsque c'est possible. Une telle approche est exploitée en thermographie microonde, mesurant par exemple l'émissivité de la surface de la peau humaine pour faciliter la détection de tissus cancéreux [72]. Ces architectures sont aussi limitées par des problématiques de SNR. Il avait en effet été présenté dans la section 1.1.3.3 que les niveaux de puissances captés par les antennes en présence de sources proches de la température ambiante étaient d'un ordre de grandeur comparable à ceux liés aux bruits additifs de récepteurs actifs. Il est dans ces conditions difficile de distinguer la contribution d'une cible de celle de la chaîne de réception, ramenée à des températures radiométriques équivalentes. Des solutions permettent de palier ces limitations, commutant continuellement entre l'antenne de réception et une résistance d'impédance équivalente. La différence entre deux mesures consécutives permet alors d'identifier la seule contribution de la scène, convertie en température radiométrique de l'antenne suivant une architecture développée par Robert Dicke pendant la seconde guerre mondiale [73].

Les radiomètres à puissance totale peuvent enfin être caractérisés par leur sensibilité radiométrique [39, 74]. Celle-ci définie comme la variation minimale détectable de température d'entrée  $\Delta T$ , s'écrivant telle que :

$$\Delta T = \frac{T_{sys}}{\sqrt{B \tau}} \quad (1.23)$$

Dans cette formule,  $B$  est la bande passante du signal reçu et filtré,  $\tau$  est le temps d'intégration de l'enveloppe mesurée par le détecteur et  $T_{sys}$  est la température de bruit équivalente du système, intégrant à la fois la température radiométrique de l'antenne et celle de l'ensemble de la chaîne de réception. Certaines formules peuvent inclure un terme additionnel  $(\frac{\Delta G}{G})^2$  correspondant aux effets qu'on la variation de gain de la chaîne de réception. Ce dernier est généralement négligeable devant l'impact du produit entre bande et temps d'intégration [74].

Le radiomètre à puissance totale est finalement relativement simple à mettre en œuvre et présente des caractéristiques intéressantes pour de nombreuses applications où il est possible de sonder une scène au plus près des zones d'intérêt. Les avantages liés aux détections directes de puissance sont aussi liés aux principales limitations de ces architectures, n'ayant pas accès aux informations de phase pour optimiser les reconstructions réalisables à partir des signaux mesurés. Il semble donc évident qu'il est nécessaire de proposer pour certaines applications des

solutions d'imagerie thermique alternatives, qui sont décrites dans la section suivante.

### 1.3.2 Radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique

Faisant face aux limitations des systèmes d'imagerie à sources non-coopératives basés sur des détections d'enveloppe, des approches basées sur des techniques de corrélation ont pu être développées. Ne disposant en effet d'aucun contrôle sur la nature des signaux émis, ni aucune forme de synchronisation entre des sources extérieures (qu'elles soient d'origine thermique ou non) et nos récepteurs, il est en effet nécessaire de développer des techniques de traitement facilitant la reconstruction d'images.

Un système interférométrique classique se compose d'au moins deux chaînes de réception permettant l'acquisition simultanée de signaux en différents points de l'espace. Dans sa forme la plus simple, ce dernier fonctionne sur le principe d'un corrélateur analogique basé sur la multiplication et l'intégration des signaux reçus (Fig. 1.28), produisant ainsi un signal proportionnel à la puissance reçue de la zone ciblée [75].

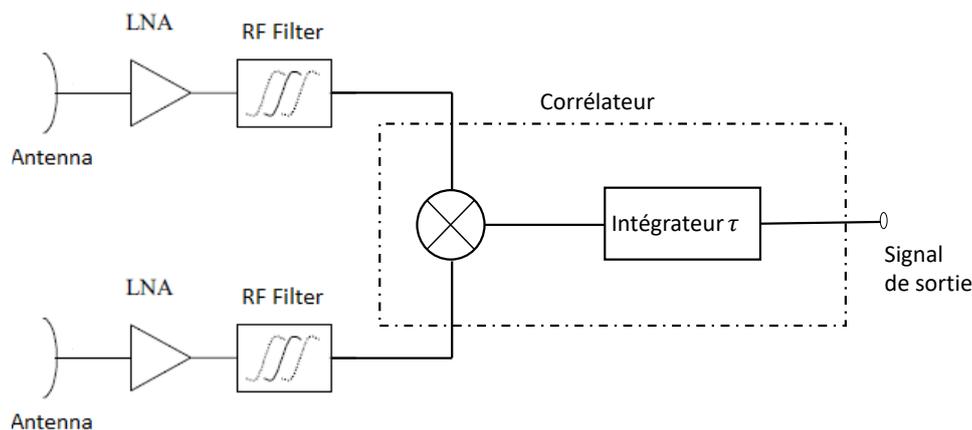


FIGURE 1.28 – Synoptique d'un radiomètre à corrélation

L'intérêt de la corrélation est de supprimer le bruit rajouté par les différentes chaînes de réception et ne générer qu'un signal dont la puissance est proportionnelle à la température radiométrique des antennes. La résolution spatiale d'un radiomètre à corrélation dépend non seulement du nombre de récepteurs mais aussi de l'espacement entre éléments rayonnants, rajoutant ainsi plus de degré de liberté par rapport aux radiomètres à puissance totale. La corrélation entre chaque élément physique permet la formation d'ouvertures rayonnantes effectives, selon le principe de la synthèse d'ouverture interférométrique. L'extension et l'échantillonnage de ces réseaux d'antennes fictives sont définis par convolution spatiale des positions des antennes physiques. En comparaison des architectures à puissance totale mesurant le signal capté par l'ensemble du diagramme de l'antenne de réception, les radiomètres interférométriques mesurent ainsi la corrélation complexe entre les signaux collectés par chaque couple d'antennes, dont l'espacement définit une fonction d'interférence spatiale, abordée précédemment sous le nom de fonction de visibilité, améliorant potentiellement la résolution.

Pour le cas des radiomètres à corrélation ou à synthèse d'ouverture interférométrique, l'expression de la sensibilité radiométrique dépend directement de la forme et du nombre d'éléments composant le réseau récepteur [76].

$$\Delta_T = \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{2B}} \frac{1}{\tau} \frac{A_{\text{syn}}}{A_e} \quad (1.24)$$

Dans cette expression,  $M$  et  $N$  correspondent aux nombres d'antennes fictives selon les deux dimensions de l'ouverture rayonnante synthétique formée par toutes les corrélations possibles entre récepteurs.  $A_{\text{syn}}$  est la surface couverte par le réseau synthétique, tandis que  $A_e$  correspond à la surface couverte par l'ensemble des éléments rayonnants. Cette nouvelle formule permet de mettre en évidence l'effet positif lié à l'emploi d'une technique interférométrique sur la sensibilité des radiomètres, en comparaison des architectures à puissance totale qui reposent uniquement sur la température radiométrique du système et sur le couple bande-temps d'intégration.

L'exploitation des techniques interférométriques repose sur le développement d'algorithmes permettant le traitement des informations corrélées. Il est proposé dans la prochaine section d'analyser la technique la plus couramment exploitée, dans un contexte initialement orienté vers des applications d'imagerie en champ lointain.

### 1.3.2.1 Théorème de Van Cittert-Zernike : principe initial et adaptation à l'imagerie en champ-proche

Les systèmes d'imagerie à synthèse d'ouverture interférométrique furent initialement développés pour des problématiques de radioastronomie [77] et d'observation terrestre [78, 79], à une époque où de nouveaux calculateurs exploitent les nouvelles avancées permettant de faire chuter la complexité algorithmique des transformées de Fourier [80]. Exploitant de premiers travaux de Pieter Hendrik van Cittert datant de 1934 [81], le chercheur Frits Zernike étudie la relation existant entre la corrélation de signaux issus de sources incohérentes et l'intensité de ces dernières [82].

La corrélation de signaux, appelée fonction de visibilité, est calculée de la façon suivante :

$$V_{ij} = \langle s_i(t) s_j(t)^* \rangle \quad (1.25)$$

où  $s_i(t)$  et  $s_j(t)$  sont les signaux captés par chaque couple d'antennes  $(i, j)$ , dont la corrélation est sommée dans le domaine temporel. Suivant un principe analogue à celui exploité dans la section précédente, la corrélation entre signaux permet la formation d'une ouverture rayonnante fictive dont les éléments se trouvent au milieu de chaque couple d'éléments physiques. On définit maintenant les variables  $(u, v)$  correspondant aux positions des couples d'antennes  $(i, j)$  :

$$u_{ij} = \frac{x_j - x_i}{\lambda} \quad (1.26)$$

$$v_{ij} = \frac{y_j - y_i}{\lambda} \quad (1.27)$$

Le principe est initialement proposé à une longueur d'onde  $\lambda$  unique exploitée pour la normalisation des coordonnées, devenant la longueur d'onde centrale de la bande utile pour la suite de cette section. Les fonctions de visibilité déterminées précédemment peuvent finalement s'écrire  $V(u, v)$ , considérant le nouveau jeu de coordonnées définissant l'extension et l'échantillonnage de l'ouverture synthétique formée par corrélation.

Suivant les développements proposés par Zernike, maintenant connus sous le nom de théorème de van Cittert-Zernike, les fonctions de visibilités  $V$  sont reliées à l'intensité des rayonnements de la scène à imager de la façon suivante :

$$V(u, v) = \iint \frac{T_B(\xi, \eta)}{\sqrt{1 - \xi^2 - \eta^2}} e^{-j2\pi(u\xi + v\eta)} d\xi d\eta \quad (1.28)$$

Cette équation est proposée dans un contexte d'imagerie de cibles spatialement incohérentes, dont l'intensité représentée par la température de brillance  $T_B$  est projetée sur des coordonnées polaires. Les variables  $\xi = \frac{x}{R} = \sin(\theta) \cos(\phi)$  et  $\eta = \frac{y}{R} = \sin(\theta) \sin(\phi)$  sont ainsi des cosinus directeurs déterminant les positions angulaires de cibles disposées en champ lointain. On définit la température de brillance modifiée :

$$T'_B = \frac{T_B(\xi, \eta)}{\sqrt{1 - \xi^2 - \eta^2}} \quad (1.29)$$

permettant d'identifier que la relation entre cette distribution et les fonctions de visibilité s'apparente à une transformée de Fourier bi-dimensionnelle. Les couples de coordonnées  $(u, v)$  sont dans ce contexte parfois appelées des fréquences spatiales. Le terme de fréquence angulaire pourrait être plus adapté, considérant la transformation d'informations dont les coordonnées  $(\xi, \eta)$  sont des cosinus directeurs.

Il est nécessaire d'insister sur le contexte restreint dans lequel cette formule est exploitable. L'extension du réseau d'antennes doit être à la fois très inférieure aux dimensions de la scène à imager et à la distance entre antennes et sources. Ces conditions permettent d'assurer que l'approximation de champ lointain autorise l'expression du problème selon des coordonnées sphériques. Il est de plus nécessaire que la scène à imager soit composée d'un ensemble de sources spatialement et temporellement incohérentes. Ces propriétés peuvent par exemple être garanties dans le cas où les signaux captés sont issus de phénomènes d'émission spontanée, n'ayant aucun risque que les atomes à l'origine de ces rayonnements thermiques aient pu synchroniser leurs émissions à grande distance les uns des autres. Si les signaux exploités sont issus de sources actives non coopérative, il sera nécessaire de disposer d'une diversité importante d'émetteurs et de canaux de propagation suffisamment riches pour assurer l'orthogonalité des informations captées. La justification de telles conditions d'orthogonalité pourra être étudiée plus en détail dans la suite de ces travaux. Les applications visées n'étant pas nécessairement

compatibles avec ces restrictions, il semble utile en premier lieu d'adapter ce problème à une configuration d'imagerie en champ proche.

Un montage illustratif est proposé en Fig. 1.29, permettant d'étudier le problème dans un contexte plus général. On souhaite ici adapter les outils d'analyse habituellement restreints aux champs lointain à la zone de Fresnel.

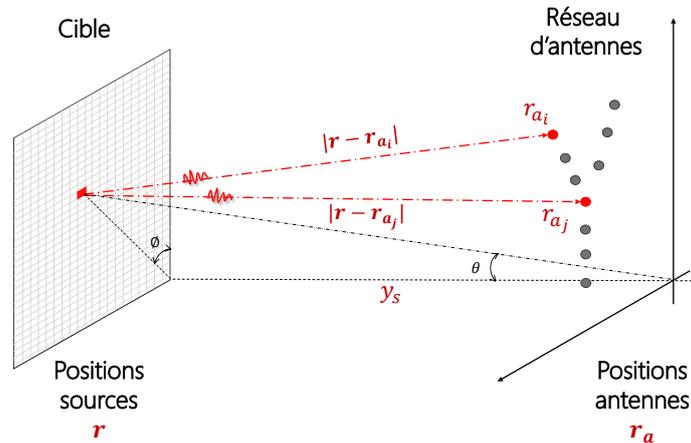


FIGURE 1.29 – Système d'imagerie interférométrique opérant en zone de Fresnel. Les sources incohérentes sont disposées dans un plan et leurs rayonnements sont captés par un ensemble d'antennes de réception.

Un ensemble de sources non-coopératives sont disposées dans un domaine de coordonnées  $\mathbf{r}$ , face à un réseau d'antennes de positions  $\mathbf{r}_a$ . Les signaux captés par les antennes  $i$  prennent la forme générale suivante :

$$s_i(t) = \int_{\mathbf{r}} \rho(\mathbf{r}, t) \frac{\exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} |\mathbf{r} - \mathbf{r}_{a_i}|)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_{a_i}|} d\mathbf{r} \quad (1.30)$$

Les sources émettent des signaux indépendants  $\rho(\mathbf{r}, t)$ , propagés par des fonctions de Green en espace libre dans le contexte d'une approximation scalaire. Une relation de proportionnalité est définie entre la corrélation des signaux émis par les sources et leur température de brillance équivalente :

$$\langle \rho(r_m, t) \rho(r_n, t)^* \rangle \propto T_{B_m} \delta_{mn} \quad (1.31)$$

où  $\delta_{mn}$  est le symbole de Kronecker défini tel que  $\delta_{mn} = 1$  si  $m = n$  et  $\delta_{mn} = 0$  si  $m \neq n$ . Cette contrainte d'orthogonalité entre signature des sources est nécessaire à la simplification de l'expression des fonctions de visibilité dans un contexte d'imagerie en zone de Fresnel :

$$V_{ij} = \int_{\mathbf{r}} T_B(\mathbf{r}) \frac{\exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} |\mathbf{r} - \mathbf{r}_{a_i}|)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_{a_i}|} \frac{\exp(j \frac{2\pi}{\lambda} |\mathbf{r} - \mathbf{r}_{a_j}|)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_{a_j}|} d\mathbf{r} \quad (1.32)$$

Dans cette dernière expression, les intercorrélations entre sources peuvent être négligées afin d'obtenir une expression des signaux mesurés directement proportionnelle à la température de brillance de la zone à imager. Une approximation est ensuite généralement réalisée sur ces calculs en ne conservant que les informations de phase des fonctions de Green, considérant que les effets d'interférences qu'elles causent sont prépondérantes devant les amplitudes associées à chaque contribution, rendues alors unitaires. On obtient alors l'expression simplifiée suivante :

$$V_{ij} = \int_{\mathbf{r}} T_B(\mathbf{r}) \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} (|\mathbf{r} - r_{a_i}| - |\mathbf{r} - r_{a_j}|)) d\mathbf{r} \quad (1.33)$$

Souhaitant converger vers l'expression initiale de van Cittert-Zernike qui permet l'exploitation de transformées de Fourier rapides, on procède ensuite au développement asymptotique des distances euclidiennes entre sources et antennes réceptrices. On considère en premier lieu que les sources sont restreintes à un plan de coordonnées  $y = R$ , le réseau étant disposé sur le plan  $y = 0$ . Même si la scène présente une certaine extension selon la profondeur, la reconstruction pourra ainsi être réalisée autour de la distance  $R$  définie comme plan focal. Les éventuelles contributions hors plan apparaîtront alors plus floues à mesure que l'on s'éloigne et en fonction de la résolution du système considérée selon cette dimension. La distance entre sources et antennes réceptrice prend la forme suivante :

$$|\mathbf{r} - r_{a_i}| = \sqrt{(\mathbf{x} - x_i)^2 + R^2 + (\mathbf{z} - z_i)^2} \quad (1.34)$$

$$= \sqrt{R^2 \left( \frac{1 + (\mathbf{x} - x_i)^2 + (\mathbf{z} - z_i)^2}{R^2} \right)} \quad (1.35)$$

En considérant que la taille du réseau d'antennes est d'un ordre de grandeur inférieur à la distance cible - système  $R$  un développement limité au second ordre peut être appliqué pour simplifier l'expression précédente :

$$|\mathbf{r} - r_{a_i}| \approx R + \frac{(\mathbf{x} - x_{a_i})^2 + (\mathbf{z} - z_{a_i})^2}{2R} \quad (1.36)$$

L'équation (1.33) fait apparaître une différence de trajets optiques qui peut alors être approximée de la façon suivante :

$$|\mathbf{r} - r_{a_i}| - |\mathbf{r} - r_{a_j}| \approx \frac{x_{a_i}^2 - x_{a_j}^2 + z_{a_i}^2 - z_{a_j}^2}{2R} + \frac{\mathbf{x}(x_{a_j} - x_{a_i}) + \mathbf{z}(z_{a_j} - z_{a_i})}{R} \quad (1.37)$$

L'expression (1.33) peut alors être exprimée de la façon suivante :

$$V_{ij} = \int_{\mathbf{r}} T_B(\mathbf{x}, \mathbf{z}) \exp -j \frac{2\pi}{\lambda} \left( \frac{x_{a_i}^2 - x_{a_j}^2 + z_{a_i}^2 - z_{a_j}^2}{2R} + \frac{\mathbf{x}(x_{a_j} - x_{a_i}) + \mathbf{z}(z_{a_j} - z_{a_i})}{R} \right) d\mathbf{r} \quad (1.38)$$

Il est finalement possible d'identifier plusieurs paramètres préalablement définis, tels que les

cosinus directeurs  $\xi = \mathbf{x}/R$  et  $\eta = \mathbf{z}/R$ . On identifie aussi par ailleurs les fréquences spatiales  $u = (x_{a_j} - x_{a_i})/\lambda$  et  $v = (z_{a_j} - z_{a_i})/\lambda$ , permettant d'obtenir la forme suivante :

$$V_{ij} = \int_{\xi} \int_{\eta} T_B(\xi, \eta) \exp(-j\Phi) \exp(-j2\pi(u_{ij}\xi + v_{ij}\eta)) d\xi d\eta \quad (1.39)$$

définissant par la même occasion un terme de phase quadratique  $\Phi$  :

$$\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} \left( \frac{x_{a_i}^2 - x_{a_j}^2 + z_{a_i}^2 - z_{a_j}^2}{2R} \right) \quad (1.40)$$

Ces deux dernières équations permettent de mettre en évidence la possible adaptation du théorème de van Cittert-Zernike à une situation d'imagerie interférométrique réalisée en zone de Fresnel [83]. L'obtention d'une transformée de Fourier spatiale est ici réalisée au moyen d'un développement asymptotique et de l'exploitation d'un terme de phase supplémentaire. Ce dernier permet alors de transformer les phases du front d'onde quasi-sphérique obtenu en champ proche en une distribution quasi-plane au plan focal  $y = R$ , jouant le rôle d'une lentille numérique et autorisant l'accélération des calculs d'images par l'exploitation de transformées de Fourier rapides.

Ces efforts ont finalement permis de mettre en évidence la possible adaptation du théorème de van Cittert-Zernike à des situations d'imagerie réalisées en champ proche. Durant ces différents développements et lors de précédentes sections, la forme des réseaux d'antennes utilisés s'est avérée cruciale pour la définition des caractéristiques des systèmes d'imagerie interférométriques.

Chaque topologie de réseau procure un échantillonnage différent des fréquences spatiales. Il est nécessaire de trouver une forme qui permette à la fois de maximiser la résolution du système, correspondant à l'extension du réseau synthétique obtenu par corrélation, tout en garantissant que ce dernier est suffisamment bien échantillonné pour atteindre le champ de vision requis par l'application étudiée. Le réseau synthétique étant obtenu en faisant la différence de position de tous les récepteurs (équivalent à une convolution des positions des antennes physiques par elles mêmes), il est possible que plusieurs combinaisons de récepteurs donne naissance à un même élément du réseau synthétique. Cette redondance d'information peut être intéressante pour moyenner les erreurs et améliorer le rapport signal à bruit, mais elle diminue nécessairement la diversité des informations spatiales mesurées par la corrélation des signaux reçus. Il est donc nécessaire de trouver un équilibre entre diversité et redondance des informations mesurées.

Plusieurs conformations exploitées en imagerie interférométrique sont étudiées pour conclure cette sous-partie. Pour expliquer cette problématique, un réseau en formant la lettre U est premièrement considéré. L'ouverture synthétique est calculée en suivant la définition du couple de coordonnées  $(u, v)$  et les résultats sont affichés en figure 1.30.

La conformation du réseau physique permet d'obtenir une ouverture synthétique carrée. La

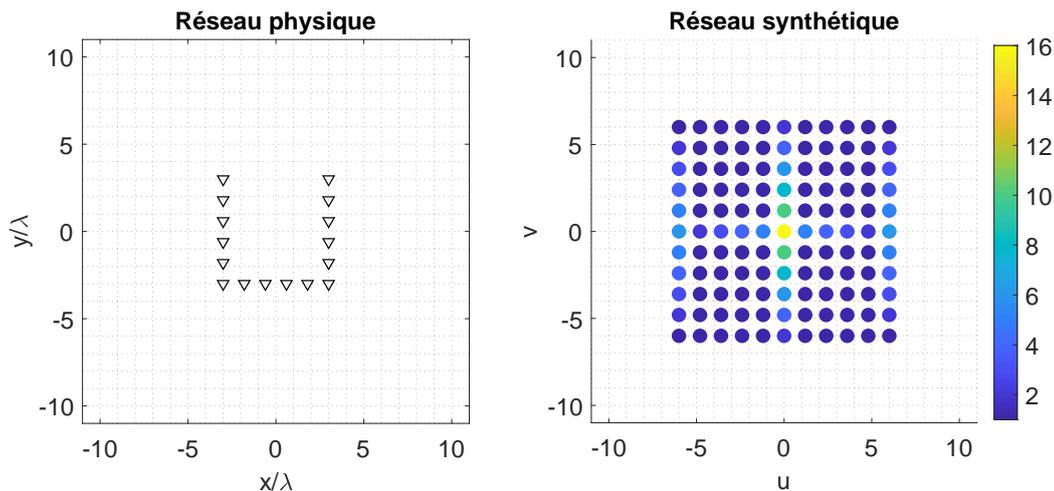


FIGURE 1.30 – Réseau en forme de 'U' et ouverture synthétique équivalente. La redondance des éléments rayonnants fictifs est représentée en couleur.

redondance des échantillons de l'ouverture fictive est codée en couleur, permettant d'identifier un grand nombre d'éléments au centre de ce dernier. Ce phénomène est lié à la quantité de paires d'antennes physiques présentant une symétrie par rapport au centre du réseau et sera aussi constaté pour les prochains réseaux étudiés. Il est possible d'observer que les deux branches verticales du réseau physique ont par ailleurs fait augmenter la redondance des échantillons de visibilité selon ces mêmes axes. Enfin, on vérifie à nouveau que l'interférence entre les différents signaux reçus permet la formation d'une ouverture synthétique plus large que le réseau initial, améliorant ainsi la résolution des images reconstruites par ce procédé. Ce type de réseau est exploité pour des applications d'imagerie interférométrique, citant par exemple les travaux de l'Université de Beihang qui a développée un radiomètre à 34 GHz utilisé pour la détection des objets cachés [84]. La forme du réseau synthétique est probablement l'atout principal de cette conformation, obtenant une distribution uniformément échantillonnée sur une grille cartésienne, facilitant ainsi l'utilisation de transformées de Fourier rapides sans avoir recours à des techniques d'interpolation supplémentaires. Les réseaux considérés dans ce domaine ne sont pour autant pas nécessairement tous conçus avec de telles propriétés. Deux autres exemples sont étudiés dans la figure 1.31 où le taux de redondance spatial est déterminé en calculant la quantité d'échantillons aux mêmes coordonnées sur le nombre d'éléments totaux des ouvertures synthétiques.

Deux cas formant un triangle et la lettre Y sont ensuite considérés. L'échantillonnage des réseaux physiques sur une base triangulaire permet maintenant d'obtenir deux ouvertures synthétiques distribuées sur des mailles hexagonales. Dans les deux cas, la redondance des échantillons de visibilité est principalement concentrée au centre des réseaux fictifs. Ayant identifié précédemment les paramètres  $(u, v)$  comme les fréquences spatiales du théorème de van Cittert-Zernike, il est ainsi possible d'anticiper que de tels réseaux faciliteront la reconstruction des informations de basses-fréquences, constituant les formes générales des images reconstruites.

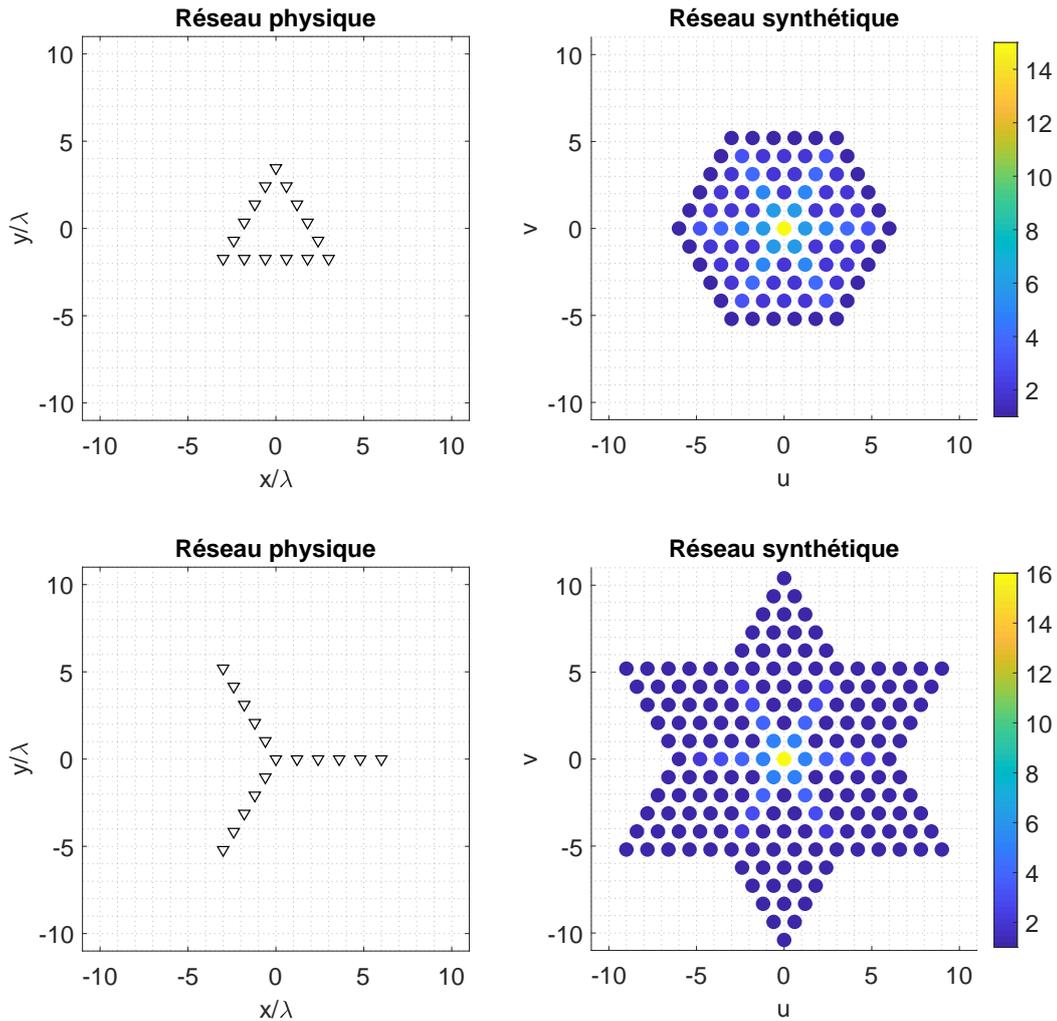


FIGURE 1.31 – Étude des réseaux en forme de triangle et de "Y" et des réseaux synthétiques associés. La redondance des éléments rayonnants fictifs est représentée en couleur.

On constate facilement à l'aide de cette dernière figure que le réseau en "Y" permet d'obtenir une résolution plus importante grâce à une extension du réseau synthétique plus large que dans le cas triangulaire [85, 86]. On peut par ailleurs en déduire que ce dernier est plus redondant, assurant une meilleure robustesse au bruit grâce au possible moyennage des signaux identiques. L'analyse des réseaux est finalement complétée par une étude quantitative de la redondance des échantillons des ouvertures synthétiques formées (Fig. 1.32).

Le réseau en "Y" présente selon cette métrique les plus faibles valeurs, en lien avec les précédentes observations sur l'importante extension des ouvertures formées. Le réseau triangulaire est quant à lui celui qui implique la plus faible diversité d'informations mesurées, allant jusqu'à 70 % d'échantillons identiques [87]. En raison de ses caractéristiques favorables, la configuration en "Y" est une topologie exploitée en radioastronomie et en télédétection, adoptée pour différentes missions comme GeoSTAR menée par la NASA [88, 89] et MIRAS de l'Agence Spatial Européenne (ESA) [90].

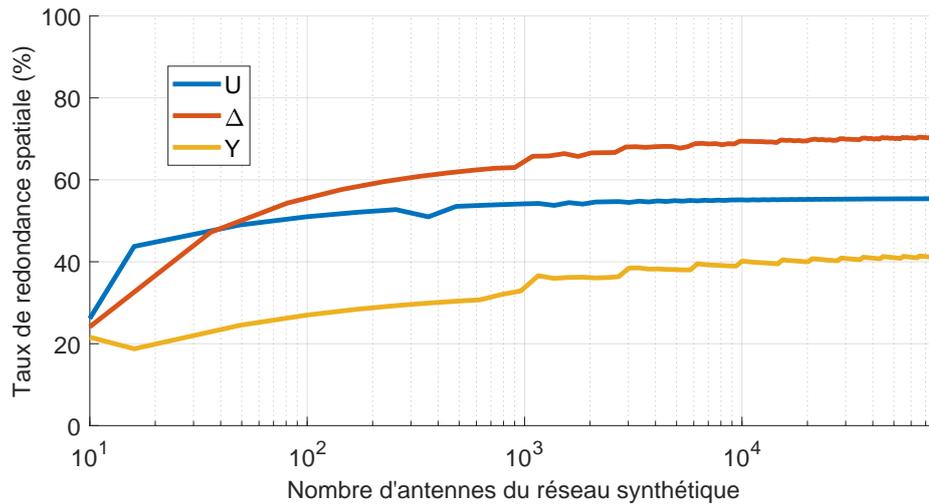


FIGURE 1.32 – Évolution du taux de redondance des éléments composants les ouvertures synthétiques

Cette section aura finalement permis d'introduire les algorithmes de traitement conventionnellement utilisés en imagerie interférométrique, ainsi que certaines caractéristiques permettant d'optimiser la qualité des reconstructions réalisées à partir des signaux corrélés. L'exploitation de transformées de Fourier rapides représente le principal atout de ces techniques numériques. Cette section a aussi permis de mettre en évidence les différentes approximations nécessaires à l'adaptation des travaux de van-Cittert et Zernike à l'imagerie en zone de Fresnel. Il semble maintenant utile de s'intéresser à des formalismes de reconstruction moins restreints, dans l'optique de disposer de techniques de traitement plus facilement adaptables aux systèmes computationnels introduits en fin de ce chapitre.

### 1.3.2.2 Formalismes matriciels pour l'imagerie à courte portée

Dans la section précédente, la relation entre les fonctions de visibilité et la température de brillance a pu être présentée. Ces modèles, initialement développés pour de premières applications de radioastronomie et d'imagerie terrestre, furent essentiellement optimisés dans des conditions de fonctionnement en champ lointain. Il est maintenant proposé d'étudier un nouveau formalisme s'affranchissant de telles approximations, travaillant directement avec le modèle initial décrit par l'Eq. (1.32) et rappelé ici :

$$V_{ij} = \int_{\mathbf{r}} T_B(\mathbf{r}) \frac{\exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}|\mathbf{r} - r_{a_i}|)}{|\mathbf{r} - r_{a_i}|} \frac{\exp(j\frac{2\pi}{\lambda}|\mathbf{r} - r_{a_j}|)}{|\mathbf{r} - r_{a_j}|} d\mathbf{r} \quad (1.41)$$

Considérant une collection de sources spatialement et temporellement incohérentes, les interférences entre signaux reçus avaient conduit à négliger les contributions des corrélations entre les formes d'ondes rayonnées. Les fonctions de visibilité correspondent ainsi à une superposition de contributions indépendantes de l'ensemble des éléments de la scène à imager. Il est ainsi possible d'identifier dans cette dernière expression un opérateur représentant la propagation des signaux vers les éléments physiques :

$$V_{ij} = \int_{\mathbf{r}} T_B(\mathbf{r}) g_{ij}(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (1.42)$$

Chaque couple d'antennes réceptrices  $r_{a_i}, r_{a_j}$  viennent ainsi sonder la température équivalente de la scène à imager par l'intermédiaire d'un opérateur linéaire  $g_{ij}(\mathbf{r})$  regroupant les deux fonctions de Green [91].

La discrétisation spatiale de la scène réalisée selon la résolution du système d'imagerie associée à la vectorisation des fonctions de visibilité et de l'image à reconstruire permettent finalement d'obtenir le formalisme matriciel suivant :

$$\mathbf{v} = \mathbf{G} \mathbf{t}_B \quad (1.43)$$

où  $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N_a \cdot N_a \times 1}$  est le vecteur des corrélations des signaux issus des  $N_a$  antennes,  $\mathbf{t}_B \in \mathbb{C}^{p \times 1}$  est le vecteur des températures de brillance composé de  $p$  pixels et  $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N_a \cdot N_a \times p}$  est la matrice du modèle. Travaillant directement avec les fonctions de Green, cette approche a pour avantage principal d'être particulièrement flexible, n'imposant pas l'usage des approximations nécessaires à l'exploitation des transformées de Fourier rapides. Le modèle peut alors directement s'adapter à la distribution spatiale du réseau physique, sans contrainte particulière d'uniformité, ainsi qu'à la zone à imager. Contrairement aux précédentes approches reposant sur la définition de fréquences spatiales  $(u, v)$  normalisées à la seule fréquence centrale, ce formalisme semble aussi plus adapté aux systèmes d'imagerie à large bande, où la phase de chaque contribution fréquentielle peut être parfaitement compensée.

Une image peut ensuite être calculée par la résolution d'un problème inverse, permettant de retrouver la distribution de température de brillance de la zone observée  $\hat{\mathbf{t}}_B$ . On s'intéressera ici aux techniques de reconstruction directes :

$$\hat{\mathbf{t}}_B = \mathbf{G}^+ \mathbf{v} \quad (1.44)$$

La matrice  $\mathbf{G}$  n'étant pas nécessairement carrée ou de rang plein, on pourra faire usage de techniques de pseudo-inversion représentée par le symbole  $[\cdot]^+$ .

Il existe en effet toujours un certain degré de corrélation spatiale entre les fonctions de Green en espace libre, imposant une chute du rang de la matrice  $G$ . Cette métrique permet de déterminer que parmi le nombre minimum de lignes ou de colonnes de cet opérateur, un certain nombre d'applications linéaires sont en réalité très proches, certains échantillons mesurés et pixels n'apportant alors aucune information supplémentaire. Ces corrélations se traduisent généralement par l'impossibilité de calculer le réel inverse d'une matrice même lorsque le nombre de mesures est exactement équivalent à celui des inconnues. Par conséquent, plusieurs solutions sont possibles pour la résolution du problème par pseudo-inversion matricielle. L'estimation la plus simple est réalisée ici par calcul de la transposée-conjuguée de notre matrice, notée  $\mathbf{G}^\dagger$ . On retrouve alors l'estimation suivante :

$$\hat{\mathbf{t}}_B^{(MF)} = \mathbf{G}^\dagger \mathbf{v} \quad (1.45)$$

Dans ce cas, seule la phase de la matrice  $\mathbf{G}$  est compensée, donnant lieu à l'équation suivante en redéveloppant l'expression de  $\mathbf{v}$  :

$$\hat{\mathbf{t}}_B^{(MF)} = \mathbf{G}^\dagger \mathbf{G} \mathbf{t}_B \quad (1.46)$$

Le produit matriciel  $\mathbf{G}^\dagger \mathbf{G}$  correspond alors à la corrélation de la matrice initiale avec elle-même, qui tendra à être diagonale si l'échantillonnage du réseau d'antennes et de l'espace à imager a été convenablement réalisé. L'annotation  $(MF)$  de l'estimation correspond à l'expression *Matched Filtering*, ou filtrage adapté, employé ici. Les éléments diagonaux ne seront quant à eux pas nécessairement identiques dans la mesure où aucune contrainte n'a été imposée sur cette caractéristique. Chaque pixel de l'image reconstruite sera alors, dans le meilleur cas, pondéré par une valeur dépendante de la corrélation de chaque colonne de  $\mathbf{G}$ . On peut ensuite tenter d'améliorer cette reconstruction au moyen d'un calcul supplémentaire, tentant de compenser non seulement la phase de  $\mathbf{G}$ , mais aussi son amplitude. Remplaçant  $\hat{\mathbf{t}}_B$  par son expression (Eq. 1.45), on obtient alors l'expression suivante :

$$\mathbf{G}^\dagger \mathbf{v} = \mathbf{G}^\dagger \mathbf{G} \mathbf{t}_B \quad (1.47)$$

Il est finalement possible d'obtenir une nouvelle estimation de  $\mathbf{t}_B$  en tentant de compenser le produit  $\mathbf{G}^\dagger \mathbf{G}$  :

$$\mathbf{t}_B^{(MC)} = (\mathbf{G}^\dagger \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^\dagger \mathbf{v} \quad (1.48)$$

On obtient alors un opérateur de pseudo-inversion par moindres carrés (justifiant l'annotation  $(MC)$  de l'estimation), que l'on peut substituer par l'écriture générale  $\mathbf{G}^+$  définie ici telle que :

$$\mathbf{G}^+ = (\mathbf{G}^\dagger \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^\dagger \quad (1.49)$$

On souhaite ici calculer l'inverse de la matrice carrée  $\mathbf{G}^\dagger \mathbf{G}$ . La possible corrélation entre les colonnes de  $\mathbf{G}$  implique cependant une distribution non-uniforme des structures composants cet opérateur, certaines contributions étant potentiellement plus significatives que d'autres. L'inversion aura ainsi tendance à fortement amplifier les structures les moins importantes, magnifiant ainsi potentiellement la contribution de bruits ajoutés aux mesures. On fait alors face à des problématiques de conditionnement, qui peut être résolu par différentes techniques de régularisation. La plus simple à mettre en œuvre dans ce contexte est la régularisation de Tikhonov, qui dans sa forme la plus naïve fait simplement appel à un seuillage de la diagonale de  $\mathbf{G}^\dagger \mathbf{G}$  à l'aide d'un poids appliqué à une matrice identité  $\mathbf{I}$ . La régularisation prend alors la forme suivante :

$$\mathbf{t}_B^{(Tik)} = (\mathbf{G}^\dagger \mathbf{G} + \beta \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^\dagger \mathbf{v} \quad (1.50)$$

où  $\beta$  est le paramètre de régularisation, qui peut être adapté au conditionnement de la matrice

$\mathbf{G}^\dagger \mathbf{G}$ . L'exploitation de telles techniques de pseudo-inversion dans le contexte spécifique de la radiométrie est étudié dans la référence [92].

Pour une reconstruction plus fidèle de l'image, un nombre de fonctions de visibilité important est requis en augmentant les combinaisons possibles de lignes de bases non redondantes et donc en choisissant un réseau d'antennes approprié.

La définition d'une dernière technique d'inversion permettra par ailleurs de définir un outil utile aux prochaines études développées dans ces travaux. Une matrice peut être factorisée par décomposition en valeurs singulières de la façon suivante :

$$\mathbf{G} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^\dagger \quad (1.51)$$

où  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$  sont des matrices unitaire contenant les vecteurs singuliers et  $\mathbf{\Sigma}$  est une matrice diagonale comprenant l'ensemble des valeurs singulières rangées par ordre descendant et formant le spectre de valeurs singulières. On notera bien que  $\mathbf{V}$  et  $\mathbf{v}$  ne sont pas liées malgré leur écriture similaire. Une telle factorisation permet en premier lieu d'interroger le conditionnement d'une matrice, correspondant au rapport entre la plus forte et la plus faible valeur singulière. Une matrice de rang plein aura ainsi nécessairement un conditionnement unitaire, permettant de conclure que chaque combinaison linéaire qui la compose est parfaitement indépendante des autres.

La décomposition en valeurs singulière est aussi un outil de pseudo-inversion intéressant. Les propriétés des matrices unitaires  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$  sont exploitées ici. Si ces dernières sont carrées, on peut déterminer leur inverse par simple transposée-conjuguée. Dans ces conditions, on peut alors reprendre et développer l'expression d'une mesure :

$$\mathbf{v} = \mathbf{G} \mathbf{t}_B \quad (1.52)$$

$$= \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^\dagger \mathbf{t}_B \quad (1.53)$$

On calcule alors une estimation de  $\mathbf{t}_B$  de la façon suivante :

$$\mathbf{t}_B^{(SVD)} = (\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^\dagger)^+ \mathbf{v} \quad (1.54)$$

$$= (\mathbf{V}^\dagger)^+ \mathbf{\Sigma}^+ \mathbf{U}^+ \mathbf{v} \quad (1.55)$$

$$= \mathbf{V}\mathbf{\Sigma}^{-1}\mathbf{U}^\dagger \mathbf{v} \quad (1.56)$$

Si le spectre de valeurs singulières présente de fortes disparités entre le plus grand et le plus petit de ses éléments, on peut alors réaliser un seuillage de ce dernier et des vecteurs singuliers associés, ne maintenant que les  $k$  valeurs singulières les plus significatives pour la pseudo-inversion. On retrouve alors le principe de la décomposition en valeurs singulières tronquées, menant à l'ex-

pression suivante :

$$\mathbf{t}_B^{(SVD)} = \mathbf{V}^{(k)}(\boldsymbol{\Sigma}^{(k)})^{-1}(\mathbf{U}^{(k)})^\dagger \mathbf{v} \quad (1.57)$$

La décomposition en valeurs singulières servira ainsi dans la suite de ces travaux aussi bien à étudier la qualité des modèles d'imagerie qu'à calculer des estimations à partir de signaux mesurés.

Cette section sur les radiomètres à synthèse d'ouverture interférométrique aura permis de définir un certain nombre de caractéristiques et de formalismes permettant la conception de systèmes et la reconstruction d'images à partir des signaux mesurés. On aura aussi pu mettre en évidence le lien direct existant entre la quantité d'antennes nécessaires à la formation d'une ouverture synthétique de grande extension et densément peuplée et la qualité des images reconstruites. L'exploitation de grands réseaux physiques composés d'une multitude d'éléments rayonnants tend à imposer l'utilisation de systèmes actifs complexes, onéreux et fortement redondants afin de réaliser la mesure simultanée de nombreux signaux dans l'espace. La prochaine section de ce chapitre s'intéresse au développement de systèmes d'imagerie computationnelle, permettant de fortement réduire ces limitations matérielles par une transposition des contraintes dans la couche logicielle.

## 1.4 Imagerie radar computationnelle

### 1.4.1 Description générale

Les techniques d'imagerie conventionnelles présentées dans les sections précédentes sont le plus souvent basées sur l'utilisation d'un nombre important d'antennes capables d'interroger toute la scène à imager. Les systèmes fonctionnant avec des contraintes de reconstructions d'images en temps réel peuvent en effet difficilement exploiter des techniques de synthèse d'ouverture rayonnante par balayage mécanique. Ces approches simplifient grandement les architectures actives mais imposent par la même occasion des durées d'acquisitions importantes, généralement incompatibles avec des reconstructions d'images rapides. Les équipes qui développent ces solutions n'ont alors d'autre choix que de faire appel à une grande quantité de chaînes actives permettant la mesure simultanée de nombreux signaux dans l'espace.

Afin de surmonter les limitations des systèmes d'imagerie conventionnels en termes de coût, d'encombrement et de complexité, l'objectif est d'alléger ces contraintes matérielles en les transférant dans la couche logicielle, profitant de la disponibilité de machines de calcul devenues de plus en plus puissantes et abordables. L'imagerie computationnelle s'est ainsi développée ces dernières années dans les domaines des radars microonde et millimétrique. Ce terme générique regroupe aujourd'hui de nombreuses applications, avec une philosophie commune liée à l'exploitation de techniques de codage analogique permettant de simplifier les architectures actives et de repousser les limites des systèmes existants.

Afin d'expliquer les principes exploités par la suite, il convient de présenter les outils mathématiques spécifiques à ces applications. Ces explications sont proposées dans un des cas les plus simples à appréhender, considérant un système d'imagerie SIMO composé d'une unique source coopérative et d'un réseau d'antennes utilisées en réception, tel qu'illustré en Fig. 1.33. On interroge ici la réflectivité d'une scène, notée  $\sigma(\mathbf{r})$  pour la distinguer de l'espace à imager  $\mathbf{r}$ .

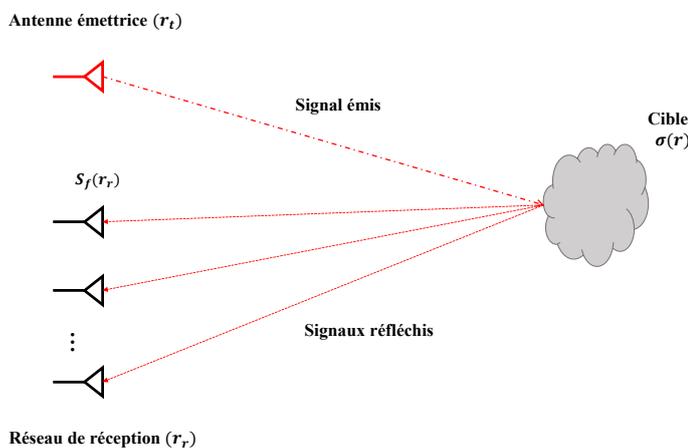


FIGURE 1.33 – Principe d'un radar SIMO conventionnel.

Les signaux mesurés par chaque antenne de réception sont exprimés de la façon suivante :

$$S_f(\mathbf{r}_r) = \int_{\mathbf{r}} G_f(r_t, \mathbf{r}) \sigma(\mathbf{r}) G_f(\mathbf{r}, \mathbf{r}_r) d\mathbf{r} \quad (1.58)$$

où  $\mathbf{r}$ ,  $r_t$  et  $\mathbf{r}_r$  désignent respectivement les coordonnées dans l'espace de la cible, des antennes d'émission et de réception et  $G_f$  les fonctions de Green en espace libre. Le formalisme est linéarisé en utilisant la première approximation de Born, considérant une faible interaction de la cible avec les ondes incidentes afin de pouvoir négliger les éventuels multiples trajets qui pourraient se produire sur celle-ci. La réponse de la cible est par ailleurs approximée comme étant indépendante de la fréquence, permettant d'interroger un comportement moyen sur la bande utile. Les fonctions de Green en espace libre sont à nouveau définies dans le cadre d'une approximation scalaire de la façon suivante :

$$G_f(r_{t,r}, \mathbf{r}) = \frac{\exp(-jk|r_{t,r} - \mathbf{r}|)}{r_{t,r} - \mathbf{r}} \quad (1.59)$$

Afin de limiter la quantité de chaînes actives nécessaires à la reconstruction d'images, un composant est connecté à l'ensemble des antennes de réception. Ce dernier est capable d'encoder de façon analogique les informations reçues et de les multiplexer en un nombre restreints de signaux à mesure (Fig. 1.34).

Les caractéristiques de ce composant seront définies en analysant les formalismes mathématiques associés aux mesures, avant d'étudier les différentes techniques qui permettent de satisfaire de telles propriétés. On définit en premier lieu que le composant présente un comportement linéaire et que ses fonctions de transfert peuvent être caractérisées. Il est par ailleurs nécessaire de garantir que ces dernières restent stationnaires, ou qu'une caractérisation

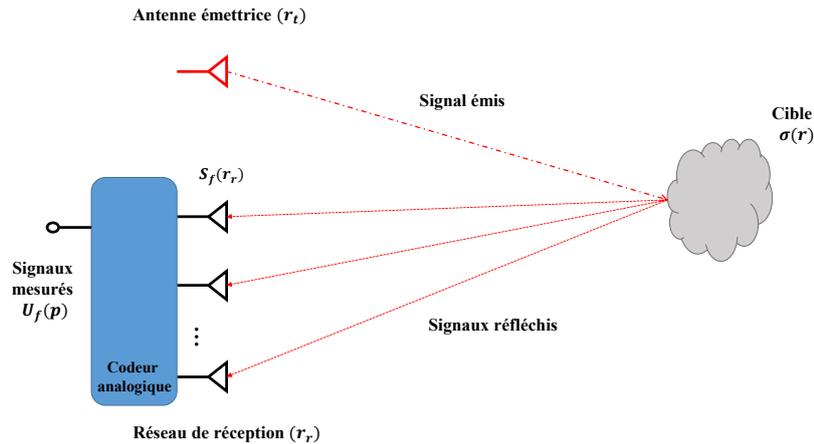


FIGURE 1.34 – Principe d'un radar SIMO computationnel.

périodique de ses canaux de transmission reste facilement envisageable. Les fonctions de transfert de ce composant s'écrivent alors telles que  $H_f(\mathbf{p}, \mathbf{r}_r)$ ,  $\mathbf{p}$  étant l'indice des ports de sortie de ce composant. Les signaux fréquentiels mesurés sur ces derniers  $U_f(\mathbf{p})$  prennent alors la forme suivante :

$$U_f(\mathbf{p}) = \int_{\mathbf{r}_r} H_f(\mathbf{p}, \mathbf{r}_r) \int_r G_f(r_t, \mathbf{r}) \sigma(\mathbf{r}) G_f(\mathbf{r}, r_r) d\mathbf{r} d\mathbf{r}_r \quad (1.60)$$

$$U_f(\mathbf{p}) = \int_{\mathbf{r}_r} H_f(\mathbf{p}, \mathbf{r}_r) S_f(\mathbf{r}_r) d\mathbf{r}_r \quad (1.61)$$

Cette première expression permet de mettre en évidence l'impact du composant supplémentaire, permettant d'encoder les informations reçues en un nombre de signaux restreints. Il est nécessaire de garantir que l'ensemble des fonctions de transfert reliant les antennes de réception aux ports de mesure sont parfaitement indépendantes, garantissant ainsi que chaque signal puisse être associé à une signature propre et reconnaissable après sommation.

Il est possible de changer de perspective en modifiant l'ordre d'intégration de l'équation précédente. Les signaux mesurés  $U_f(\mathbf{p})$  peuvent aussi être exprimés de la façon suivante :

$$U_f(\mathbf{p}) = \int_r \int_{\mathbf{r}_r} H_f(\mathbf{p}, \mathbf{r}_r) G_f(\mathbf{r}, r_r) d\mathbf{r}_r G_f(r_t, \mathbf{r}) \sigma(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (1.62)$$

$$U_f(\mathbf{p}) = \int_r \Phi_f(\mathbf{p}, \mathbf{r}) G_f(r_t, \mathbf{r}) \sigma(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (1.63)$$

On obtient en intégrant une première fois les éléments dépendants de  $\mathbf{r}_r$  une nouvelle fonction  $\Phi_f(\mathbf{p}, \mathbf{r})$  prenant à la fois en compte le rayonnement des antennes de réception et la réponse du composant multiplexeur. Dans cette nouvelle situation, l'encodage des informations est alors directement réalisé par les distributions de champ projetées sur la scène. Ces dernières doivent alors être suffisamment riches et diverses pour assurer que chaque nouvel échantillon mesuré peut amener une nouvelle information aux reconstructions d'images.

Ce nouveau formalisme permet d'illustrer le fait que deux méthodes peuvent être employées pour concevoir notre système d'imagerie computationnel. Il est possible d'une part de faire appel à un réseau d'éléments rayonnants conventionnel connecté à un composant présentant des fonctions de transfert orthogonales, ou de directement concevoir une ouverture capable de rayonner des champs indépendants à chaque fréquence et pour chaque port d'alimentation. Le principe général est ainsi identique pour ces deux techniques, qui ne diffèrent que par leurs conceptions et méthodes de caractérisation [93].

Il est finalement possible de discrétiser ces expressions pour disposer de formalismes matriciels. Ces derniers permettront à la fois de faciliter le développement d'algorithmes facilitant la reconstruction d'images sur ordinateur, mais aussi de disposer de métriques permettant d'analyser les performances des composants développés lors de ces travaux. On définit premièrement le formalisme discret associé à l'Eq. (1.61) :

$$\mathbf{u}_f = \mathbf{H}_f \mathbf{s}_f \quad (1.64)$$

Pour ce premier cas, on écrit à chaque fréquence  $f$  le lien entre les échantillons mesurés  $\mathbf{u}_f$  et les signaux à estimer  $\mathbf{s}_f$ . L'estimation de  $\mathbf{s}_f$  ne pourra généralement pas être de bonne qualité, considérant que le nombre d'échantillons composants le vecteur  $\mathbf{u}_f$  sera nécessairement plus petit que celui du vecteur  $\mathbf{s}_f$  pour que notre nouvelle architecture computationnelle présente un intérêt. Une première étape de reconstruction peut être réalisée de la façon suivante :

$$\hat{\mathbf{s}}_f = \mathbf{H}_f^+ \mathbf{u}_f \quad (1.65)$$

L'optimisation du rang de chaque matrice  $\mathbf{H}_f$  permet d'améliorer les reconstructions, garantissant la diversité des informations exploitées par la technique de pseudo-inversion choisie. Les estimations des signaux reçus  $\hat{\mathbf{s}}_f$  peuvent ensuite être utilisées pour le calcul d'image, bénéficiant alors d'un moyennage des erreurs de reconstruction, non seulement selon la dimension des antennes de réception mais aussi selon la dimension fréquentielle. La reconstruction de signaux intermédiaires permet par ailleurs de faire chuter la complexité algorithmique des calculs d'image, profitant des nombreuses techniques développées pour les systèmes d'imagerie conventionnels.

Une seconde approche consiste à prendre en compte la totalité de l'opérateur reliant les signaux mesurés aux échantillons de la scène à interroger. Partant au choix des équations (1.61) ou (1.63), la discrétisation de l'espace à imager permet alors l'expression du problème suivant :

$$\mathbf{u} = \mathbf{M}\sigma \quad (1.66)$$

L'opérateur linéaire  $\mathbf{M}$  regroupe le rayonnement de l'antenne d'émission vers la scène, ainsi que celui du système de réception qui permet ici de d'assurer la diversité des informations mesurées. L'écriture d'un modèle matriciel prenant en compte l'ensemble des éléments composants le système d'imagerie computationnelle permet généralement de faciliter la reconstruction

d'images. Une estimation de la signature de la scène peut directement être réalisée au moyen d'une résolution du problème inverse associé :

$$\hat{\sigma} = \mathbf{M}^+ \mathbf{u} \quad (1.67)$$

La reconstruction dépend à nouveau des propriétés de la matrice  $\mathbf{M}$  modélisant le comportement du système d'imagerie complet. Il est à nouveau souhaitable d'optimiser le rang de cette dernière afin de garantir que les échantillons mesurés sur les différents ports de mesure du système dans la bande d'analyse permettront d'avoir une représentation fidèle de la signature de la scène à imager. Ces problématiques pourront être étudiées dans les chapitres 2 et 3 de ce document.

Disposant maintenant d'une description générale du fonctionnement des systèmes radar computationnels, le développement de ces activités est étudié dans la prochaine section. Le principe d'imagerie en réflexion faisant ici l'usage de sources coopératives devra être adapté aux techniques interférométriques considérées dans ces travaux.

## 1.4.2 Évolution des systèmes d'imagerie computationnelle

Une étude de la littérature est proposée en conclusion de ce premier chapitre, permettant de suivre l'évolution de ce domaine émergent ainsi que des tendances actuelles. Les systèmes développés sont à nouveau classés en fonction de la capacité à contrôler les parties émettrices, se concentrant en premier lieu sur les systèmes à sources coopératives pour respecter la chronologie des premières publications.

### 1.4.2.1 Système d'imagerie à sources coopératives

La technique d'imagerie computationnelle adoptée dans ces travaux de thèse repose sur des travaux publiés en 2012 [94] par l'institut de recherche Xlim. Le principe est directement inspiré d'expériences de retournement temporel, initialement développées dans les années 1990 dans le domaine acoustique par l'institut Langevin (UMR ESCPI/CNRS, Paris) [95, 96], puis adaptées à partir de 2004 au domaine électromagnétique [97, 98]. Ces expériences permettent de tirer profit de la richesse des canaux de propagation en milieux complexes pour réaliser des focalisations spatiales et temporelles d'ondes par compensation de fonctions de transfert pré-caractérisées. Une collaboration entre l'institut Langevin et l'IETR (UMR Université de Rennes 1/CNRS, Rennes) a ensuite permis à partir de 2008 de mettre en évidence le possible multiplexage de signaux de nature électromagnétique en milieux réverbérants, tirant profit des propriétés de superposition en régime linéaire pour réaliser des focalisations indépendantes sur plusieurs récepteurs [99, 100]. La propagation en milieu complexe, habituellement limitante pour l'établissement de multiples communications à haut-débit, était ici exploitée pour assurer la focalisation spatiale de différentes informations afin de limiter les interférences entre utilisateurs. Ces activités nécessitaient cependant une connaissance des fonctions de transfert entre différents émetteurs et récepteurs. Ces efforts ont notamment pu être étendus à des fonctionnements en milieux non-stationnaires, réalisant de nouvelles caractérisations des canaux de propagation de

façon périodique [101].

Le laboratoire Xlim a proposé dans un premier papier une technique de localisation de cibles reposant sur l'exploitation d'une cellule réverbérante présentant 4 voies d'entrée vers une voie de sortie. Ce composant métallique de  $1.1 \times 0.7 \times 0.6 \text{ m}^3$  permettait l'obtention de fonctions de transfert orthogonales exploitées pour le multiplexage de signaux dans la bande 2-5 GHz [94] (Fig. 1.35).

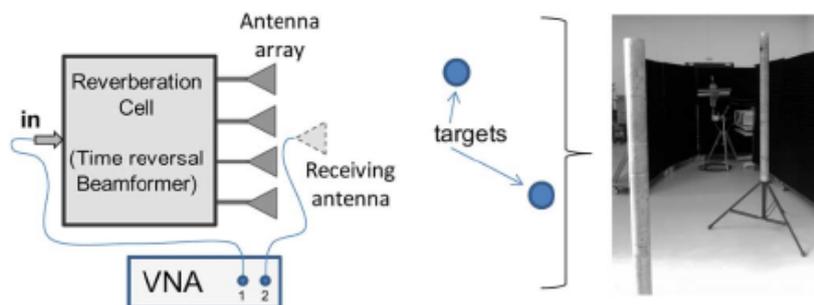


FIGURE 1.35 – Banc de mesure permettant de détecter deux cylindres en tant que cible [94].

Le principe reposait sur la mesure d'une unique réponse en transmission suivant une pré-caractérisation des fonctions de transfert du composant multiplexeur. De façon entièrement numérique, des focalisations indépendantes de poids complexes sur les différents ports de réception permettaient le filtrage spatial des signaux réfléchis par des cylindres métalliques, rendus localisables par formation de faisceaux numérique (Fig. 1.36). Le principe a ensuite été optimisé une première fois en 2013, proposant une amélioration de la technique initialement développée [102]. Une mesure réalisée sur un composant multiplexeur est étudiée pour présenter le principe du retournement temporel, tout en expliquant l'origine des distorsions obtenues après reconstruction des signaux (Fig. 1.37).

L'approche est premièrement analysée dans le domaine temporel, à partir de l'unique signal mesuré  $y(t)$  et d'une caractérisation préalable des réponses impulsionnelles  $h_i(t)$  du système. On souhaite reconstruire les signaux reçus par le réseau  $s_i(t)$  à partir de la mesure suivante :

$$y(t) = \sum_i^N s_i(t) * h_i(t) \quad (1.68)$$

Le symbole  $*$  représente ici un produit de convolution. L'estimation du signal reçu par l'antenne  $k$  est réalisée par retournement temporel de la façon suivante :

$$\hat{s}_k(t) = y(t) * h_k(-t) \quad (1.69)$$

$$\hat{s}_k(t) = s_k(t) * h_k(t) * h_k(-t) + \sum_{i \neq k} s_i(t) * h_i(t) * h_k(-t) \quad (1.70)$$

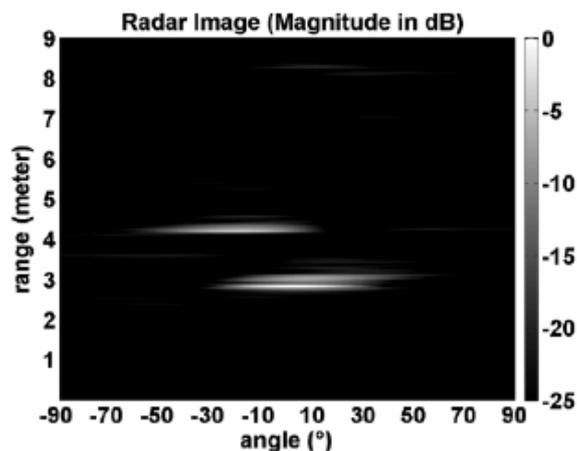


FIGURE 1.36 – Résultats de mesures utilisant la formation de faisceaux par retournement temporel à partir de la mesure d'un unique signal en transmission [94].

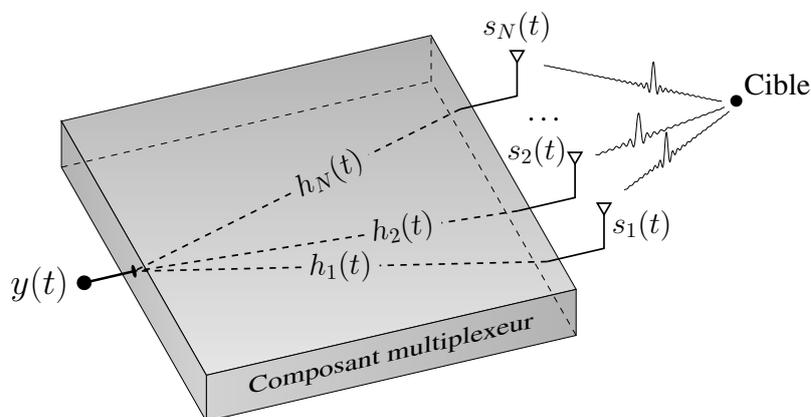


FIGURE 1.37 – Représentation générique d'un composant multiplexeur. Les  $N$  signaux reçus par le réseau d'antennes sont codés par la propagation dans le composant, puis sommés sur un port unique [103].

Par convolution de la réponse impulsionnelle associée au port  $k$ , retournée temporelle pour obtenir  $h_k(-t)$ , on identifie alors deux parties à l'estimation du signal [100]. D'une part, le signal utile  $s_k(t)$  est convolué à  $h_k(t) * h_k(-t)$ , qui est l'autocorrélation de  $h_k(t)$ . La constitution de canaux de propagation suffisamment riches permet d'assurer que l'autocorrélation de chaque réponse impulsionnelle tend vers un delta de Dirac  $\delta(t)$ , permettant ainsi une bonne estimation de  $s_k(t)$ . D'autre part, le signal comprend aussi  $N - 1$  termes d'interférences, composés des signaux reçus par les autres antennes convolués par les intercorrélations entre réponses impulsionnelles du système  $h_i(t) * h_k(-t)$ . Si le composant multiplexeur est conçu pour présenter des réponses suffisamment différentes, les termes d'intercorrélations sont alors faibles devant les autocorrélations, assurant un faible impact de ces distorsions. L'écriture de ce problème dans le domaine fréquentiel permet de transformer les produits de convolution en produits simples. Le retournement temporel correspond alors à une conjugaison de phase d'un signal, impliquant que  $\mathfrak{F}(h_k(-t)) = H_k(f)^* = |H_k(f)| \exp(-j\angle H_k(f))$ .

L'estimation des signaux dans le domaine fréquentiel prend alors la forme suivante :

$$\hat{S}_k(f) = Y(f)H_k(f)^* \quad (1.71)$$

$$= S_k(f)H_k(f)H_k(f)^* + \sum_{i \neq k} S_i(f)H_i(f)H_k(f)^* \quad (1.72)$$

$$= S_k(f)|H_k(f)|^2 + \sum_{i \neq k} S_i(f)|H_i(f)||H_k(f)| \exp(j(\angle H_i(f) - \angle H_k(f))) \quad (1.73)$$

La compensation de phase est ainsi bien réalisée sur la partie utile, mais des distorsions sont constatées sur les reconstructions. Ces dernières sont à la fois liées au possible déséquilibre énergétique entre les canaux du composant ainsi qu'aux termes complexes ramenés par les couplages entre voies. Le développement d'une technique matricielle permis de proposer une première méthode de correction à l'instant de focalisation [102] (Fig. 1.38), par la suite exploitée dans une transposition au domaine millimétrique de ces techniques [104].

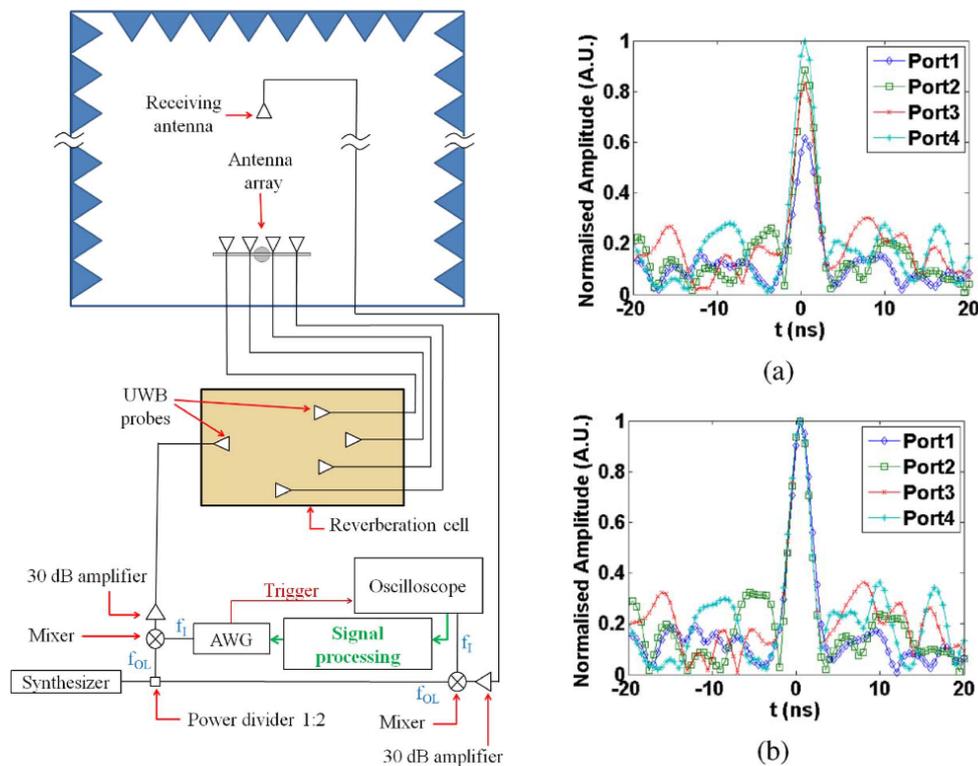


FIGURE 1.38 – Validation d'une technique de pré-correction permettant d'améliorer les reconstructions réalisées. Les distorsions déterministes causées par des réponses impulsionnelles précaractérisées sont corrigées à l'instant de focalisation afin d'améliorer le processus de formation de faisceau numérique réalisé par technique computationnelle [102].

Des travaux ont ensuite été réalisés entre 2012 et 2015 pour miniaturiser les composants exploités pour le multiplexage des ondes émises et reçues, tout en développant des techniques

de reconstruction plus performantes [103]. Des validations ont pu être réalisées au moyen de circuits imprimés sur des substrats microonde, facilitant la potentielle intégration de ces techniques [105, 106] (Fig. 1.39).

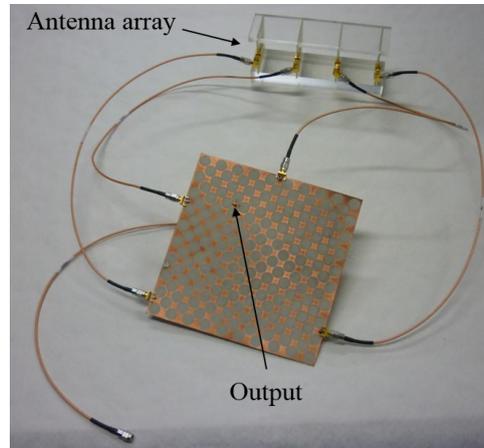


FIGURE 1.39 – La cellule réverbérante initialement exploitée est remplacée ici par un composant multiplexeur imprimé sur un substrat microonde. Des expériences ont pu être réalisées dans la bande 2-4 GHz à l'aide de ce nouveau composant plus compact [105].

Le développement de ce système de localisation, basé sur la conception d'un composant compact optimisé pour la bande 2-4 GHz, permet d'estimer la position de cibles à partir de la mesure d'un unique signal de transmission. L'optimisation des techniques de reconstruction associées et le développement d'un banc expérimental fonctionnant dans le domaine temporel ont permis une première validation de ces principes en temps-réel (Fig. 1.40).

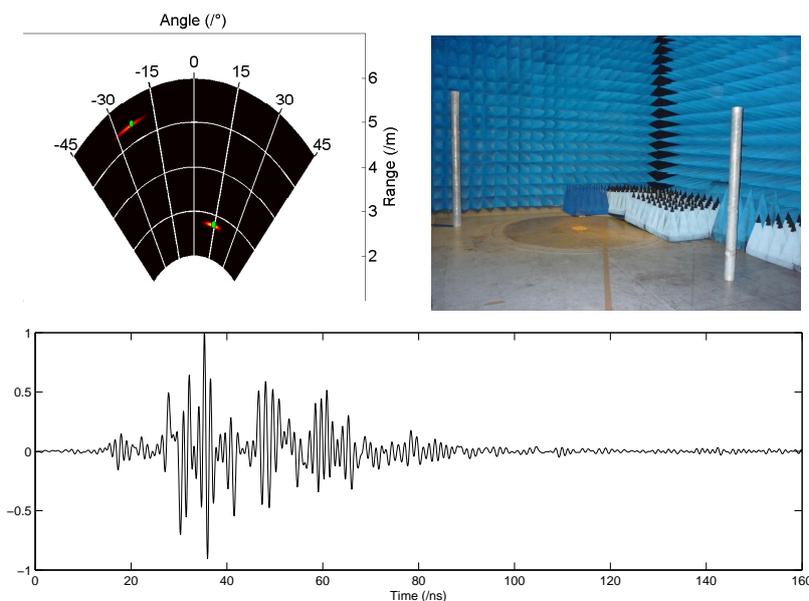


FIGURE 1.40 – La signature de deux cibles isotropes est reconstruite dans une cartographie angle-distance à partir d'une unique mesure de signal en transmission [105].

De façon indépendante, des travaux analogues ont été développés à l'Université de Duke en Caroline du Nord. Dans une première publication datant de 2013, une technique d'imagerie reposant sur l'exploitation d'une ouverture rayonnante uni-dimensionnelle était proposée [107]. Cette dernière était composée d'une distribution de résonateurs sub-longueurs d'ondes, accordés de façon aléatoire à différentes fréquences de la bande 18.5-25 GHz. Cette conception a permis de concevoir une antenne à métamatériaux capable de rayonner des diagrammes indépendants dans la bande d'analyse, autorisant la reconstruction d'une scène à partir de signaux réfléchis sur un port unique (Fig. 1.41).

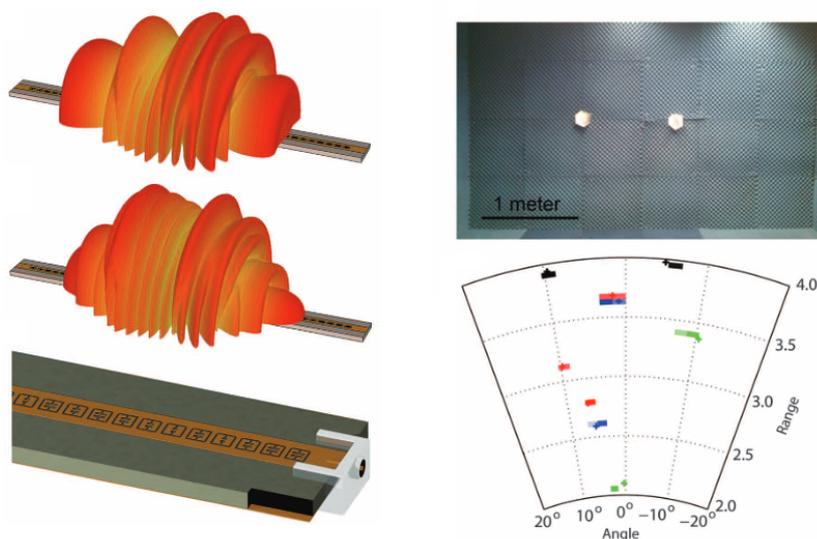


FIGURE 1.41 – Conception d'une ouverture rayonnante uni-dimensionnelle exploitée pour l'imagerie de cibles ponctuelles. Chaque image est reconstruite à partir d'une mesure fréquentielle en réflexion [107]

Les formalismes développés pour ces activités, basées sur l'estimation et la compensation des champs rayonnés interrogeant la scène, ont démontré leur efficacité à plusieurs occasions [108, 109]. L'adaptation de ces approches à de plus grands systèmes d'imagerie étaient cependant limitée par les performances des antennes à métamatériaux qui présentaient des pertes significatives et de faibles efficacités de rayonnement. Une collaboration entre l'Université de Limoges et celle de Duke a permis de développer un nouveau type d'antenne, réalisé selon un principe de cavité à fuites capable de rayonner des distributions de champ aléatoire variant rapidement avec la fréquence d'analyse (Fig1.42).

Un principe analogue avait déjà été proposé en 2005 dans le domaine acoustique par l'Institut Langevin, exploitant les réponses temporelles particulièrement riches d'une cavité en aluminium excitée par un ensemble de 31 transducteurs piézoélectriques [111]. Le principe proposé ici dans le domaine électromagnétique reposait sur le développement d'un prototype à très faible coût, fabriqué par impression 3D plastique et recouvert de ruban adhésif conducteur. Les mesures réalisées ici dans le domaine électromagnétique dans la bande 17.5 – 26.5 GHz ont permis la reconstruction d'images tri-dimensionnelles de cibles à une distance  $R = 50$  cm (Fig. 1.43).

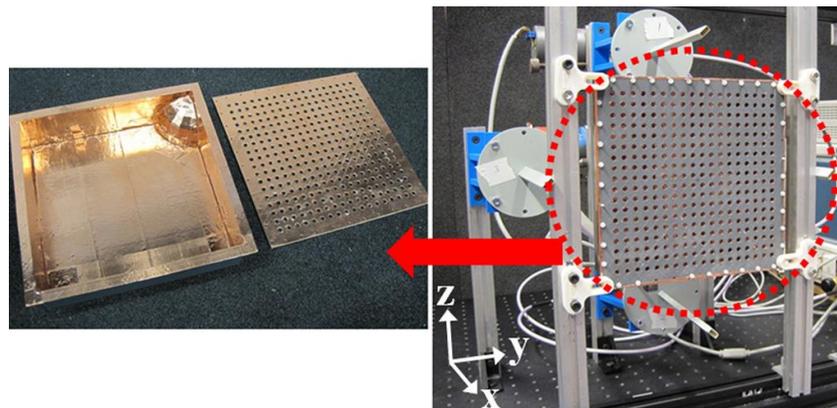


FIGURE 1.42 – Cavité à fuites développée lors d'une première collaboration entre l'Université de Limoges et l'université de Duke et images reconstruites [110].

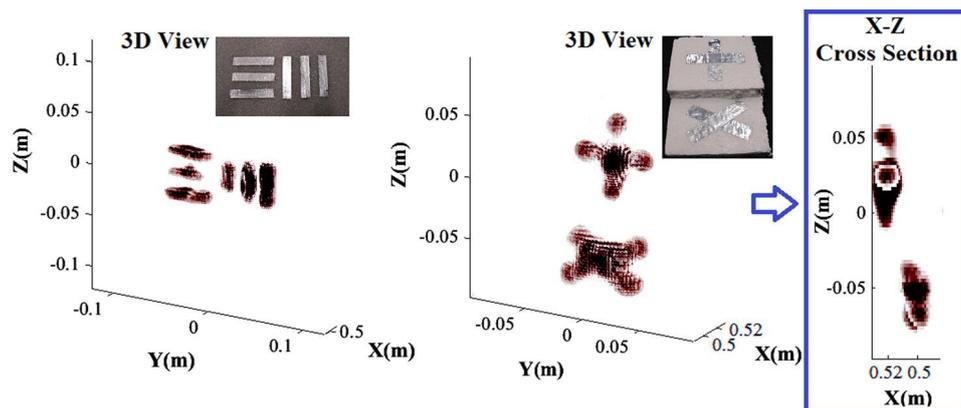


FIGURE 1.43 – Reconstructions volumiques réalisées à chaque fois à partir de huit signaux mesurés, issus de l'interaction entre la cavité à fuites et quatre antennes guide d'onde [110].

La cavité était alimentée par deux ports d'accès et en interaction avec quatre guides d'onde, permettant ainsi la reconstruction d'images de résolution centimétriques à partir de huit signaux fréquentiels de 499 échantillons. Cette première preuve de concept a par la suite été ré-exploitée et optimisée, permettant de limiter le nombre de signaux à mesurer et ouvrant la voie à de nouvelles modalités d'imagerie computationnelle polarimétrique [112] et par mesure d'intensité [113, 114] en 2016 et 2017.

Ce principe de multiplexage par codage des informations dans la couche physique a par la suite été adapté aux systèmes radar plus conventionnels dans une publication parue en 2016 [115]. Un démonstrateur de système d'imagerie MIMO (Multiple Inputs Multiple Outputs) a ainsi été développé, nécessitant la mesure d'un unique signal contenant l'interaction entre

24 antennes utilisées conjointement en émission et réception, soit 576 signaux estimés pour la reconstruction d'images (Fig. 1.44).



FIGURE 1.44 – Preuve de concept d'un système d'imagerie computationnelle MIMO développé pour des applications radar en champ proche.

Suivant la caractérisation des fonctions de transfert entre les 24 ports de connexion des antennes et les deux ports de mesure, des images microonde ont pu être reconstruites à partir de simple mesures en transmission (Fig. 1.45). L'expérience fut réalisée dans la bande 2.5-12.5 GHz échantillonnée par 16000 points de mesure.

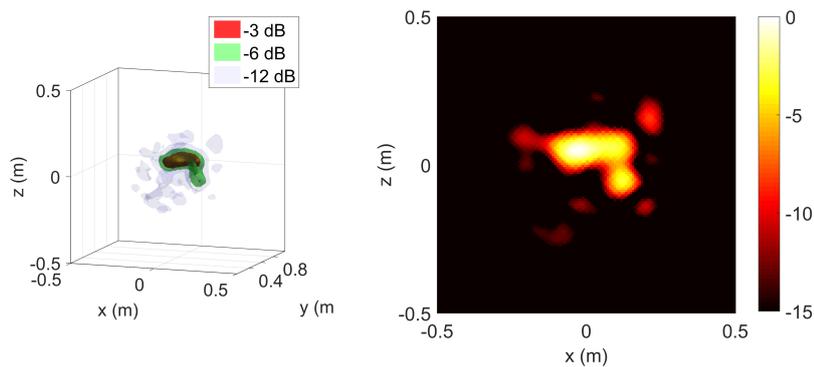


FIGURE 1.45 – Reconstructions réalisées à partir d'un signal unique capturé dans la bande 2.5-12.5 GHz. Une vue tri-dimensionnelle et une coupe dans le plan de la cible métallique sont affichées.

L'optimisation de ces techniques d'imagerie a permis en 2017 de proposer un premier prototype de scanner corporel pour des applications de menaces enfouies sous les vêtements [116]. Développant une grande ouverture rayonnante composée de cavités à fuites opérant dans la bande 17.5-26.5 GHz, l'interaction entre 24 émetteurs et 72 récepteurs permettait de projeter des distributions de champs aléatoires sur la scène à imager (Fig. 1.46). Le balayage séquentiel des 24 émetteurs permettait la mesure de 1728 signaux exploités pour la reconstruction d'images volumétriques d'un mannequin à une résolution transverse sub-centimétrique (Fig. 1.47).

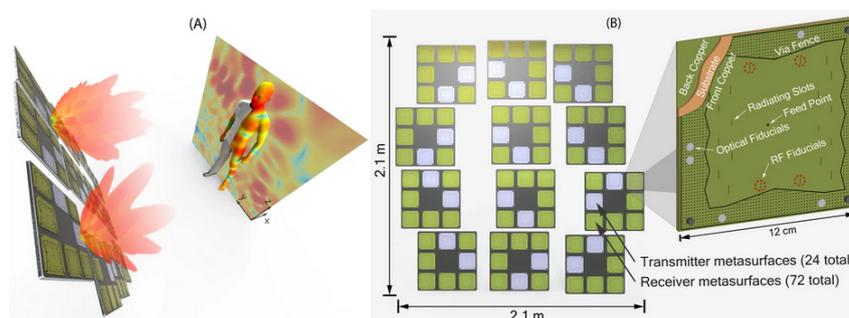


FIGURE 1.46 – Conception d'un scanner corporel composé de 96 métasurfaces [116].

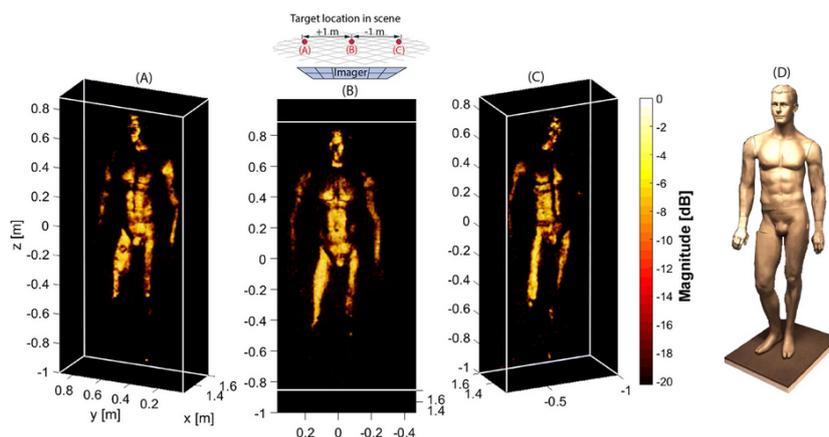


FIGURE 1.47 – Résultats du système d'imagerie computationnelle développée pour des applications de scan corporel [116].

Ce domaine émergent a ensuite été enrichi d'un nombre croissant de publications proposant la transposition de techniques aux bandes millimétriques. La montée en fréquence permet dans ce contexte particulier de faciliter la conception de systèmes d'imagerie plus facilement intégrables, leurs dimensions dépendant directement des longueurs d'onde d'opération. L'université de Duke a proposé à partir de 2017 des preuves de concept de systèmes d'imagerie computationnelle opérant en bande W (75GHz-110GHz). Dans un premier papier, la conception d'un système d'imagerie opérant dans cette bande de fréquence est étudiée, se concentrant notamment sur la synthèse d'ouvertures rayonnantes par association de guides d'ondes et de métasurfaces. Transposant le principe de cavité à fuites à cette nouvelle bande de fréquence, une publication présentant cette fois-ci une preuve de concept expérimentale a pu être proposée en 2018 [117], tel qu'illustré par la figure 1.48.

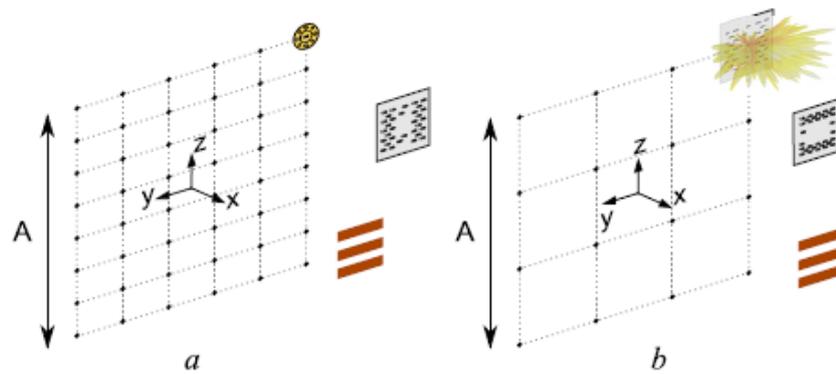


FIGURE 1.48 – Comparaison de deux scénarios d'imagerie par synthèse d'ouverture. Le premier cas (a) illustre un système SAR conventionnel, basé sur le déplacement d'un guide d'onde. Un deuxième cas représente une expérience analogue, exploitant cette fois-ci une cavité à fuites déplacée sur une grille plus large. Le diagramme de rayonnement à 92.5 GHz est affiché pour illustré [117]

Exploitant la diversité spatio-fréquentielle de l'antenne conçue pour cette démonstration, il est proposé ici de réaliser une expérience d'imagerie par synthèse d'ouverture (SAR) à l'aide d'un nombre restreint de positions spatiales par rapport à un système conventionnel équivalent. La comparaison de reconstructions réalisées par simulation et en mesure est proposée dans la figure 1.49.

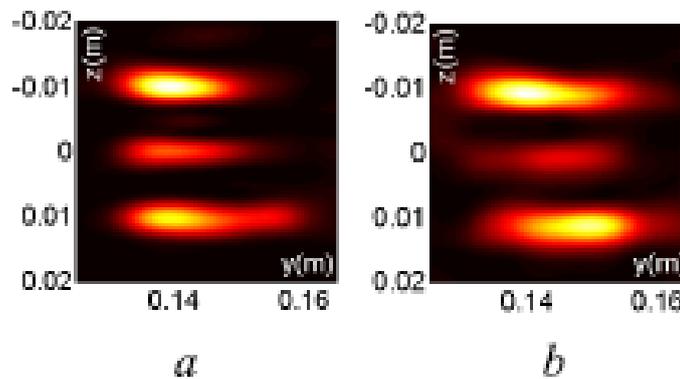


FIGURE 1.49 – Comparaison des résultats d'imagerie de simulation (a) et de mesures (b) d'une cible à trois bandes avec la configuration une cavité en transmission et une en réception [117].

L'adaptation de ces techniques aux bandes millimétriques a aussi été proposée par l'IETR en 2018 [104, 118, 119]. Dans un premier papier, le principe de composant multiplexeur est exploité pour réaliser des focalisations à différents foyers d'une lentille de Luneburg [104]. Un système à balayage présentant quatre faisceaux indépendants est ainsi développé afin de localiser des cibles (Fig. 1.50).

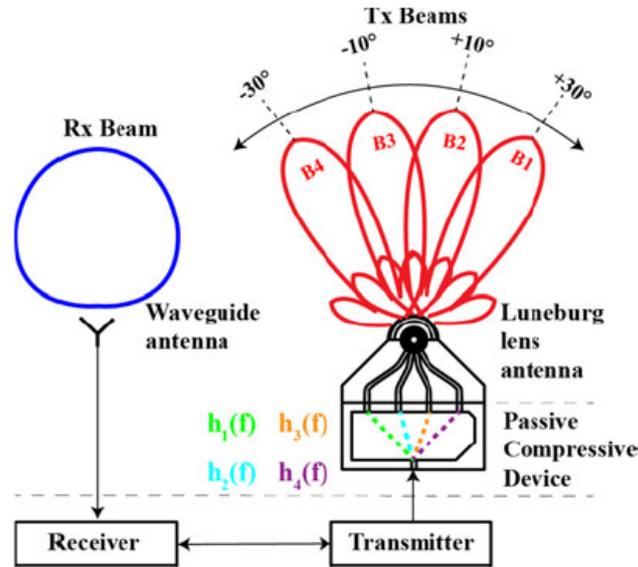


FIGURE 1.50 – Un système d'imagerie à 4 faisceaux en utilisant un composant compressif [104].

Les mesures ont été effectuées autour 58 GHz avec une bande passante de 16 GHz échantillonnée par 2001 points de fréquence. L'excitation des quatre faisceaux de ce système a finalement permis la localisation de plusieurs cibles, extrayant les temps de vol des ondes émises et reçues dans chaque configuration (Fig. 1.51).

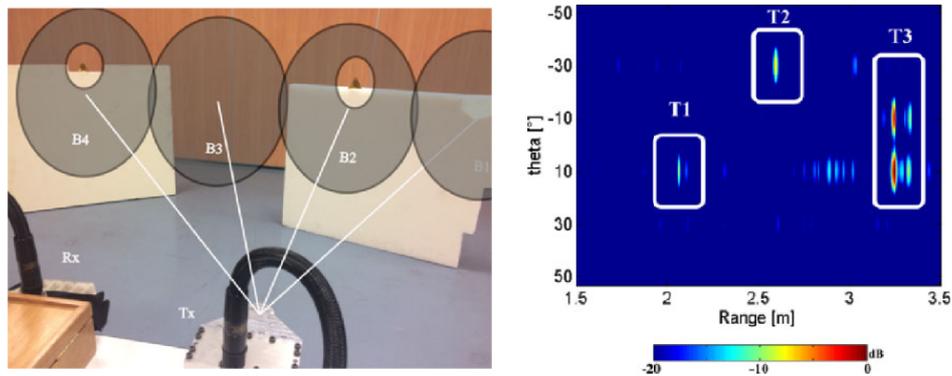


FIGURE 1.51 – Estimation de la distance de cibles positionnées sur les différents faisceaux générés [104].

Le composant développé dans la bande 50-66 GHz a pu aussi être exploité pour la constitution d'un système d'imagerie MIMO [119], proposant un montage similaire à ceux précédemment décrits mais transposé à plus hautes fréquences (Fig. 1.52).

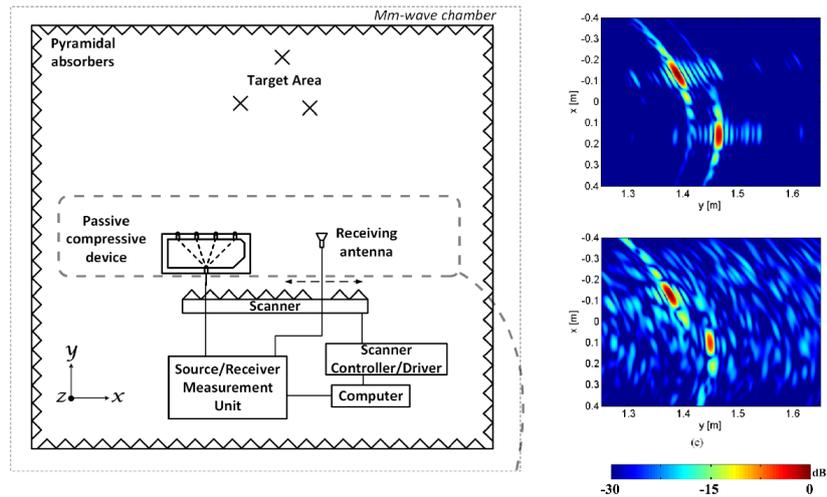


FIGURE 1.52 – Principe d'imagerie computationnelle MIMO à 58 GHz, reposant sur l'exploitation d'un composant multiplexeur  $1 \times 4$  et d'une antenne de réception translatée dans l'espace. Les résultats obtenus à partir d'un système conventionnel composé d'une antenne d'émission classique et d'un réseau synthétique de réception de 40 positions (en haut à droite) sont comparés avec ceux obtenus en utilisant la cavité à fuites en émission et seulement 10 positions de récepteurs (en bas à droite). Le principe de réseau virtuel exploité dans ce montage permet de justifier les performances en résolution comparables [119], réalisant une convolution spatiale de l'ouverture du composant multiplexeur et des positions du réseau synthétique.

La résolution est optimisée dans ce montage en réalisant une série d'acquisitions pour différentes positions de l'antenne de réception. Suivant des motivations similaires à celles étudiées précédemment et publiées la même année ([117], Fig. 1.48), il est démontré dans ces travaux que l'exploitation d'un système computationnel permet de limiter la quantité d'acquisitions spatiales des systèmes d'imagerie à synthèse d'ouverture.

Cette section aura permis d'explorer un ensemble de systèmes d'imagerie computationnelle, capables d'interroger la réflectivité de différentes cibles dans des scénarios de champ proche. Ces preuves de concept avaient pour point commun la nécessaire utilisation de sources contrôlées et synchronisées avec les récepteurs utilisés. Motivé par le contexte spécifique dans lequel ces travaux de thèse sont réalisés, une dernière section est proposée pour étudier les systèmes spécifiques s'affranchissant de l'usage de sources coopératives.

#### 1.4.2.2 Imagerie computationnelle interférométrique

La transposition des techniques d'imagerie computationnelle est étudiée par l'institut de recherche Xlim dans le cadre d'une thèse initiée en 2014 [120]. Ces travaux ont bénéficié à partir de 2015 d'un financement l'ANR dans le cadre du projet Pixel, en collaboration avec la société MC2 Technologies et le CEA Gramat. Dans une première publication parue en 2016, le principe d'imagerie computationnelle par synthèse d'ouverture interférométrique est proposé en exploitant la cavité initialement développée dans [115] pour l'imagerie MIMO. Connectant cette fois si deux récepteurs aux ports du composant multiplexeurs, les techniques précédemment développées pour les systèmes à sources coopératives a pu être adapté aux techniques d'in-

terférométrie présentées précédemment (Fig. 1.53). Pour limiter les redondances, les traitements numériques requis pour la reconstruction des signaux seront présentés en chapitre 3, permettant de présenter par la suite quelques avancées réalisées dans ce domaine spécifique.

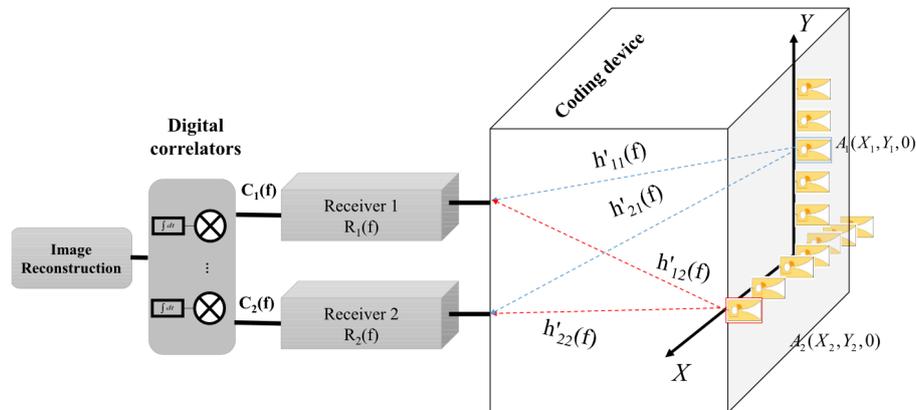


FIGURE 1.53 – Architecture d'un système d'imagerie computationnelle à synthèse d'ouverture interférométrique. La corrélation entre signaux mesurés sur les différents ports du composant multiplexeur permet d'interroger l'émissivité d'une scène composée de sources incohérentes [121].

Une première preuve de principe permet de localiser une source de bruit ponctuelle à l'aide de premières techniques de reconstruction. La figure 1.54 présente les résultats obtenus à partir d'un prototype opérant dans la bande 2.5-3.5 GHz. Le terme SAIR correspond ici à l'imagerie interférométrique conventionnelle (Synthetic Aperture Interferometric Radiometer), tandis que CSAIR correspond à la technique analogue, faisant usage de seulement deux ports de mesures pour 16 antennes réceptrices.

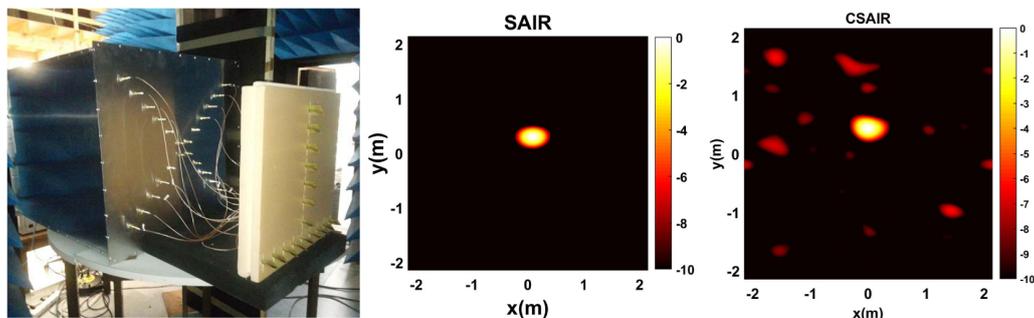


FIGURE 1.54 – Reconstruction de la position d'une source de bruit par une technique interférométrique nécessitant la mesure des informations reçues par 16 antennes et comparaison des résultats obtenus avec l'approche computationnelle, nécessitant seulement 2 voies de mesure.

Le principe et les formalismes associés ont par la suite pu être optimisés dans une nouvelle publication parue en 2018. Étudiant premièrement l'évolution des performances obtenues en fonction du nombre de voies de mesure, des images ont pu être reconstruites à partir d'une superposition de sources de bruit ponctuelles et parfaitement décorrélées (Fig. 1.55).

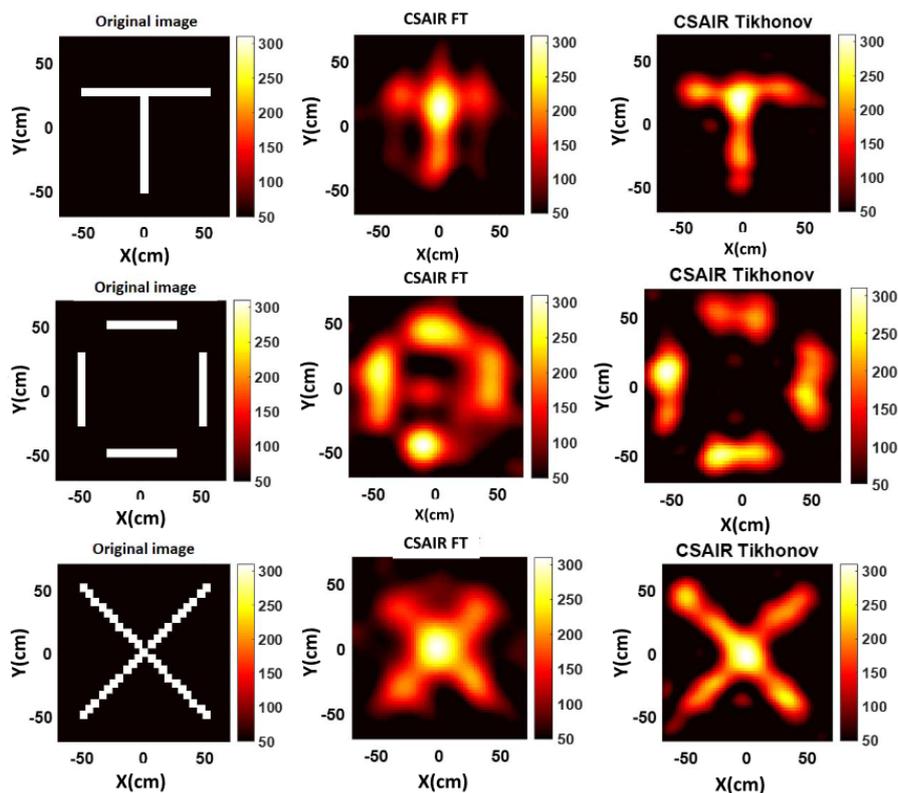


FIGURE 1.55 – Reconstruction de scènes réalisées par superposition de sources de bruit à l'aide d'un composant multiplexeur présentant un réseau de 16 antennes en face avant et 4 ports de mesure en face arrière. Les reconstructions sont comparées dans le cas SAIR conventionnel, ainsi qu'avec l'approche computationnelle en exploitant d'une part une technique basée sur des transformées de Fourier rapides, et d'autre part une régularisation de Tikhonov, dont le seuil est optimisé [122].

A l'aide de formalismes de reconstruction optimisés, une meilleure estimation des corrélations entre signaux reçus par les antennes a finalement permis la reconstruction de formes plus complexes. L'utilisation d'outils de mesure opérant dans le domaine temporel ouvra par ailleurs la voie à un fonctionnement en quasi-temps réel, nécessitant à l'aide des algorithmes optimisés de l'ordre de 300 ms pour reconstruire une image sur un ordinateur portable [122].

Des travaux ont été réalisés de façon indépendante par l'IETR sur une thématique commune, étudiant l'exploitation de techniques computationnelles adaptées à l'imagerie thermique [123]. Dans une publication parue en 2017, le principe de cavité à fuite est exploité pour la localisation de sources de bruit dans la bande 8-12 GHz [124] (Fig. 1.56). Suivant une pré-caractérisation des champs rayonnés et une estimation des matrices de transfert reliant la scène à imager aux signaux fréquentiels mesurés, des reconstructions d'images ont pu être réalisées en interrogeant l'intensité des sources de bruits ponctuelles disposées devant l'ouverture rayonnante.

Travaillant dans un contexte où la scène à imager est composée de relativement peu de structures, l'exploitation de techniques de reconstruction contraintes en parcimonie a aussi été traitée par cette équipe de recherche. Ces approches, particulièrement bien adaptées à l'imagerie

de sources ponctuelles permettent de limiter la quantité d'échantillons mesurés sous couvert d'avoir une garantie du niveau stable et prédictible de la parcimonie (*sparsity* en anglais) de la scène à imager (Fig. 1.57).

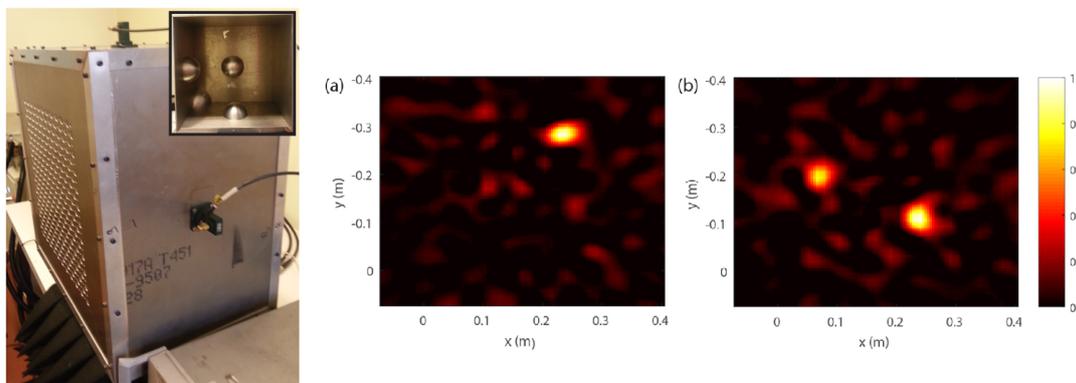


FIGURE 1.56 – Conception d'une cavité à fuite opérant dans la bande 8-12 GHz, exploitée pour la localisation de sources de bruit.

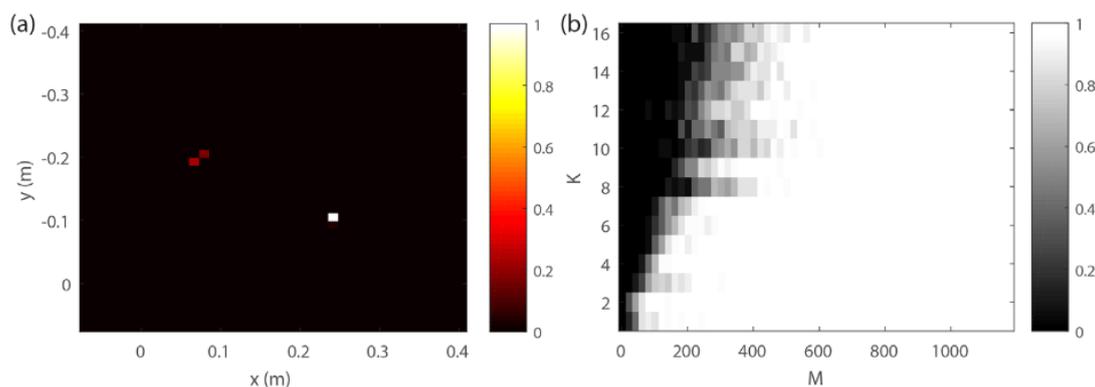


FIGURE 1.57 – (a) Reconstruction de deux sources de bruit par une technique contrainte en parcimonie (norme  $\ell_1$ ). Ces techniques requiert d'avoir une connaissance générale de la quantité d'informations indépendantes présentes dans la scène à imager. (b) Probabilité de reconstruction valide pour  $K$  sources de bruit de  $N = 676$  pixels composants l'image. La valeur  $M$  correspond au nombre d'échantillons mesurés pour chaque ensemble d'essais.

Suivant la théorie du *compressive sensing* [125], la quantité d'acquisitions nécessaire pour sonder l'espace avec des distributions de champ parfaitement aléatoires peut être fortement réduite en reconstruisant un faible nombre de sources indépendantes. La quantité d'échantillons nécessaires pour assurer de bonnes reconstruction était supérieure aux limites théoriques mais la tendance générale observée correspondait bien avec la théorie, observant une frontière définie entre  $K$  et  $M$ . Les auteurs supposent dans l'article que les différences constatées sont liées à une caractérisation imparfaite des champs rayonnés. L'exploitation de techniques contraintes en parcimonie en imagerie computationnelle a aussi été investiguée par les chercheurs de l'Université de Duke dans le cadre de leurs premiers travaux reposants sur l'exploitation de sources coopératives [107, 108].

Des tubes fluorescents sont aussi exploités dans les travaux réalisés par l'IETR [123, 124], générant des signaux aléatoires permettant cette fois-ci d'imager des sources incohérentes spatialement étendues (Fig. 1.58).



FIGURE 1.58 – Photographie des scènes à imager. Deux lampes fluorescentes espacées de 11 cm [123].

La caractérisation du rayonnement de la cavité selon les deux polarisations transverses a permis de démontrer la possible adaptation de l'imagerie computationnelle interférométrique à la détection d'états de polarisation rayonnés (Fig. 1.59).

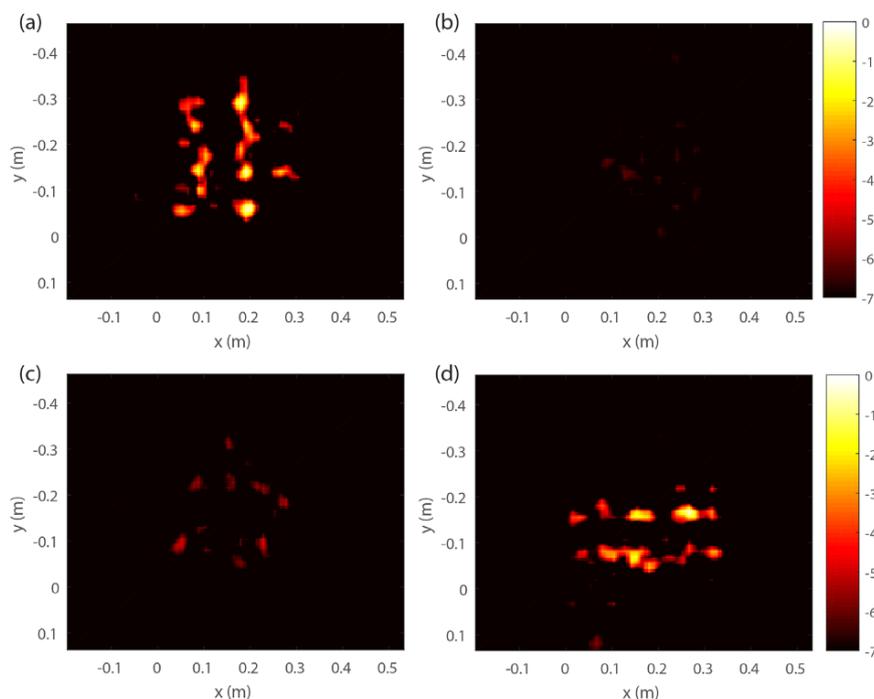


FIGURE 1.59 – Reconstruction polarimétrique de deux tubes fluorescents par imagerie interférométrique computationnelle. L'orthogonalité des champs rayonnés par la cavité à fuites selon les deux polarisations transverses a permis la détection polarimétrique de l'intensité des signaux émis, dépendant directement de l'orientation des tubes.

Cette démonstration permet non seulement de réaliser une détection d'une distribution spatiale de sources incohérentes rayonnant en bande X, mais aussi d'ouvrir la voie à de nouvelles

techniques de détection interférométrique de différents états de polarisation. Des travaux publiés la même année étudiaient quant à eux l'adaptation de ces techniques computationnelles à la détection polarimétrique de sources cohérentes [112, 126].

## 1.5 Conclusion

Ce chapitre introductif a permis de mieux définir les contours de ce sujet de doctorat, portant sur le développement de techniques d'imagerie computationnelle et interférométrique opérant dans le domaine millimétrique. Une classification des différentes architectures d'imagerie a premièrement été nécessaire. Cette première partie a permis de mieux définir les distinctions et les caractéristiques associées aux systèmes radar, se concentrant ici sur la capacité à contrôler les sources rayonnantes exploitées pour la collecte d'informations. Ces travaux sont réalisés dans le contexte d'une collaboration de recherche évoluant dans un projet financé par l'ANR, motivée par la conception de scanners corporels permettant la détection de menaces ou d'objets illicites enfouis sous les vêtements. L'étude de différentes solutions fonctionnelles a permis de mettre en avant les caractéristiques de plusieurs prototypes, mettant ainsi en avant les avantages et les limitations techniques associées au développement de systèmes interférométriques. Ces derniers ont ensuite été étudiés avec une plus grande attention, décrivant leurs fonctionnements et les techniques numériques associées permettant la reconstruction d'images. Ce chapitre a enfin été conclu par une section portant sur l'émergence et l'évolution du domaine de l'imagerie radar computationnelle. Ayant premièrement décrit les principes généraux associés à ces techniques, une étude bibliographique a été proposée afin de mieux cerner les aspects spécifiques des approches computationnelles. Partant de premiers travaux réalisés avec des systèmes d'imagerie à sources cohérentes et contrôlées, une description des systèmes interférométriques a finalement pu être proposée dans le contexte encore sous exploré de l'imagerie de sources spatialement et temporellement incohérentes.

Les preuves de concept proposées dans ces travaux de thèse reposent sur le développement d'un composant multiplexeur opérant en bande W. Une description du fonctionnement et du dimensionnement de ces composants est proposée dans le prochain chapitre, dans l'optique d'élaboration de bancs expérimentaux d'imagerie computationnelle interférométrique fonctionnant autour de 90 GHz.

# CHAPITRE 2

## Étude de codeurs analogiques pour l'imagerie computationnelle interférométrique

### Sommaire

---

2.1	Introduction . . . . .	68
2.2	Caractéristiques et modélisation de la cavité . . . . .	68
2.3	Réalisation des cavités . . . . .	76
2.4	Conclusion . . . . .	85

---

## 2.1 Introduction

L'objectif de ces travaux est de concevoir un dispositif de multiplexage par codage analogique, associé à un réseau d'antennes pour simplifier les architectures des systèmes d'imagerie à synthèse d'ouverture interférométrique. L'utilisation de la cavité chaotique a déjà été présentée dans d'autres travaux dans le domaine acoustique [96, 111] ou en microonde [104, 110, 121, 124, 127]. L'intérêt est de réaliser un codage analogique sur les systèmes d'imagerie pour minimiser le nombre de voies actives nécessaire à la réception (et/ou transmission) des signaux. Cette technique consiste à coder simultanément les signaux issus d'un réseau de  $m$  antennes par les réponses impulsionnelles d'un dispositif à  $m$  voies d'entrée et  $n$  voies de sortie. On impose alors  $n < m$  afin de réduire le nombre de chaînes de réception nécessaire au fonctionnement du système d'imagerie. Cette approche repose sur le multiplexage des signaux d'antennes, réalisé ici de façon analogique et passive dans la couche physique. L'efficacité dépend du degré de corrélation entre les différentes voies du dispositif de codage. Dans ces travaux, le codage analogique est réalisé grâce à une cavité électriquement large (les dimensions sont grandes devant la longueur d'onde d'opération). On exploite alors la diversité modale de la cavité pour créer des réponses impulsionnelles pseudo-orthogonales et assurer une qualité d'image comparable à celle d'un système conventionnel avec moins de signaux mesurés. Bien que ce principe soit exploité principalement en réception dans ces travaux, ces approches peuvent être exploitées en émission pour générer passivement des signaux orthogonaux permettant donc d'utiliser une chaîne de transmission unique alimentant plusieurs antennes [105, 115, 120].

Dans ce deuxième chapitre, un modèle analytique du comportement d'une cavité a été développé en collaboration avec le CEA-Gramat dans le cadre du projet ANR PIXEL. L'objectif de ce modèle est de pouvoir estimer analytiquement les paramètres de cavités afin d'anticiper les performances de ces dernières. L'intérêt d'une telle approche sera de pouvoir dimensionner des composants multiplexeurs tout en limitant au maximum le nombre de simulations électromagnétiques et de fabrications.

## 2.2 Caractéristiques et modélisation de la cavité

### 2.2.1 Théorie générale

Le codage analogique exploité au cours de ces travaux de thèse est réalisé grâce à une cavité électromagnétique surdimensionnée par rapport aux longueurs d'onde d'opération. Le comportement fortement multimodale de ce type de cavité peut s'apparenter à celui d'une chambre réverbérante utilisée dans le domaine de la compatibilité électromagnétique. Pour atteindre un multiplexage efficace, il est nécessaire de garantir des fonctions de transfert orthogonales entre chaque couple entrée/sortie de la cavité [94, 100]. Ceci peut être réalisé grâce à un régime de fonctionnement conduisant à une répartition du champ pseudo-homogène et pseudo-isotrope [128]. Dans le cas simplifié d'une cavité parallélépipédique, le nombre moyen de modes est donné par l'approximation de Weyl (2.1) :

$$N(f) = \frac{8 \pi V f^3}{3 c^3} \quad (2.1)$$

où  $V$  est le volume de la cavité,  $f$  est la fréquence de travail et  $c$  est la vitesse de la lumière.

Le nombre de modes croît en fonction du cube de la fréquence. Des dimensions suffisamment grandes devant la longueur d'onde permettent donc d'assurer une diversité fréquentielle importante. Dans ce régime de fonctionnement, la réponse impulsionnelle entre 2 points  $i$  et  $j$  de la cavité peut s'écrire [129] :

$$h_{i,j}(t) = n_{i,j}(t) e^{-\frac{t}{2\tau_{rc}}} \quad (2.2)$$

avec  $n(t) \sim N(0, \sigma^2)$  une distribution aléatoire gaussienne de valeur moyenne nulle et de variance  $\sigma^2$  et  $\tau_{rc}$  le temps de décroissance relié aux pertes dans la cavité et donc à son facteur de qualité composite [130] :

$$Q = 2 \pi f \tau_{rc} \quad (2.3)$$

Cette dernière relation est cruciale pour l'optimisation du codeur. En effet, un fort facteur de qualité permet de minimiser le recouvrement modal et offre un maximum de diversité fréquentielle pour la synthèse de fonctions de transfert indépendantes. Ce phénomène se traduit dans le domaine temporel par la maximisation des durées des réponses impulsionnelles, permettant grâce aux distributions aléatoires entre chaque couple d'accès de limiter le niveau de corrélation entre ces dernières. L'augmentation du facteur de qualité nécessite cependant de limiter toutes formes de pertes d'énergie initialement injectée dans une cavité. Les mécanismes de couplage et/ou de rayonnement étant directement exploités par les applications visées, il sera nécessaire de trouver un compromis entre facteur de qualité et rendement en transmission [110].

Le nombre de modes indépendants présents dans la cavité peut également être optimisé en générant un comportement chaotique de la cavité [96, 131]. Ce mode de fonctionnement peut être obtenu en utilisant une association de conditions aux limites régulières et convexes, permettant de briser les symétries d'une cavité parallélépipédique classique et d'assurer une distribution de champs plus homogène tout en limitant la corrélation spatiale [132].

Afin d'illustrer le principe de cette technique, les formalismes de bases de reconstructions des signaux présentés précédemment dans le premier chapitre seront rappelés dans la section suivante.

### 2.2.1.1 Méthodes d'analyse

En considérant le schéma de la figure 2.1, les signaux  $U_f$  mesurés sur chaque port  $p$  sont définis dans le domaine fréquentiel par l'expression (2.4) pour un composant compressif ayant  $m$  entrées et  $n$  sorties :

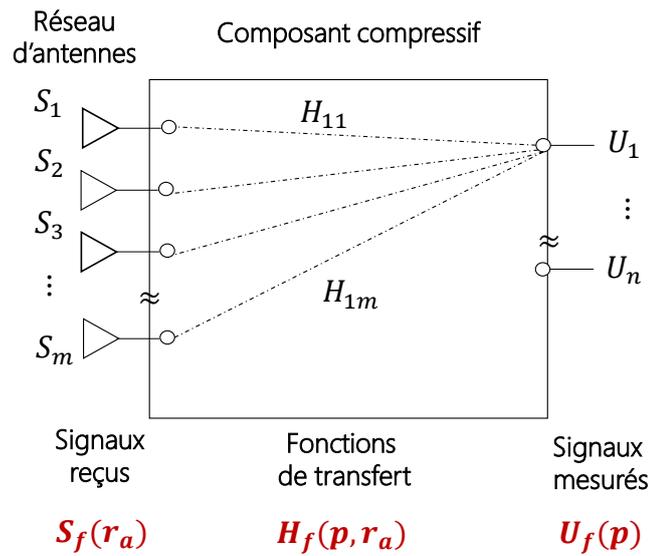


FIGURE 2.1 – Illustration d’une cavité  $m \times n$  connectée à  $m$  antennes (réseau d’antennes linéaire dans ce cas) pour recevoir les signaux émis par l’objet et  $n$  sorties pour mesurer les signaux multiplexés,  $\mathbf{H}$  sont les fonctions de transfert de la cavité.

$$U_f(\mathbf{p}) = \sum_{\mathbf{r}_a} H_f(\mathbf{p}, \mathbf{r}_a) S_f(\mathbf{r}_a) \quad (2.4)$$

Dans cette expression,  $S_f(\mathbf{r}_a)$  correspond aux signaux reçus par les antennes de réception de positions  $\mathbf{r}_a$ . Les signaux sont multiplexés par les fonctions de transfert de la cavité  $H_f(\mathbf{p}, \mathbf{r}_a)$ , préalablement caractérisées. Comme évoqué précédemment, l’approche d’estimation des signaux incidents dépend directement de l’orthogonalité entre les fonctions de transfert. Cette reconstruction est réalisée en écrivant l’expression précédente sous forme matricielle :

$$\mathbf{u}_f = \mathbf{H}_f \mathbf{s}_f \quad (2.5)$$

où les vecteurs sont notés en minuscules et présentent les dimensions suivantes à chaque fréquence  $\mathbf{u}_f \in \mathbb{C}^{n \times 1}$ ,  $\mathbf{s}_f \in \mathbb{C}^{m \times 1}$ . La matrice  $\mathbf{H}_f$ , notée en majuscule pour faciliter la lecture de l’opération, doit alors logiquement présenter les dimensions suivantes à chaque fréquence :  $\mathbf{H}_f \in \mathbb{C}^{m \times n}$ . La reconstruction des signaux reçus par les antennes peut ensuite être réalisée. On exploite pour cette première analyse une simple transposée-conjuguée des fonctions de transfert  $\mathbf{H}_f^\dagger$  :

$$\hat{\mathbf{s}}_f = \mathbf{H}_f^\dagger \mathbf{u}_f \quad (2.6)$$

$$\hat{\mathbf{s}}_f = \mathbf{H}_f^\dagger \mathbf{H}_f \mathbf{s}_f \quad (2.7)$$

La relation entre les signaux reçus par les antennes et leurs estimations dépend donc de la matrice de corrélation des fonctions de transfert à chaque fréquence :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}_f} = \mathbf{H}_f^\dagger \mathbf{H}_f \quad (2.8)$$

Tel qu'identifié dans le premier chapitre, une reconstruction idéale des signaux reçus repose sur l'obtention de fonctions de transfert faiblement corrélées, permettant de limiter l'impact des termes non-diagonaux causant des interférences entre les estimations. On définit alors  $\mathbf{R}_{t_0}$  comme étant la matrice de corrélation entre les réponses impulsionnelles du composant évaluée à un instant de focalisation  $t_0$  [103] comme suit :

$$\mathbf{R}_{t_0} = \begin{pmatrix} \sum_f \mathbf{h}_{1,f}^\dagger \mathbf{h}_{1,f} & \cdots & \sum_f \mathbf{h}_{1,f}^\dagger \mathbf{h}_{m,f} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_f \mathbf{h}_{m,f}^\dagger \mathbf{h}_{1,f} & \cdots & \sum_f \mathbf{h}_{m,f}^\dagger \mathbf{h}_{m,f} \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

Chaque vecteur  $\mathbf{h}_{i,f} \in \mathbb{C}^{n \times 1}$  est extrait de la colonne correspondante  $i$  de  $\mathbf{H}_f$ . Le produit de tous les couples de vecteurs permet de calculer les corrélations entre fonctions de transfert, sommés sur chaque fréquence  $f$  de la bande d'opération.

Il est proposé d'exploiter une métrique reposant sur l'évaluation de la distance entre la matrice de corrélation temporelle obtenue pour une cavité et le cas idéal d'une matrice identité de mêmes dimensions  $\mathbf{I}_m$ . On définit alors la norme  $N$  de la façon suivante [103] :

$$N = 10 \log \left( \frac{1}{m^2} \sqrt{\sum_{i,j} |\mathbf{R}_{t_0}^{(n)}(i,j) - \mathbf{I}_m(i,j)|} \right) \quad (2.10)$$

où  $\mathbf{R}_{t_0}^{(n)}$  correspond à la matrice de corrélation normalisée, définie de la façon suivante :

$$\mathbf{R}_{t_0}^{(n)} = \frac{\mathbf{R}_{t_0}}{\|\mathbf{R}_{t_0}\|} \quad (2.11)$$

Cette norme peut être définie comme étant l'erreur quadratique moyenne afin identifier non seulement le niveau de corrélation, mais aussi les différences énergétiques entre canaux qui peuvent être source de distorsion pour les prochaines étapes d'imagerie [103]. Cette norme  $N$  est directement liée au facteur de qualité composite, lui même proportionnel à l'étalement des réponses temporelles de la cavité, comme évoqué précédemment. Dans le cas idéal ( $Q$  infini), les meilleurs performances sont obtenues quand l'énergie des canaux est équi-amplitude et le niveau des interférences est nul. Il est cependant évident que ce cas idéal ne peut pas être atteint, souhaitant disposer d'un certain niveau de couplage entre les ports permettant de mesurer les  $n$  signaux multiplexés. Ces différents paramètres seront donc analysés lors de la conception des cavités exploitées pour la suite de ces travaux.

Dans de précédents travaux [103, 120], des cavités chaotiques de grandes dimensions ont permis de valider le concept de codage analogique en bande S pour des systèmes à synthèse d'ouverture multi-antenne, dédiés à de l'imagerie courte portée. Dans cette thèse, les concepts d'imagerie computationnelle sont étendus en bande W à travers la conception de deux prototypes. Une première cavité simple composée de 4 ports d'entrée et un unique port de sortie permettra la validation de principes d'imagerie ainsi que des modèles analytiques.

Un second prototype permettant d'étendre ces techniques à l'imagerie bi-dimensionnelle sera ensuite introduit, reposant sur l'exploitation de 16 voies d'entrées et deux ports de mesure.

Les caractéristiques géométriques des cavités seront déterminées grâce à la mise en œuvre d'un modèle analytique permettant d'estimer le facteur de qualité en fonction des paramètres physiques de ces dernières.

### 2.2.1.2 Modèle analytique

Pour éviter d'avoir un recours systématique à des simulations *full-wave* pour le dimensionnement de ce type de cavité, un modèle analytique a été développé afin de prédire le facteur de qualité de codeurs analogiques à partir de leurs paramètres géométriques et électriques. Cette étude a été effectuée dans le cadre du projet PIXEL en collaboration avec le CEA Gramat. Considérant une cavité dans laquelle on injecte une certaine quantité d'énergie  $W$ , le facteur de qualité est défini par le rapport entre cette dernière et la puissance dissipée  $P_d$ , intégrée sur chaque cycle d'oscillation de pulsation  $\omega$  :

$$Q = \omega \frac{W}{P_d} \quad (2.12)$$

Les pertes peuvent être de différentes natures :

- Les pertes métalliques  $P_\sigma$  sont dues à la conductivité finie du métal.
- Les pertes diélectriques  $P_\delta$  sont liées à la tangente de pertes caractérisant un matériau diélectrique et dues à la partie imaginaire de la permittivité des matériaux rencontrés.
- Les pertes par rayonnement  $P_{ray}$  sont causées par l'émission de champ électromagnétique dans le cas où le système n'est pas blindé.
- Les pertes par couplage  $P_{ext}$  traduisent le couplage évanescent entre le système et son environnement par des ports d'accès.

Les caractéristiques du multiplexeur  $n \times m$  considéré dans nos travaux permettent de négliger les pertes diélectriques et les pertes par rayonnement, considérant un milieu rempli d'air et électriquement clos en dehors des ports d'accès. Cette cavité, de conductivité  $\sigma$ , présente des iris de mêmes dimensions assurant un couplage identique avec l'extérieur (Fig. 2.2).

Ceci implique que les pertes totales sont exprimées de la façon suivante :

$$P_d = P_\sigma + P_{ext} \quad (2.13)$$

Le facteur de qualité  $Q_{tot}$  prenant en compte l'ensemble de ces mécanismes de pertes dépend alors d'un sous facteur traduisant la résistance surfacique des parois de la cavité  $Q_\sigma$  et l'ensemble des facteurs de qualité associés aux  $k$  ports d'accès  $Q_{ext}$ . L'expression globale de  $Q_{tot}$  prend alors la forme suivante [130, 133] :

$$\frac{1}{Q_{tot}} = \frac{1}{Q_\sigma} + \sum_{i=1}^k \frac{1}{Q_{ext_i}} \quad (2.14)$$

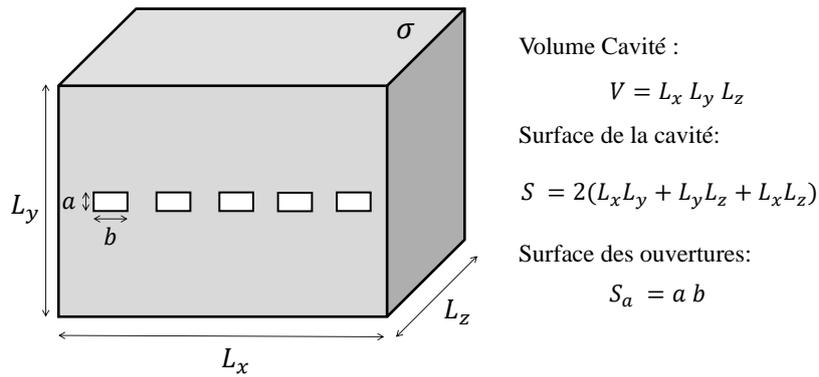


FIGURE 2.2 – Dimensions de la cavité.

Considérant l'ensemble des ports d'accès de dimensions identiques, on définit alors un unique facteur de qualité de couplage  $Q_{ext_u}$  à prendre en compte pour chacune des  $k$  ouvertures. On obtient alors l'expression suivante :

$$Q_{tot} = \frac{Q_{ext_u} Q_\sigma}{Q_{ext_u} + k Q_\sigma} \quad (2.15)$$

$k$  correspond au nombre d'accès de la cavité  $n + m$ .

L'objectif est d'élaborer un modèle analytique permettant de calculer le facteur de qualité théorique à partir des pertes citées précédemment. Ces dernières sont détaillées dans les sections suivantes.

### Pertes métalliques $P_\sigma$

Les pertes métalliques  $P_\sigma$  sont liées à l'interaction entre le champ magnétique et les parois métalliques. On évalue à nouveau cette dernière en analysant l'énergie d'un mode de résonance injectée dans le volume  $V$  de la cavité par rapport aux pertes induites sur l'ensemble de la surface  $S$  de cette dernière, modélisées par une résistance surfacique moyenne  $R_s$ . L'analyse est réalisée dans l'approximation d'une cavité parallélépipédique pour un mode de résonance d'indices  $mnp$  [134] :

$$Q_\sigma = \omega_{mnp} \frac{\mu \int_V |H_{mnp}|^2 dV}{R_s \oint_S |H_{mnp}|^2 dS} \quad (2.16)$$

avec  $\omega_{mnp}$  est la pulsation de résonance et  $R_s$  est la résistance surfacique moyenne liée à la conductivité effective  $\sigma$  du métal ainsi qu'à l'épaisseur de peau  $\delta$  [134] dans laquelle les courants induits circulent :

$$R_s = \frac{1}{\sigma \delta} \quad (2.17)$$

L'épaisseur de peau est enfin définie de la façon suivante :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \mu_r \sigma}} \quad (2.18)$$

Dans le cas d'une cavité chaotique, l'association de conditions aux limites régulières et convexes tend à induire des répartitions homogènes de champ dans tout le volume et sur toutes les surfaces. Par conséquent, cette approximation permet d'estimer le facteur de qualité lié aux pertes métalliques en simplifiant l'énergie moyenne des modes et en introduisant les paramètres géométriques associés au volume et à la surface de la cavité étudiée [134] :

$$Q_\sigma = \frac{3V}{2\mu_r S \delta} \frac{1}{1 + \frac{3\lambda}{16} \left( \frac{1}{L_x} + \frac{1}{L_y} + \frac{1}{L_z} \right)} \quad (2.19)$$

Disposant d'une cavité électriquement large, on peut simplifier l'expression suivante en considérant que les dimensions de la cavité respectent l'inégalité  $(L_x, L_y, L_z) \gg \lambda$ . On peut alors négliger la partie associée dans le dénominateur de la précédente expression afin d'obtenir :

$$Q_\sigma = \frac{3V}{2\mu_r S \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\mu_r\sigma}}} \quad (2.20)$$

$$= \frac{3\sqrt{\sigma}}{2\mu_r \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\mu_r}}} \frac{V}{S} \quad (2.21)$$

On déduit de cette formule qu'il y a donc un rapport entre volume et surface à optimiser afin de limiter l'impact des pertes surfaciques. Cette donnée dépend directement de l'état de surface interne d'une cavité suivant les techniques d'usinage exploitées. une rugosité trop importante peut en effet faire augmenter rapidement la surface interne équivalente, directement proportionnelle aux pertes ohmiques dans le modèle considéré. Pour simplifier l'étude, une cavité parallélépipédique a été considérée pour ces expressions. Pour les prochaines parties, un des coins de ce volume sera soustrait par un huitième de sphère de rayon  $R$  afin de créer les conditions aux limites attendues pour obtenir une distribution plus homogène des champs. On prendra donc en compte de nouvelles expression pour le volume et la surface interne de nos composants :

$$V = L_x L_y L_z - \frac{1}{8} \left( \frac{4}{3} \pi R^3 \right) \quad (2.22)$$

$$S = 2(L_x L_y + L_y L_z + L_z L_x) - \frac{1}{4} \pi R^2 \quad (2.23)$$

Le facteur de qualité associé aux pertes métalliques dépend de la conductivité  $\sigma$  liée au matériau exploité, que l'on souhaitera aussi bon conducteur que possible aux fréquences considérées.

### Pertes par couplage $P_{ext}$

Le facteur de qualité externe dépend des pertes par couplage  $P_{ext}$ , évaluées pour chacun des  $k$  ports d'accès identiques. On débute à nouveau l'étude à partir de l'expression initiale d'un facteur de qualité :

$$Q_{ext} = \omega \frac{W}{k P_{ext}} \quad (2.24)$$

Dans le cas d'une cavité électromagnétique dans lequel des phénomènes de résonance peuvent exister sous la forme de modes, il est possible de montrer que les énergies moyennes électrique et magnétique emmagasinées pour chaque mode. Par conséquent, l'énergie emmagasinée moyenne totale dans la cavité chaotique est définie de la façon suivante [128, 130] :

$$W = \frac{\epsilon}{2} \int_V \vec{E} \cdot \vec{E}^* dV = \frac{\mu}{2} \int_V \vec{H} \cdot \vec{H}^* dV = \epsilon_0 V E^2 \quad (2.25)$$

où  $\epsilon_0$  est la permittivité du vide,  $V = L_x L_y L_z$  est le volume de la cavité et  $E$  est la densité volumique d'énergie moyenne résultant de la superposition quasi-homogène des modes installés dans la cavité. Il est ensuite nécessaire de déterminer la quantité de puissance dissipée  $P_{ext}$  par chaque ouverture à chaque cycle de pulsation  $\omega$ . Le modèle étudié repose sur la décomposition du champ en une superposition d'ondes planes présentant tous les angles d'incidence et tous les états de polarisation possibles. Considérant que seul les ondes planes se propageant vers les ouvertures contribuent à la puissance transmise par les ports, on introduit l'expression suivante [130] :

$$P_{ext} = \frac{\sigma_t E^2}{2 \eta} \quad (2.26)$$

On fait appel à la section efficace de couplage  $\sigma_t$  [128], définie de la façon suivante pour une ouverture rectangulaire [130] :

$$\sigma_t = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^{\pi/2} \cos(\theta) \sin(\theta) d\theta \quad (2.27)$$

$$= \frac{S_a}{2} = \frac{a b}{2} \quad (2.28)$$

où  $a$  et  $b$  sont les dimensions des ouvertures rectangulaires de surfaces identiques  $S_a$ .

Pour le cas étudié, les iris ont les dimensions conventionnelles des guides  $WR-10$ , imposant des distributions locales de champs établies selon le mode fondamental transverse électrique  $TE_{01}$ . L'impédance d'une onde établie dans un tel guide monomode peut être déterminée à l'aide de la relation de dispersion suivante :

$$\eta = \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \left(1 - \frac{f_c^2}{f^2}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.29)$$

où  $f_c$  est la fréquence de coupure du guide d'onde et  $f$  la fréquence de travail. Les paramètres  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  sont quant à eux égaux à 1 considérant une propagation dans l'air.

Par conséquent, l'ensemble de ces formules permet d'estimer le facteur de qualité externe unitaire  $Q_{ext_u}$ . Après simplification des termes communs au numérateur et au dénominateur, on obtient alors l'expression suivante :

$$Q_{extu} = \frac{8\pi f}{c} \frac{V}{S_a} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}}} \quad (2.30)$$

Le modèle analytique de la cavité permet finalement de simplifier sa modélisation, considérant les caractéristiques nécessaires pour assurer un codage convenable et garantir une reconstruction plus fidèle du signal. Ce dernier peut maintenant être validé par un ensemble de simulations et de fabrications, exploitées par la suite dans le troisième chapitre pour nos démonstrations expérimentales.

## 2.3 Réalisation des cavités

### 2.3.1 Étude préliminaire

Afin de le valider, plusieurs simulations EM sous *CST Studio suite* ont été réalisées en collaboration avec le CEA Gramat en faisant varier les paramètres d'entrée tel que volume de la cavité (en fonction des dimensions  $(L_x, L_y, L_z)$  et le rayon de la sphère  $R$ ), conductivité effective  $\sigma$  et le nombre de ports d'accès  $n$ . Étant donné les dimensions de la cavité relativement grandes devant les longueurs d'onde considérées, la taille de maille est limitée à  $\lambda/10$ . Pour la même raison, la dernière simulation présentée dans le tableau 2.1 n'a pu être réalisée qu'avec un échantillonnage spatial de  $\lambda/5$ .

$(L_x \times L_y \times L_z)$ ( $mm^3$ )	$R$ ( $mm^3$ )	$n$	$\sigma_{eff}$ ( $S/\mu m$ )	$Q_{sim}$	$Q_{th}$	écart (%)	maille
$70 \times 70 \times 90.16$	40	12	4	17 700	17 800	< 1	$\lambda/10$
$50 \times 50 \times 90.16$	30	12	7	16 100	15 700	2.5	
$40 \times 40 \times 70.16$	23.4	5	8	14 200	14 500	2.1	
$50 \times 50 \times 90.16$	30	5	20	28 200	29 000	2.8	
$50 \times 50 \times 90.16$	30	9	3.5	12 600	12 800	1.6	
$250 \times 250 \times 150$	62.7	18	16	110 800	113 300	2.3	$\lambda/5$

Tableau 2.1 – Comparaison des caractéristiques évaluées par le modèle analytique et les simulations pour une cavité donnée.

Pour chaque simulation, la moyenne des temps de décroissance des réponses impulsionnelles établies entre les différents ports d'entrée et de sortie est premièrement extraite. On détermine ensuite pour chaque cas le facteur de qualité composite en exploitant les formules précédemment introduites. D'après les résultats obtenus dans le tableau (2.1), les écarts constatés sont relativement faibles et semblent attester de la validité des approximations considérées pour établir ce modèle analytique.

Cependant, dans le modèle analytique développé, la seule inconnue du problème est la conductivité équivalente de chaque prototype. En effet, chaque composant est un assemblage de plusieurs faces présentant une certaine rugosité. Les défauts ainsi engendrés, couplés à une fréquence de travail élevée tendent à apporter des pertes au système. Les simulations considèrent quant à elles des surfaces parfaitement planes, impliquant l'exploitation d'une conductivité effective plus faible prenant en compte ces pertes surfaciques accrues.

### 2.3.1.1 Prototypes 4 voies vers 1

Pour valider la technique d'imagerie interférométrique computationnelle, un premier prototype est conçu pour fonctionner dans la bande choisie (92 – 97) GHz (Fig. 2.3).

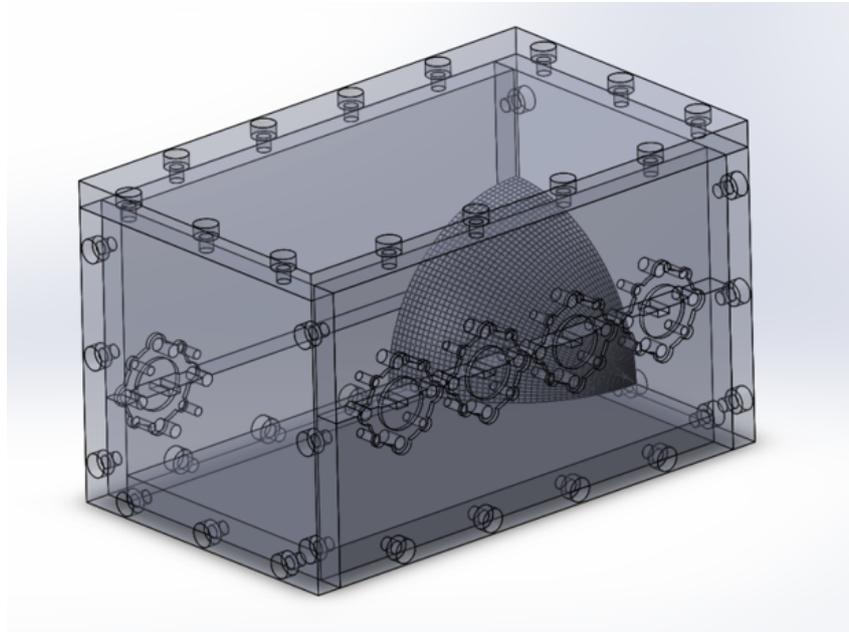


FIGURE 2.3 – Prototype du premier modèle de la cavité chaotique avec 4 voies d'entrée et une seule voie de sortie fonctionnant dans la bande W de dimensions  $50 \times 50 \times 90.16 \text{ mm}^3$ .

Les dimensions extérieures de la cavité sont de  $(16\lambda_c \times 16\lambda_c \times 29\lambda_c)$  et le volume interne est soustrait d'un huitième de sphère de rayon  $R = 30\text{mm}$ .

Ce composant a été réalisé dans un premier temps suivant plusieurs techniques de fabrication, souhaitant minimiser au maximum les pertes métalliques. On présente trois prototypes étudiés dans cette section :

1. Usinage mécanique en 6 faces assemblées, réalisé pour une première validation par la société MC2 Technologies.
2. Usinage mécanique en 3 pièces (corps de cavité + faces avant et arrières), réalisé par la société d'usinage mécanique de haute précision SAP Micro-mécanique.
3. Impression 3D métallique, réalisée par la société de mécanique i3D Concept.

Les deux pièces usinées sont réalisées en aluminium dont la conductivité théorique est de  $35.6 \text{ S}/\mu\text{m}$ . Cette valeur sera directement exploitée pour les simulations électromagnétiques. La conductivité de l'alliage utilisé pour la fabrication additive n'a quant à elle pas pu être déterminée.

Un banc de mesure a ensuite été mis en place dans le domaine fréquentiel à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel associé à des têtes millimétriques pour mesurer les fonctions de transfert des différents prototypes autour de 95 GHz. Ce banc est décrit plus en détail dans le chapitre 3 lors de la description des validations expérimentales (Fig. 2.4).

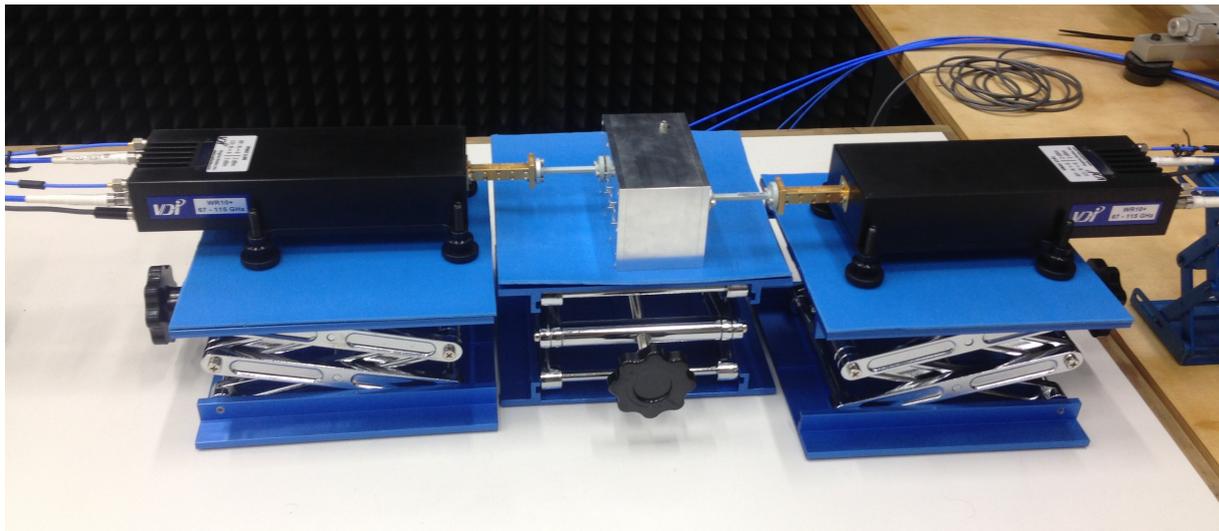


FIGURE 2.4 – Mesure des fonctions de transfert des cavités fabriquées

Les trois composants étudiés sont représentés en Fig. 2.5. La photographie du composant réalisé par fabrication additive métallique permet de révéler une rugosité de surface importante. Les aspects des composants réalisés par les sociétés MC2 et SAP semblent similaires au premier abord. On remarque toutefois que le prototype réalisé par SAP présente des surfaces plus réfléchissantes signe d'un polissage de meilleur qualité, ainsi qu'un partitionnement différent des faces métalliques.

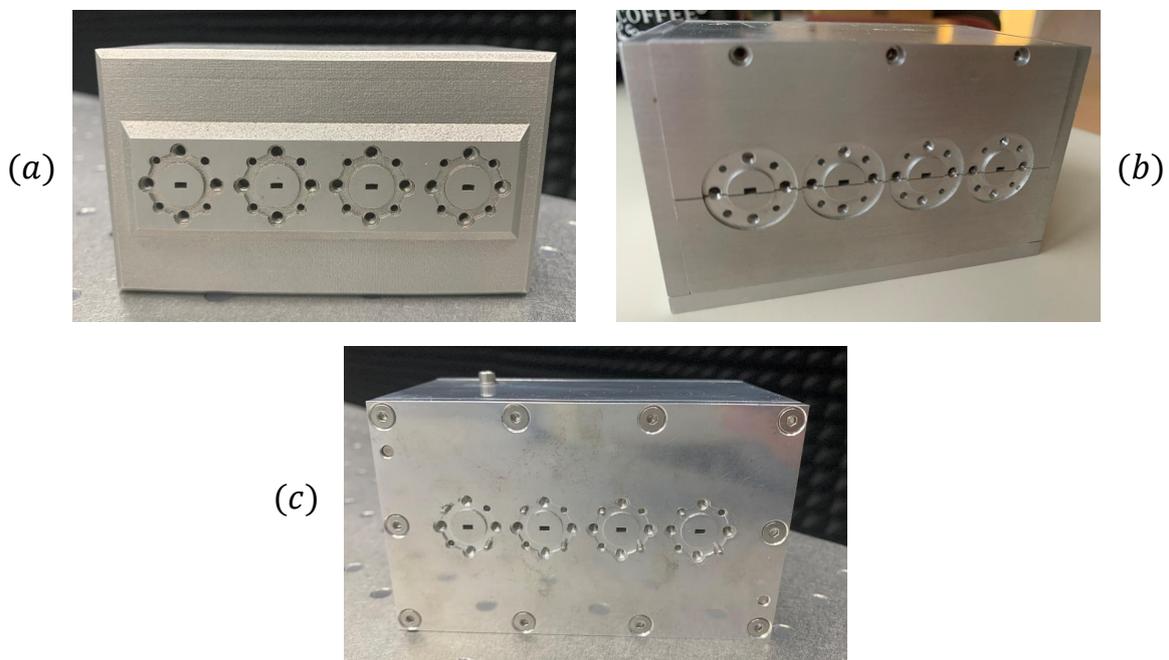


FIGURE 2.5 – Prototypes de cavité chaotique  $4 \times 1$  fabriqués par : (a) i3D concept, (b) MC2 Technologies, (c) SAP Micro-mécanique

Ces mesures permettent de déterminer les temps de décroissance et facteurs de qualité associés à chaque composant. Une illustration des mesures obtenues et de l'extraction de ces paramètres est donnée en Fig. 2.6.

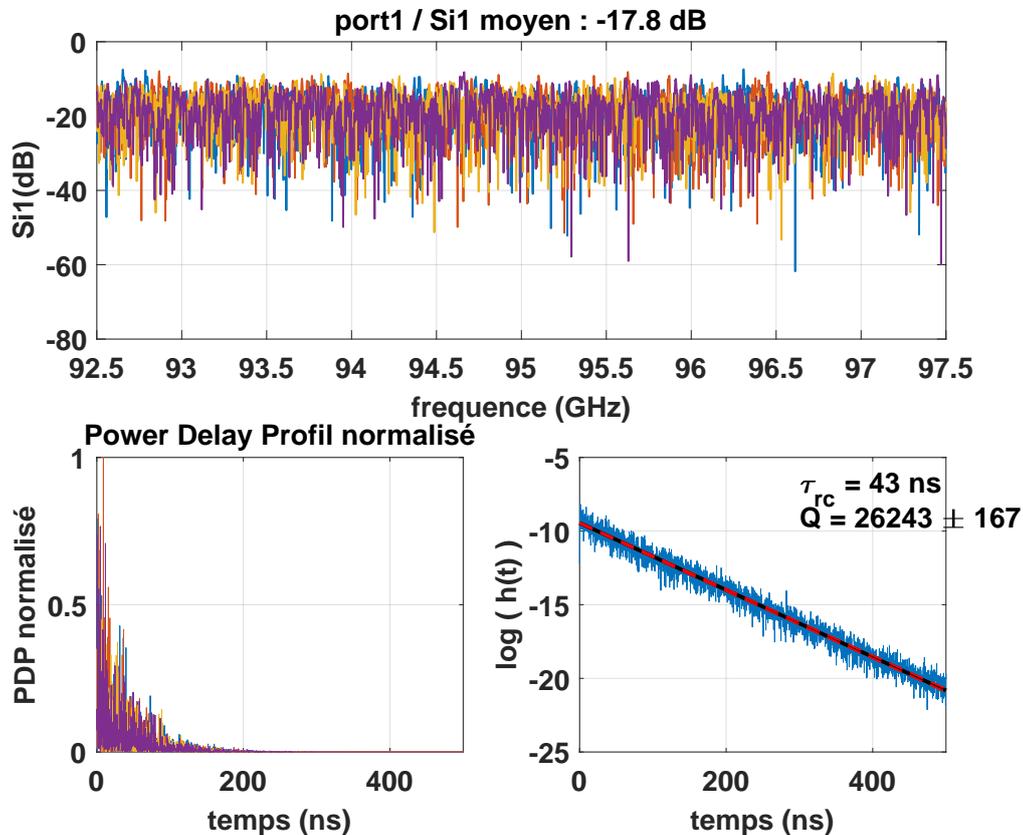


FIGURE 2.6 – Caractérisation du prototype  $4 \times 1$  réalisé par SAP Micro-mécanique : fonctions de transfert (haut), réponses temporelles (bas à gauche) et la représentation logarithmique de la réponse temporelle (bas à droite) permet d'estimer le temps de décroissance  $\tau_{rc}$  par régression linéaire, ainsi que le facteur de qualité composite associé  $Q$ .

La comparaison des résultats de simulations et mesures est présenté dans le tableau 2.2.

Modèle $4 \times 1$	$ S_{ij} $ moyen	$\tau_{rc}$	$Q_{comp}$	$N_{dB}$
Simulation CST	-15 dB	76 ns	45 000	-13.50
Mesure prototype SAP poli	-18 dB	43 ns	26 000	-12.45
Mesure prototype SAP	-18 dB	36 ns	22 000	-12.5
Mesure prototype MC2	-24 dB	18 ns	11 000	-10.63
Mesure prototype i3D	-29 dB	3 ns	2 000	-10.22

Tableau 2.2 – Résultats de caractérisation des prototypes réalisés du 1er modèle  $4 \times 1$  avec différents procédés de fabrication.

Les variations du facteur de qualité sont directement liées au procédé de fabrication et

aux états de surface associés. L'impression 3D génère l'état de surface le moins bon, qu'il est impossible de corriger a posteriori sans découper la cavité. Le facteur de qualité résultant permet d'attester que cette technique de fabrication ne doit pas être retenue pour nos applications. On peut noter également qu'il est préférable de minimiser le nombre de pièces mécaniques pour minimiser les pertes au niveau des jointures. Le prototype de SAP réalisé en 3 pièces présente en effet le meilleur facteur de qualité composite, évalué à  $Q = 22$  k. Celui-ci est amélioré en appliquant polissage supplémentaire des parois à l'intérieur de la cavité, permettant d'atteindre  $Q = 26$  k.

L'impact de ces différents paramètres est étudié en calculant les matrices de corrélations  $\mathbf{R}_{t_0}$  pour plusieurs prototypes (Fig. 2.7). À titre de comparaison, on calcule la matrice de corrélation de fonctions de transfert idéales obtenues à partir d'un facteur de qualité infini et selon les mêmes conditions d'échantillonnage.

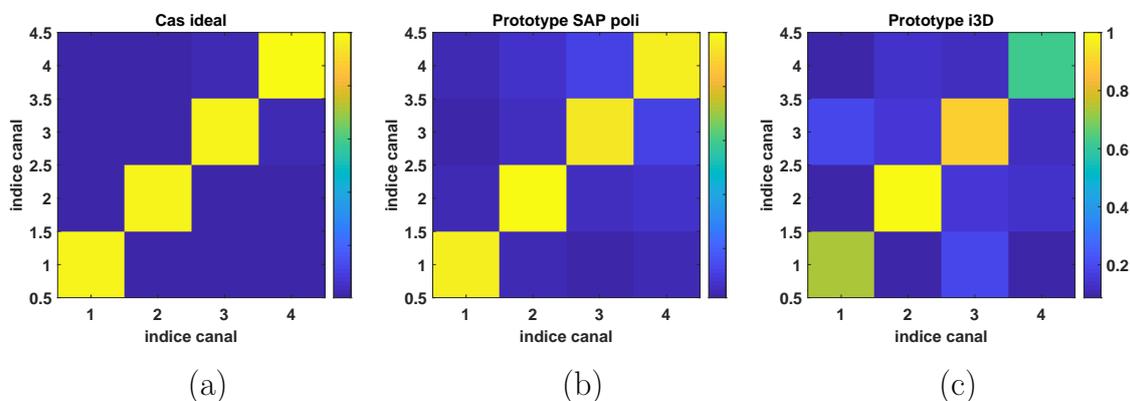


FIGURE 2.7 – Comparaison des matrice de corrélation des fonctions de transfert d'une cavité chaotique  $4 \times 1$  (Prototype SAP et 3D) avec le cas idéal.

Pour rappel, on souhaite obtenir une matrice de corrélation se rapprochant de l'identité, traduisant une opération de multiplexage idéale avec une conservation des amplitudes relatives entre chaque voie et aucune interférence entre signaux. Il reste cependant nécessaire de garder à l'esprit que ces données ne sont évaluées qu'à un unique instant de focalisation et que les signaux mesurés correspondent en réalité à des superpositions de corrélations temporelles (Fig. 2.8).

Les défauts de prototypage constatés (assemblage de plusieurs pièces, rugosité) dépendent directement des longueurs d'onde d'opération, de l'ordre de 3mm pour ces travaux. Ces pertes supplémentaires doivent finalement être intégrées dans les simulations sous la forme de conductivités équivalentes. Le meilleur prototype réalisé présentant un facteur de qualité de 26 k est considéré pour déterminer une conductivité effective à partir du modèle analytique proposé, lié à une rugosité moyenne et au matériau utilisé. Une conductivité effective de  $\sigma_{eq} = 16S/\mu\text{m}$  sera considérée pour la suite.

### 2.3.1.2 Prototypes 16 voies vers 2

Un deuxième modèle a été conçu pour ces travaux, constitué d'un ensemble de ports formant un réseau en  $Y$  pour permettre la reconstruction d'images en 2D. Cette topologie

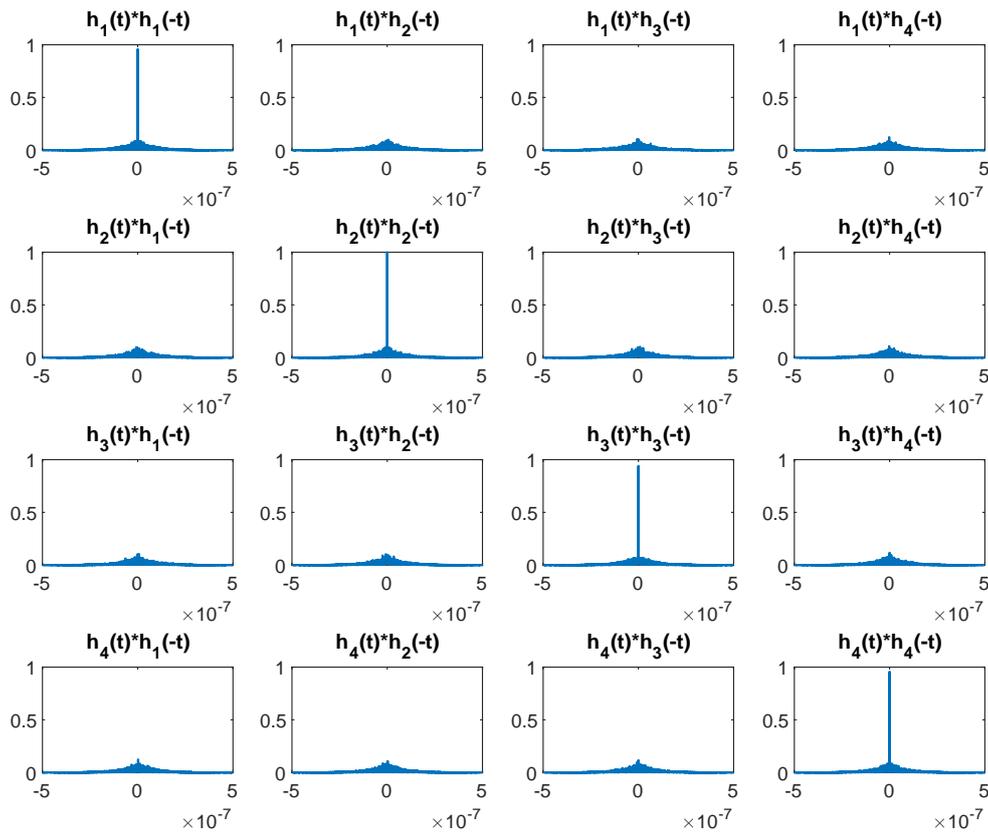


FIGURE 2.8 – Illustration des corrélations temporelles des réponses impulsionnelles issues du composant fabriqué par SAP.

est généralement utilisée pour la conception de systèmes interférométriques [66, 88, 90, 120]. Le premier chapitre a permis de mettre en avant la capacité de ces réseaux à synthétiser de grandes ouvertures rayonnantes densément échantillonnées tout en garantissant un faible taux de redondance des informations spatiales mesurées. Pour ce deuxième modèle  $16 \times 2$ , la dimension de la face avant est fixée par le réseau d'antennes à  $251 \times 251 \text{ mm}^2$  (Fig. 2.9). Comme nous le verrons dans le chapitre 3, le choix de 16 antennes espacées de 22 mm permet d'atteindre une résolution théorique de l'ordre de 2mm à une distance d'1 m sur un champ de vision de  $15 \text{ cm}^2$  (Fig. 2.10).

Il est important de noter que cette nouvelle fabrication fut assurée par l'atelier de mécanique d'Xlim sous la contrainte de coûts beaucoup plus importants pour un composant de telles dimensions. Bien que les techniques d'usinage soient généralement identiques à celles de la société SAP Micro-mécanique, l'exploitation de machines différentes implique une incertitude quant aux états de surface et aux qualités des jointures atteignables dans ces nouvelles conditions. Ces incertitudes ont conduit à la réalisation de deux cavités. Conservant les mêmes faces avant et arrière, deux corps d'une épaisseur de 60 mm et 47 mm ont ainsi été fabriqués pour cette étude. L'objectif est d'extraire la conductivité effective associée à ces nouveaux procédés de

fabrication, considérant que l'ensemble des autres paramètres sont communs ou maîtrisés dans notre modèle analytique (Fig. 2.10).

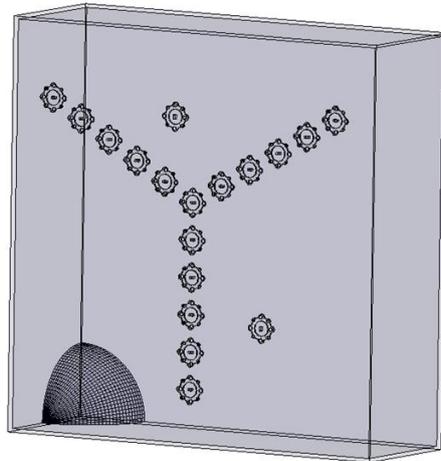


FIGURE 2.9 – Prototype du deuxième modèle de la cavité chaotique avec 16 voies d'entrée et 2 voies de sortie fonctionnant dans la bande W de dimensions internes  $251 \times 251 \times 60 \text{ mm}^3$  et un rayon de sphère  $R = 45 \text{ mm}$ .

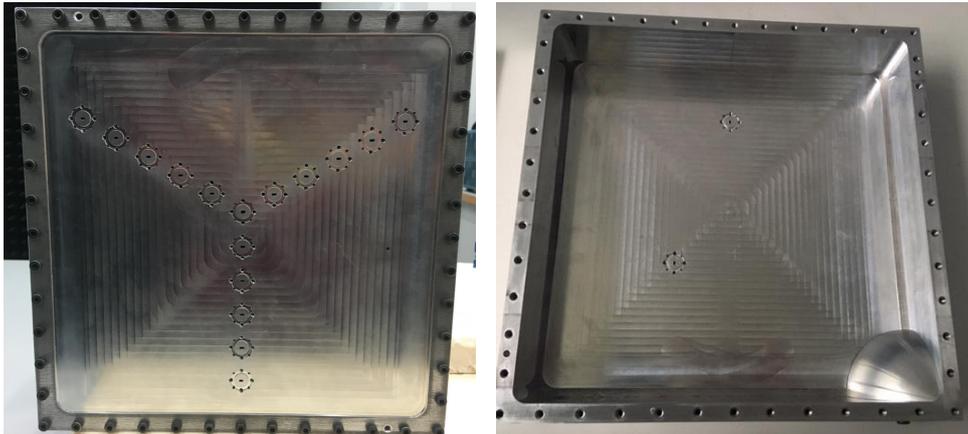


FIGURE 2.10 – Cavité chaotique de dimensions  $(251 \times 251 \times 60 \text{ mm}^3)$  fabriquée à l'atelier de mécanique du laboratoire Xlim : face avant (gauche) et l'intérieur de la cavité (droite).

Ces photos permettent de révéler que l'état de surface de la cavité est visuellement moins bon que celui obtenu pour le précédent prototype fabriqué par la société SAP, justifiant la nécessaire évaluation d'une nouvelle conductivité effective pour ces faces en aluminium. Il est possible de deviner de façon assez distincte le parcours des outils ayant usiné les différents éléments de ce prototype, causant potentiellement une augmentation de la surface interne de ce dernier et des pertes métalliques associées.

A titre illustratif, une caractérisation d'un premier prototype  $(251 \times 251 \times 60 \text{ mm}^3)$  est

premièrement effectuée dans la bande 92-97 GHz avec 6001 points de fréquence. Les résultats sont donnés dans la Fig. 2.11.

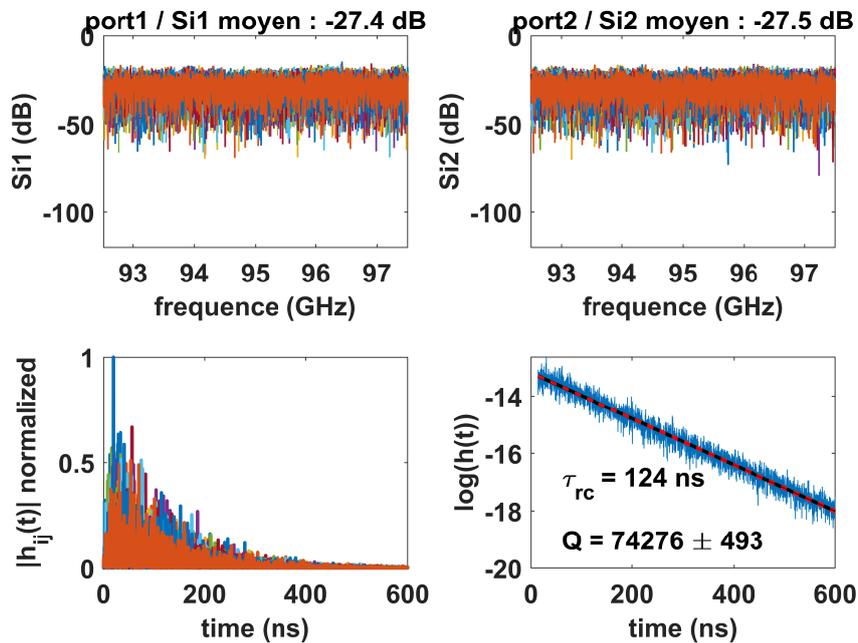


FIGURE 2.11 – Caractérisation du prototype  $16 \times 2$  d'un volume de  $(251 \times 251 \times 60\text{mm}^3)$ . La très grande diversité modale peut être constatée pour chacun des deux ports de réception en haut de cette figure, réponses temporelles (bas à gauche) et la représentation logarithmique de la réponse temporelle (bas à droite) permet d'estimer le temps de décroissance  $\tau_{rc}$  par régression linéaire, ainsi que le facteur de qualité composite associé  $Q$ .

Une étude du niveau de corrélation des fonctions de transfert mesurées est effectuée pour vérifier le degré d'orthogonalité entre ces canaux (Fig. 2.12). Les résultats obtenus sont à nouveau comparés à ceux issus de fonctions de transfert théoriques calculées à partir d'un facteur de qualité infini et pour les mêmes conditions d'échantillonnage fréquentiel.

Cette première étude permet d'extraire une conductivité effective de  $\sigma_{eq} = 21S/\mu\text{m}$ , atteignant ainsi le facteur de qualité attendu de 74 000 à l'aide du modèle analytique. Les données relatives au premier prototype  $16 \times 2$  sont présentées dans le tableau 2.3.

Modèle $16 \times 2$	1 <sup>er</sup> prototype $251 \times 251 \times 60 \text{ mm}^3$
$\tau_{rc}(ns)/Q_{Mesures}$	124/74k
$\sigma_{eq}(S/\mu\text{m})$ estimé	21
Pertes d'insertions (dB)	-27
N (dB)	-19.95

Tableau 2.3 – Données extraites des mesures du premier prototype dont les dimensions internes sont  $251 \times 251 \times 60 \text{ mm}^3$ .

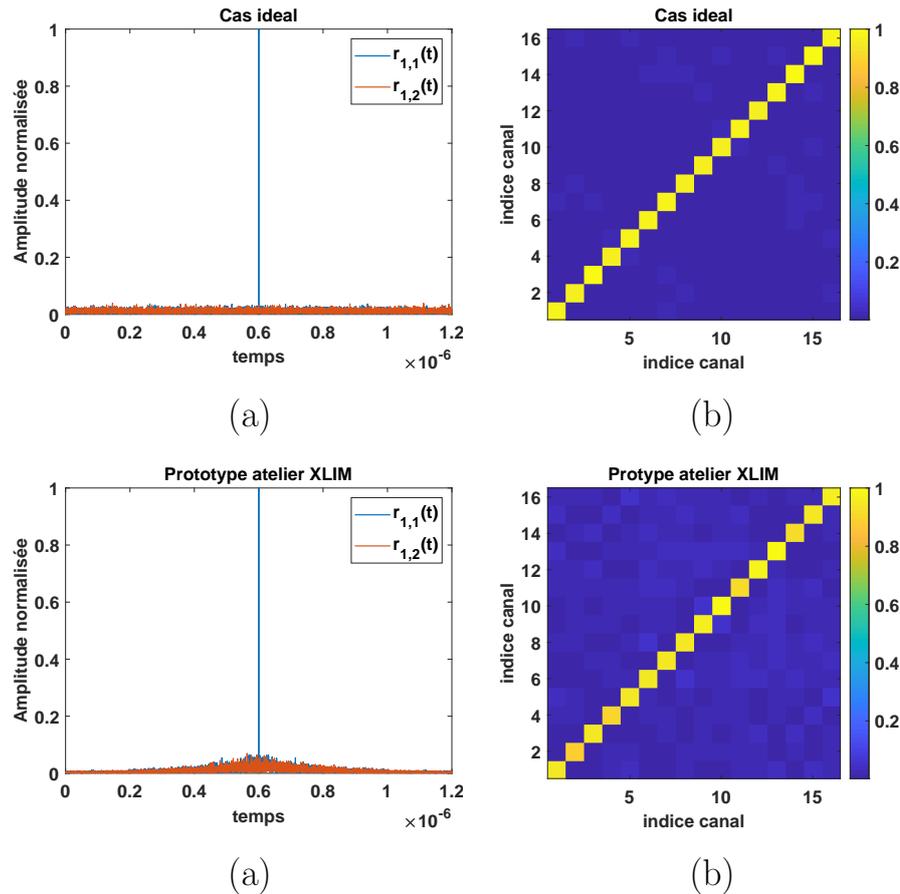


FIGURE 2.12 – Comparaison de corrélations des réponses d’un système sans perte avec celles du prototype fabriqué par l’atelier mécanique d’Xlim : (a) Exemple de ratio entre autocorrélation et intercorrélations (b) Niveau de corrélations entre les 16 canaux mesurées.

Un second prototype ( $251 \times 251 \times 47\text{mm}^3$  et  $R = 45\text{mm}$ ) de cavité  $16 \times 2$  a été conçu pour valider les résultats du modèle analytique proposé. Considérant une faible variation des états de surface pour des fabrications réalisées dans les mêmes conditions, on s’attend à ce que la prédiction du facteur de qualité obtenue pour cette nouvelle géométrie soit en bon accord avec les prédictions théoriques. On conserve ainsi une valeur  $\sigma_{eq} = 21\text{S}/\mu\text{m}$  dans le modèle analytique. Après avoir mesuré les fonctions de transfert de ce nouveau composant et extrait le temps de décroissance moyen, le facteur de qualité peut être calculé et comparé aux prédictions théoriques. Les données associées à ce nouveau prototype sont rassemblées dans le tableau 2.4.

On constate une variation de l’ordre de 13 % entre le facteur de qualité théorique et celui effectivement mesuré pour ce nouveau composant. L’impact est encore plus important sur la conductivité, obtenant une valeur de  $12\text{S}/\mu\text{m}$  au lieu des  $21\text{S}/\mu\text{m}$  attendus, soit une variation de 42 %. La relation entre facteur de qualité et conductivité n’est en effet pas linéaire (Eq. (2.21), amplifiant ainsi les erreurs du modèle. Ces résultats permettent de mettre en évidence une limitation technologique fondamentale dont l’impact n’avait pas été précédemment anticipé : les dispersions des procédés de fabrication semblent avoir un impact significatif sur les caractéristiques des composants fabriqués. Ces incertitudes tendent à limiter fortement les capacités de prédiction

du modèle considéré pour la conception de composants d'un volume aussi important.

Modèle $16 \times 2$	2 <sup>eme</sup> prototype $251 \times 251 \times 47 \text{ mm}^3$
$\tau_{rc}(ns)/Q_{Theorie}$ avec $\sigma_{eq} = 21 \text{ S}/\mu\text{m}$	93/54k
$\tau_{rc}(ns)/Q_{Mesures}$	80/47k
$\sigma_{eq}(\text{S}/\mu\text{m})$ estimé	12
Pertes d'insertions (dB)	-26
N (dB)	-19.12

Tableau 2.4 – Caractéristiques du second prototype présentant cette fois-ci un volume interne de  $251 \times 251 \times 47 \text{ mm}^3$

## 2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation et la fabrication de multiplexeurs pour l'imagerie interférométrique computationnelle en bande W sont décrites. Dans ce cadre, un modèle analytique est développé pour optimiser les caractéristiques de cavités sans avoir recours à de multiples simulations *full-wave*, devenant rapidement trop gourmandes en espace mémoire avec le volume croissant des composants. Une première étude réalisée sur un composant de dimensions restreintes et présentant un faible nombre de ports a permis de mettre en évidence la validité du modèle proposé. Des prédictions des facteurs de qualité ont en effet pu être réalisées dans plusieurs configurations avec un écart relatif inférieur à 3% en comparaison des simulations.

Le développement du modèle analytique a permis de mettre en évidence la dépendance des grandeurs considérées avec le rapport entre volume et surface internes d'une cavité. L'état de surface de ces dernières ne pouvant pas être modélisé en simulation sans avoir recours à des maillages spatiaux extrêmement denses, il a été proposé de reporter l'impact de cette grandeur sur la conductivité effective. Plutôt que d'augmenter la surface interne sous l'effet de la rugosité, les pertes surfaciques accrues sont ainsi traduites par une conductivité équivalente plus faible dans nos modèles et simulations. L'ensemble des réalisations du premier prototype a permis de mettre en évidence la dépendance entre cette donnée et les procédés de fabrication considérés. En accord avec les prédictions, les composants présentant les états de surface les mieux polis avaient les performances les plus intéressantes.

Une dernière étude réalisée pour une cavité plus grande a cependant permis de mettre en évidence la problématique de la variabilité des états de surface pour un procédé de fabrication donné. Réalisant deux prototypes différents à l'atelier de mécanique d'Xlim, la prédiction du facteur de qualité n'a été possible qu'avec un écart relatif de 13% par rapport à la valeur théorique suivant une première évaluation de conductivité effective dans ces nouvelles conditions. L'exploitation de ces travaux nécessitera donc à l'avenir d'étudier avec plus de soins les variations d'état de surface des procédés de fabrication afin de mieux anticiper la précision des prédictions théoriques.

# CHAPITRE 3

## Imagerie computationnelle interférométrique en bande W

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>87</b>
<b>3.2</b>	<b>Imagerie interférométrique conventionnelle . . . . .</b>	<b>88</b>
<b>3.3</b>	<b>Techniques d'égalisation pour l'imagerie computationnelle interférométrique . . . . .</b>	<b>93</b>
<b>3.4</b>	<b>Nouveaux formalismes pour les systèmes interférométriques computationnels . . . . .</b>	<b>97</b>
<b>3.5</b>	<b>Études numériques . . . . .</b>	<b>102</b>
<b>3.6</b>	<b>Validations expérimentales . . . . .</b>	<b>118</b>
<b>3.7</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>129</b>

---

### 3.1 Introduction

Pour lutter contre les menaces terroristes qui ne cessent d'augmenter, la détection des armes et des explosifs dissimulés sur le corps humain est devenu indispensable pour la sécurité des personnes surtout dans les lieux publics. Pour cette raison, beaucoup de chercheurs et entreprises s'investissent pour améliorer les systèmes d'imagerie et les rendre plus facilement accessibles. En raison de son caractère peu invasif, de sa capacité à pénétrer à travers les vêtements et de sa robustesse face à différentes conditions atmosphériques, l'imagerie millimétrique suscite un intérêt croissant pour les applications de sécurité. Ces dernières nécessitent le développement de solutions d'imagerie à haute résolution, impliquant l'utilisation d'un nombre important d'antennes connectées à des chaînes d'acquisition rapide. Le premier chapitre a permis de mettre en lumière les avantages associés à l'exploitation de techniques interférométriques, permettant d'interroger l'émissivité d'une scène qui offre potentiellement de meilleurs contrastes tout en limitant l'exposition des sujets imagés à des rayonnements électromagnétiques supplémentaires. Plutôt que d'utiliser des solutions mécaniques généralement trop lentes pour les applications fonctionnant en temps réel, la synthèse d'ouverture interférométrique est donc réalisée par corrélation des signaux. Dans ce contexte, il est proposé de simplifier l'architecture active de ces systèmes par le développement d'une technique d'imagerie radiométrique computationnelle basée sur l'utilisation de cavités chaotiques. Ces approches, initialement validées dans le domaine microonde, sont adaptées à la gamme millimétrique encore sous-explorée.

L'objectif de ce chapitre est de décrire le développement de preuves de concept réalisées autour de 90 GHz. Faisant face à de fortes contraintes technologiques associées à la conception de systèmes fonctionnels dans ces gammes de fréquence, on s'intéressera par ailleurs au développement de solutions numériques permettant la reconstruction d'images dans ce contexte particulier.

En premier lieu, une mise en contexte des algorithmes associés aux techniques déjà étudiées dans de précédents travaux [120, 124] sera présentée. L'imagerie computationnelle repose sur le transfert de contraintes matérielles vers la couche logicielle et la résolution de problèmes numériques. Un effort particulier a été apporté pour proposer de nouvelles techniques de reconstruction d'images optimisant leur qualité tout en limitant autant que possible les volumes de calcul associés.

Suivant le développement de modèles numériques permettant d'anticiper les performances des composants et des algorithmes de reconstruction étudiés, la description de preuves de principe expérimentales sera proposée pour conclure ce chapitre et valider les idées proposées. Ces développements sont premièrement introduits en rappelant quelques notions abordées au premier chapitre, permettant de proposer de nouvelles techniques de reconstruction.

### 3.2 Imagerie interférométrique conventionnelle

Le premier chapitre a permis de décrire plusieurs notions liées aux traitements interférométriques. Pour rendre la lecture plus confortable et éviter les multiples allers-retours entre sections, certaines équations précédemment introduites sont rappelées, facilitant les prochains développements réalisés lors de ces travaux.

Les systèmes interférométriques se basent sur la corrélation de signaux reçus  $s(t)$ , permettant de rendre exploitables les formes d'ondes issues de sources incohérentes et d'en extraire des informations de distances relatives. Les fonctions de visibilité ont ainsi premièrement été définies pour chaque couple d'antennes  $(i, j)$  de la façon suivante :

$$V_{ij} = \langle s_i(t) s_j(t)^* \rangle \quad (3.1)$$

Initialement développé pour des applications en champ lointain comme la radioastronomie, le théorème de Van Cittert-Zernike [82] donne le lien entre fonctions de visibilité et température de brillance  $T_B$  de la scène, faisant appel à une transformée de Fourier spatiale et à une projection des images reconstruites sur des coordonnées sphériques  $(\xi, \eta)$  :

$$V(u, v) = \iint \frac{T_B(\xi, \eta)}{\sqrt{1 - \xi^2 - \eta^2}} \exp(-j2\pi(u\xi + v\eta)) d\xi d\eta \quad (3.2)$$

Le couple de variables  $(u, v)$ , associées par la suite à des fréquences spatiales étaient définis par convolution du réseau de réception et normalisation par la longueur d'onde d'opération. Malgré la popularité de ce modèle, il semble nécessaire de mettre en avant un certain nombre de limitations qui justifieront le besoin de développer des techniques de traitement plus avancées.

En premier lieu, les calculs sont réalisés à une longueur d'onde unique. Les niveaux de puissance captée, proportionnels à  $k T_{eq} B$ , dépendent au premier ordre des bandes passantes utilisées que l'on souhaitera aussi large que possible pour améliorer la sensibilité des appareils. La validité d'une approximation à une fréquence unique dans les modèles d'imagerie doit donc être évaluée. Dans la précédente expression des fonctions de visibilité, la dimension temporelle aussi est perdue dans l'opération de corrélation entre les couples de signaux reçus  $s_i(t)$  et  $s_j(t)$ , impliquant une potentielle perte d'information. La forme générale de la corrélation croisée permettrait de conserver cette dimension, considérant une définition alternative pour les fonctions de visibilité :

$$V_{i,j}(t) = \int s_i(\tau) s_j^*(\tau - t) d\tau \quad (3.3)$$

La définition initiale correspond alors à une évaluation de cette dernière expression à l'instant  $t = 0$  où les signaux corrélés sont parfaitement superposés. Cette perte d'information permet de limiter la quantité de données à stocker et traiter, mais semble particulièrement problématique pour le développement de systèmes opérant à la fois en champ proche et sur d'importantes bandes passantes. Les corrélations permettent en effet de retrouver des retards associés aux différences

de chemins optiques entre sources et antennes. La largeur des impulsions reconstruites par corrélation est définie par l'inverse de la bande passante utilisée. Si ces retards sont supérieurs aux largeurs des impulsions obtenues, l'évaluation en  $t = 0$  des fonctions de visibilité ne permettra pas d'extraire les informations relatives aux différences de trajets exploitées pour la reconstruction d'images (Fig. 3.1).

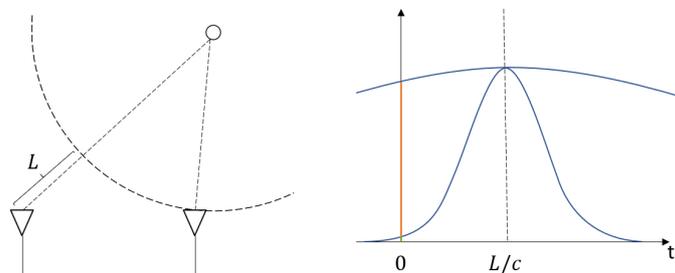


FIGURE 3.1 – Analyse de la relation entre différence de chemins optiques entre source et antennes et bande passante utilisée. La corrélation de deux signaux reçus permet de reconstruire une impulsion retardée par la différence de temps de vol. L'augmentation de la bande passante limite la capacité à reconstruire cette distance à partir de la seule information extraite en  $t = 0$ .

La reconstruction d'images à partir des fonctions de visibilité extraites en  $t = 0$  nécessite donc de respecter des notions de cohérence. On doit pouvoir garantir que les informations d'amplitude et de phase de porteuses extraites à cet instant sont suffisantes pour le calcul d'images. On définit dans ces conditions la longueur de cohérence  $L_c$  (et le temps de cohérence  $t_c$  associé), correspondant à la différence de chemins maximale permettant l'extraction d'informations par corrélation :

$$L_c = c t_c \quad (3.4)$$

où  $c$  correspond à la vitesse de la lumière, considérant un indice optique pour l'air de  $n = 1$ . Le temps de cohérence dépend directement de l'inverse de la bande passante utilisée :

$$t_c = \frac{1}{B} \quad (3.5)$$

L'augmentation de la bande passante permet de maximiser la quantité de puissance collectée après corrélation, mais limite les valeurs maximales de différences de chemin exploitables à partir des seules informations extraites en  $t = 0$ . La conservation de la dimension temporelle des fonctions de visibilité permet de s'affranchir de ces limitations, au prix d'une forte augmentation de la quantité d'informations à traiter pour la reconstruction d'images ainsi qu'une adaptation des modèles de radiométrie. On identifie que la bande passante relative (bande passante normalisée par la fréquence centrale) joue un rôle déterminant dans cette approximation. Les distances mises en jeu dépendent en effet de l'espacement entre antennes, habituellement choisi en fonction des longueurs d'onde d'opération pour respecter certains critères d'échantillonnage spatial. Le choix d'une faible bande passante relative permet

alors d'assurer que les impulsions obtenues seront généralement toujours beaucoup plus larges temporellement que les retards induits par les différences de temps de vol entre chemins optiques.

Souhaitant disposer de formalismes plus complets que le théorème de Van Cittert-Zernicke, on souhaite proposer des formalismes mathématiques permettant la reconstruction d'images dans toutes les zones de champ. Un système d'imagerie interférométrique permet d'interroger la température radiométrique  $T_B(r)$  de la région d'intérêt, discrétisée pour être reconstruite en un ensemble de pixels ou de voxels à la limite de la résolution. La scène est considérée comme étant constituée de sources rayonnantes des signaux incohérents dans l'espace et dans le temps. Dans le cas de rayonnements de nature thermique, ces sources correspondent en fait à la superposition à l'échelle atomique de multiples processus d'émission spontanée, dont le nombre moyen varie en fonction de la température. La cible placée dans la région d'intérêt  $\mathbf{r}$  émet des signaux thermiques différents à chaque capture  $k$ ,  $\rho_k(\mathbf{r}, t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma(\mathbf{r})^2)$ . Ces signaux sont caractérisés par une puissance moyenne nulle et une variance  $\sigma(\mathbf{r})^2$ . Cette variance est directement liée à la température de brillance de la scène suivant la relation :

$$\sigma(\mathbf{r})^2 \propto k T_B(\mathbf{r}) B \quad (3.6)$$

Selon une relation introduite dans le premier chapitre, où  $k$  est la constante de Boltzmann et  $B$  est la bande passante considérée. Cette formule ne prend pas ici compte d'éventuelles ruptures d'impédance qui peuvent affecter le niveau de puissance reçu et permet de modéliser la scène par une température radiométrique équivalente, ramenant la scène à un corps noir. Les variations de température radiométrique d'une scène peuvent ensuite être à la fois expliquées par des variations réelles des corps présents dans celle-ci, ainsi que par les différentes émissivités des matériaux la composant. Suivant le modèle du corps gris introduit précédemment, l'émissivité des objets est définie indépendante de la fréquence. Cette approximation nécessite en principe l'exploitation de bandes relatives suffisamment faibles.

Chaque mesure d'indice  $k$  est exprimée dans le domaine fréquentiel par une transformée de Fourier :

$$\rho_k(\mathbf{r}, \mathbf{f}) = \mathfrak{F}(\rho_k(\mathbf{r}, \mathbf{t})) \quad (3.7)$$

On s'intéresse maintenant à la propagation de ces bruits thermiques jusqu'au réseau d'antennes (Fig. 3.2).

Ces signaux sont propagés de l'espace de la cible  $\mathbf{r}$  vers les antennes réceptives  $\mathbf{r}_a$  par le biais des fonctions de Green  $\Psi_f(\mathbf{r}_a, \mathbf{r})$  définis dans l'espace libre par :

$$\Psi_f(\mathbf{r}_a, \mathbf{r}) = \frac{\exp\left(-j\frac{2\pi f}{c}|\mathbf{r} - \mathbf{r}_a|\right)}{4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{r}_a|} \quad (3.8)$$

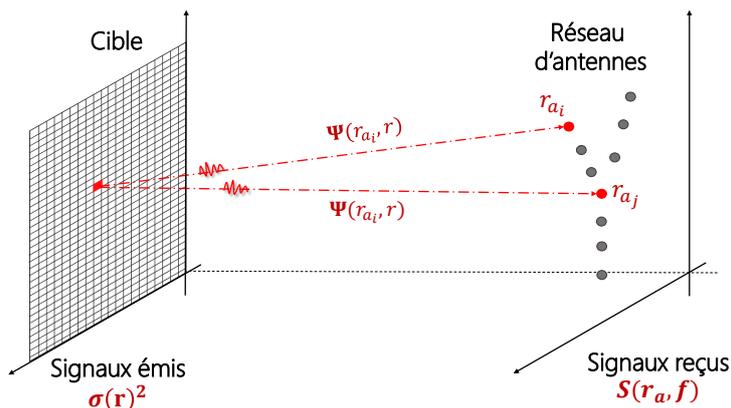


FIGURE 3.2 – Description d’un système d’imagerie interférométrique conventionnelle (SAIR).

Les signaux reçus à chaque acquisition  $k$  sont alors définis de la façon suivante, intégrant la contribution de l’ensemble des sources dans l’espace :

$$S_{f,k}(\mathbf{r}_a) = \int_{\mathbf{r}} \Psi_f(\mathbf{r}_a, \mathbf{r}) \rho_{f,k}(\mathbf{r}) d^3\mathbf{r} \quad (3.9)$$

Reprenant la définition des fonctions de visibilité, la corrélation temporelle est traduite dans le domaine de Fourier par une simple multiplication :

$$V_{ij}(f) = \langle S_{f,k}(r_{a_i}) S_{f,k}^*(r_{a_j}) \rangle_k \quad (3.10)$$

où les corrélations sont moyennées sur les acquisitions d’indice  $k$ . Le développement de cette dernière expression fait en principe apparaître la moyenne du produit de deux intégrales spatiales :

$$V_{ij}(f) = \langle \int_{\mathbf{r}} \Psi_f(r_{a_i}, \mathbf{r}) \rho_{f,k}(\mathbf{r}) d^3\mathbf{r} \left( \int_{\mathbf{r}'} \Psi_f(r_{a_j}, \mathbf{r}') \rho_{f,k}(\mathbf{r}') d^3\mathbf{r}' \right)^* \rangle_k \quad (3.11)$$

Il est nécessaire à ce stade de disposer de sources spatialement décorrélées afin de simplifier cette dernière expression. La satisfaction de cette condition à l’échelle de la résolution d’un système radiométrique semble évidente si l’on reçoit des signaux de nature thermique, en l’absence de quelconque forme de synchronisation entre les atomes donnant source aux rayonnements.

La moyenne des corrélations des signaux émis en deux positions de la scène à imager  $r_m$  et  $r_n$  en l’absence de cohérence spatiale prend alors la forme suivante :

$$\langle \rho_{f,k}(r_m) \rho_{f,k}^*(r_n) \rangle_k = \delta_{mn} \sigma(r_m) \propto kT_B(r_m)B \quad (3.12)$$

où  $\delta_{mn} = 1$  si  $m = n$  et 0 dans les autres cas. L'autocorrélation moyennée des signaux émis par chaque pixel tend alors vers la variance définie en chaque endroit de l'espace, dont on a précédemment identifié le lien avec la température de brillance locale  $T_B(\mathbf{r})$ . Cette simplification permet de considérer la corrélation des signaux reçus comme une simple superposition des contributions de chaque source, ignorant l'interaction entre elles. On peut alors transformer la précédente double formulation intégrale en une sommation spatiale unique. Considérant la variance  $\sigma(\mathbf{r})$  proportionnelle aux températures de brillance, on retrouve finalement une expression matricielle proche de celle introduite dans [91] :

$$V_{ij}(f) = \int_{\mathbf{r}} T_B(\mathbf{r}) \frac{\exp(-j\frac{2\pi f}{c}|\mathbf{r} - r_{a_i}|)}{|\mathbf{r} - r_{a_i}|} \frac{\exp(j\frac{2\pi f}{c}|\mathbf{r} - r_{a_j}|)}{|\mathbf{r} - r_{a_j}|} d\mathbf{r} \quad (3.13)$$

La notation  $\propto$  devrait être employée ici pour gagner en rigueur mais on préférera l'utilisation du symbole d'égalité dans la suite du document pour alléger les notations. Cette approximation est aussi justifiée par l'absence de prise en compte des impédances du système, ainsi que par l'utilisation d'un modèle de propagation scalaire. Les reconstructions obtenues seront en premier lieu qualitatives, bien que de nombreuses stratégies de calibration puissent ensuite être mises en place pour assurer que les valeurs mesurées correspondent directement aux grandeurs physiques souhaitées.

Ce modèle peut être exploité dans deux cas de figure différents, dépendant de la bande passante du système d'imagerie. Si cette dernière est faible, les captures peuvent être considérées monochromatiques et l'évaluation des fonctions de visibilité  $V_{ij}$  peut être réalisée dans le cadre de cette approximation à longueur d'onde  $\lambda_0$  et fréquence associée  $f_0$  constantes. On notera par ailleurs que l'évaluation des fonctions de visibilité nécessitera le moyennage de nombreux échantillons capturés pour améliorer la qualité des corrélations en limitant l'impact du bruit additif, différents sur chaque chaîne d'acquisition.

Dans l'éventualité où le système exploité utilise une bande passante importante, il sera nécessaire de conserver la dimension fréquentielle des fonctions de visibilité, éventuellement obtenues à partir d'une transformée de Fourier de signaux temporels :

$$V_{ij}(f) = \int V_{ij}(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.14)$$

$$= \langle \mathfrak{F} \left( \int s_{i,k}(\tau) s_{j,k}^*(\tau - t) d\tau \right) \rangle_k \quad (3.15)$$

$$= \langle \mathfrak{F}(s_{i,k}(t)) \mathfrak{F}(s_{j,k}(t))^* \rangle_k \quad (3.16)$$

La conservation d'une dimension fréquentielle nécessite alors d'adapter le modèle en calculant la relation entre corrélation des signaux mesurés et température effective de la scène à imager :

$$V_{ij}(f) = \int G_{ij}(f, \mathbf{r}) T_B(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (3.17)$$

où  $G_{ij}(f, \mathbf{r})$  correspond à la multiplication des fonctions de Green en espace libre (dont une est conjuguée sous l'action de la corrélation) pour un couple d'antennes  $(i, j)$  et à chaque fréquence  $f$ . Que l'approximation monochromatique soit retenue ou pas, il est finalement possible de discrétiser l'espace à imager selon les limites de résolution du système, permettant d'obtenir un formalisme matriciel reliant les informations vectorisées des fonctions de visibilité  $\mathbf{v}$  et de la température de brillance  $\mathbf{t}_B$  [91] :

$$\mathbf{v} = \mathbf{G} \mathbf{t}_B \quad (3.18)$$

Suivant les éléments introduits dans le premier chapitre, une estimation de la température de brillance de la scène  $\hat{\mathbf{t}}_B$  pourra être obtenue par résolution du problème inverse associé à l'équation précédente.

Cette section aura permis de re-développer les formalismes liant la corrélation des signaux mesurés à l'intensité de sources composant la scène à imager. Ces efforts permettent de maintenant s'intéresser à l'adaptation des expressions précédentes aux systèmes d'imagerie computationnelle et interférométrique.

### 3.3 Techniques d'égalisation pour l'imagerie computationnelle interférométrique

Tel qu'introduit dans le premier chapitre, les techniques computationnelles exploitées en radar consistent à multiplexer un ensemble de signaux dans la couche physique afin de réduire la complexité des systèmes électroniques associés. Ces techniques ont pour objectif principal la réduction du nombre de chaînes de réception nécessaires au fonctionnement des systèmes d'imagerie.

L'approche étudiée repose sur l'exploitation d'un composant compressif connecté à  $N_a$  antennes et permettant la mesure de  $N_p$  signaux multiplexés, imposant  $N_p < N_a$  comme illustré sur la Fig. 3.3. On vient alors mesurer des combinaisons linéaires des signaux reçus par les antennes, pondérées par les fonctions de transfert  $\mathbf{H}$  établies entre chaque port d'entrée et de sortie du composant utilisé. Ces derniers sont généralement des cavités métalliques électriquement larges, assurant grâce à l'importante diversité modale disponible l'obtention de réponses statistiquement indépendantes entre chaque couple de ports d'accès.

Les signaux mesurés  $U_{f,k}(\mathbf{p})$  sur les ports de sortie de la cavité prennent la forme suivante :

$$U_{f,k}(\mathbf{p}) = \sum_{\mathbf{r}_a} H_f(\mathbf{p}, \mathbf{r}_a) \underbrace{\int_{\mathbf{r}} \Psi_f(\mathbf{r}_a, \mathbf{r}) \rho_{f,k}(\mathbf{r}) d^3\mathbf{r}}_{S_{f,k}(\mathbf{r}_a)} \quad (3.19)$$

On retrouve alors l'ensemble des signaux reçus par les antennes pour chaque acquisition  $S_{f,k}(\mathbf{r}_a)$ , dont on mesure les sommes pondérées par les réponses fréquentielles  $H_f(\mathbf{p}, \mathbf{r}_a)$  préalablement caractérisées. On souhaite à partir d'un ensemble d'acquisitions mesurées sur

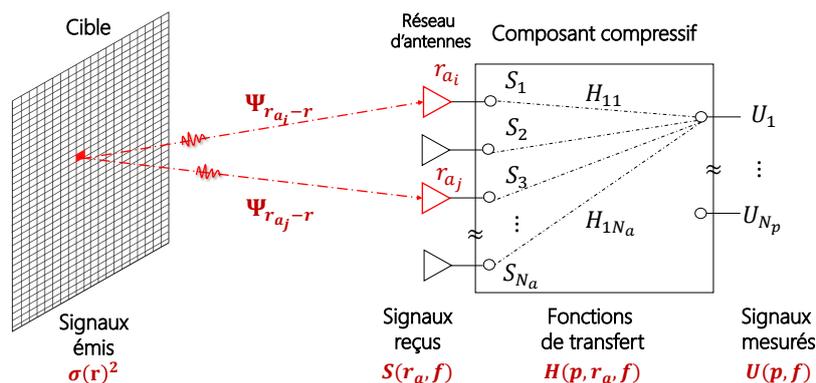


FIGURE 3.3 – Description d'un système d'imagerie interférométrique computationnelle.

les ports du composant multiplexeur proposer des techniques permettant la reconstruction d'images radiométriques.

En lien avec de premières techniques développées pour les systèmes computationnels à sources coopératives [105], l'approche la plus simple à mettre en place consiste à compenser les fonctions de transfert du composant multiplexeur selon une technique inspirée des égalisations de canaux réalisées en télécommunication [135]. Cette approche a pu être adaptée aux systèmes interférométriques [120–122, 136] en suivant les étapes décrites dans cette section.

Pour chaque série de mesures d'indice  $k$  réalisée aux sorties de la cavité, on calcule une estimation des signaux reçus par le réseau d'antennes  $\hat{\mathbf{S}}_{f,k}$  :

$$\hat{\mathbf{s}}_{f,k} = \mathbf{H}_f^+ \mathbf{u}_{f,k} \quad (3.20)$$

où les vecteurs sont notés en minuscules et présentent les dimensions suivantes à chaque fréquence et pour chaque acquisition  $\mathbf{u}_{f,k} \in \mathbb{C}^{N_p \times 1}$ ,  $\hat{\mathbf{s}}_{f,k} \in \mathbb{C}^{N_a \times 1}$ .

À chaque fréquence  $f$  et pour chaque acquisition  $k$ , le pseudo-inverse  $\mathbf{H}_f^+$  est multiplié par le vecteur de signaux mesurés sur l'ensemble des ports de mesure. On peut à nouveau faire usage de techniques de régularisation pour s'affranchir d'éventuelles limitations liées au conditionnement de  $\mathbf{H}_f$ , employant par exemple la régularisation de Tikhonov introduite dans le premier chapitre. Il est important de rappeler que le développement de systèmes computationnels n'a de sens que si le nombre de ports de mesure  $N_p$  est inférieur à celui des antennes  $N_a$ , impliquant que les reconstructions réalisées à chaque fréquence ne pourront pas être idéales. L'objectif n'est donc pas d'obtenir une estimation exacte des vecteurs  $\mathbf{s}_{f,k}$ , mais de profiter des sommations cohérentes de ces informations dans le domaine de la cible à imager afin de limiter l'impact des erreurs de reconstruction. La faiblesse des estimations indépendantes est ainsi compensée par l'exploitation de l'ensemble de la bande passante mesurée. On exploite aussi dans ce cadre la facilité de caractérisation du composant multiplexeur, ayant généralement la possibilité de réaliser cette dernière de façon connectivée. En comparaison d'approches

reposant sur le développement de systèmes rayonnants des diagrammes aléatoires à chaque fréquence, il n'est ainsi pas nécessaire de faire appel à des caractérisations de champ dans l'espace qui sont généralement beaucoup plus sensibles aux perturbations extérieures.

L'estimation présentée dans la précédente équation permet d'adapter les formalismes associés aux techniques d'imagerie computationnelle à ceux des systèmes plus conventionnels de synthèse d'ouverture interférométrique. Ces efforts permettent alors l'exploitation de nombreuses techniques optimisées par la communauté scientifique, choisies en fonction des zones de champ dans lesquelles sont réalisées les reconstructions. On calcule la corrélation des signaux reçus estimés pour chaque couple d'antennes  $(i, j)$ , déterminant les fonctions de visibilité estimées  $\hat{\mathbf{V}}_f$  :

$$\hat{\mathbf{V}}_f = \frac{1}{k} \sum_k \hat{\mathbf{s}}_{f,k} \hat{\mathbf{s}}_{f,k}^\dagger \quad (3.21)$$

On réalise alors une sommation sur l'ensemble des captures  $k$ , correspondant à différentes réalisations des processus aléatoires dont les variances dépendent des températures radiométriques à estimer. Le calcul de  $\hat{\mathbf{V}}_f$  fait appel à la multiplication ouverte de deux vecteurs, formant une matrice carrée de  $N_a$  éléments de chaque côté à chaque fréquence. On développe alors l'expression de  $\hat{\mathbf{s}}_{f,k}$  pour identifier la relation avec la matrice de visibilité réelle  $\mathbf{V}_f$  :

$$\hat{\mathbf{V}}_f = \mathbf{H}_f^+ \left( \frac{1}{k} \sum_k \mathbf{u}_{f,k} \mathbf{u}_{f,k}^\dagger \right) (\mathbf{H}_f^+)^{\dagger} \quad (3.22)$$

$$= \mathbf{H}_f^+ \left( \frac{1}{k} \sum_k \mathbf{H}_f \mathbf{s}_{f,k} (\mathbf{H}_f \mathbf{s}_{f,k})^\dagger \right) (\mathbf{H}_f^+)^{\dagger} \quad (3.23)$$

$$= \mathbf{H}_f^+ \mathbf{H}_f \left( \frac{1}{k} \sum_k \mathbf{s}_{f,k} \mathbf{s}_{f,k}^\dagger \right) (\mathbf{H}_f \mathbf{H}_f^+)^{\dagger} \quad (3.24)$$

$$= \mathbf{H}_f^+ \mathbf{H}_f \mathbf{V}_f (\mathbf{H}_f \mathbf{H}_f^+)^{\dagger} \quad (3.25)$$

L'estimation des matrices de visibilité n'est parfaite que lorsque le produit  $\mathbf{H}_f^+ \mathbf{H}_f$  tend vers une matrice identité. Ce cas idéal ne peut être rencontré en pratique si le nombre de ports de mesure est inférieur au nombre d'antennes, le rang de chaque matrice  $\mathbf{H}_f$  étant nécessairement égal ou inférieur à sa plus petite dimension. Cette dernière expression permet néanmoins de confirmer que les fonctions de transfert du composant multiplexeur employé doivent tendre vers l'orthogonalité. Ceci justifie que la diversité modale de la cavité est l'un des piliers fondamentaux pour assurer le multiplexage des signaux. Il est pour cela nécessaire d'optimiser plusieurs paramètres tel que le nombre de ports d'entrée et de sortie, la dimension de la cavité ainsi que son facteur de qualité  $Q$  pour assurer l'obtention de fonctions de transfert faiblement corrélées.

En lien avec les explications apportées dans la section précédente portant sur les techniques d'imagerie interférométriques exploitées par les systèmes conventionnels, il est à ce stade possible

d'envisager deux approches pour la reconstruction d'images. Il est premièrement possible de calculer une estimation des températures de brillance en exploitant l'ensemble des reconstructions fréquentielles des fonctions de visibilité :

$$\hat{\mathbf{v}} = \mathbf{G} \mathbf{t}_B \quad (3.26)$$

Pour cette première estimation, le vecteur  $\hat{\mathbf{v}}$  est vectorisé selon les  $N_a^2$  échantillons estimés ainsi que selon la dimension fréquentielle. Chaque ligne de la matrice  $\mathbf{G}$  correspond alors à l'interaction entre chaque couple d'antennes du réseau récepteur et l'espace à imager, et ceux pour chaque fréquence de la bande exploitée. Les dimensions mises en jeu par ce modèle croissent rapidement avec l'ensemble des paramètres, impliquant une importante consommation de mémoire vive, des difficultés à calculer le pseudo-inverse de  $\mathbf{G}$  ou à réaliser des reconstruction de façon itérative, ainsi qu'un ralentissement pour le calcul de chaque image.

En lien avec les précédents développements, impliquant notamment les explications apportées par la Fig. (3.1), il est possible sous certaines conditions de réduire fortement les dimensions de ce problème en ne considérant que les contributions à l'instant  $t_0 = 0$  s. Cette approximation nécessitera de travailler avec une bande relative faible, assurant que les informations de porteuse mesurées en  $t_0$  suffisent à reconstruire les images. Le développement de prototypes opérant en bande W facilite la satisfaction de ces approximations, pouvant travailler avec plusieurs gigahertz de bande passante tout en assurant que la bande relative reste de l'ordre de quelques pourcents. Dans de telles conditions, on peut finalement introduire la matrice de visibilité estimée à l'instant  $t_0$  en sommant l'ensemble des échantillons fréquentsiels à disposition :

$$\hat{\mathbf{V}}_{t_0} = \frac{1}{f} \sum_f \hat{\mathbf{V}}_f \quad (3.27)$$

avec  $\hat{\mathbf{V}}_{t_0} \in \mathbb{C}^{N_a \times N_a}$  où  $N_a$  correspond au nombre des antennes. Cette relation correspond à une évaluation d'une transformée de Fourier à l'instant  $t_0 = 0$ , le terme exponentiel complexe ayant été supprimé considérant  $\exp(j2\pi f t_0) = 1$ . Il est finalement possible de proposer une technique de reconstruction d'image adaptée à cette simplification. On développe en premier lieu la précédente expression :

$$\hat{\mathbf{V}}_{t_0} = \frac{1}{f} \sum_f \hat{\mathbf{V}}_f \quad (3.28)$$

$$= \frac{1}{f} \sum_f \mathbf{G}_f \mathbf{t}_B \quad (3.29)$$

où  $\mathbf{G}_f$  correspond à la corrélation des fonctions de Green évaluée à chaque fréquence  $f$ . N'ayant pas la possibilité d'extraire un opérateur de propagation unique à partir de cette dernière expression, on considère ici une approximation à nouveau liée à l'exploitation d'une faible bande relative. On peut alors considérer que :

$$\mathbf{G}_f \approx \mathbf{G}_{f_c} \quad (3.30)$$

où  $\mathbf{G}_{f_c}$  correspond à la matrice de corrélation de fonctions de Green évaluée à la fréquence centrale  $f_c$  de la bande d'opération. Grâce à cette approximation, on peut enfin obtenir l'expression simplifiée suivante des fonctions de visibilité vectorisées  $\hat{\mathbf{v}}_{t_0}$  :

$$\hat{\mathbf{v}}_{t_0} \approx \mathbf{G}_{f_c} \mathbf{t}_B \quad (3.31)$$

L'estimation des températures radiométrique peut enfin être réalisée à partir d'un modèle fortement simplifié, faisant appel à des approximations liées à l'exploitation d'une bande passante relative faible.

La reconstruction d'images peut finalement être réalisée en considérant un certain nombre de simplification, permettant de fortement limiter la quantité de données à traiter. Ces efforts étaient initialement motivés par une volonté de rapprocher les formalismes des systèmes computationnels de ceux développés pour les approches conventionnelles où les signaux sont directement mesurés à la sortie des antennes de réception. La série d'approximations exploitées pour arriver à ces fins tend à limiter la qualité des reconstructions. Il est ainsi proposé dans la section suivante de développer de nouveaux formalismes linéaires plus fidèles à la physique, capables à termes d'améliorer les calculs d'images à partir des signaux mesurés sur les différents ports de sortie d'un composant multiplexeur.

### 3.4 Nouveaux formalismes pour les systèmes interférométriques computationnels

Les techniques d'imagerie interférométrique computationnelle sont par définition confrontées à la résolution de problèmes inverses. Ces derniers tendent de plus à être mal posés (basés sur l'exploitation de matrices mal conditionnées) suivant la réduction du nombre de ports de mesure et l'orthogonalité imparfaite des différentes fonctions de transfert des composants utilisés. La précédente section a permis d'étudier de premières techniques de reconstruction, motivées par la volonté de reconstruire les matrices de visibilité habituellement exploitées en imagerie interférométrique. On propose maintenant de redévelopper de nouveaux formalismes en s'affranchissant de ces contraintes. Cet effort a pour objectif de mettre en évidence les liens mathématiques directs existants entre la température radiométrique d'une cible et les signaux mesurés sur les différents ports de sortie de la cavité, mais aussi de disposer d'un formalisme matriciel alternatif plus performant en évitant l'étape d'égalisation limitée par les propriétés de la cavité.

On souhaite disposer d'un modèle reliant la corrélation des signaux mesurés avec la température radiométrique de la zone observée. Au lieu d'estimer les fonctions de visibilité,

une matrice de covariance  $\mathbf{R}_{\mathbf{u}_f}$  est déterminée en corrélant les signaux mesurés  $\mathbf{U}_{f,k}$  à chaque fréquence et en moyennant l'ensemble des acquisitions d'indice  $k$  :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{u}_f} = \langle \mathbf{u}_{f,k} \mathbf{u}_{f,k}^\dagger \rangle_k \quad (3.32)$$

avec  $\mathbf{R}_{\mathbf{u}_f} \in \mathbb{C}^{N_p \times N_p}$ ,  $N_p$  étant le nombre de ports de sortie de la cavité. On peut alors développer l'expression des signaux mesurés donnée par la discrétisation spatiale de l'Eq. (3.19), la matrice de corrélation des mesures prend alors la forme suivante :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{u}_f} = \mathbf{H}_f \mathbf{\Psi}_f \langle \boldsymbol{\rho}_{f,k} \boldsymbol{\rho}_{f,k}^\dagger \rangle_k \mathbf{\Psi}_f^\dagger \mathbf{H}_f^\dagger \quad (3.33)$$

On fait alors directement apparaître la corrélation spatiale des signaux rayonnés par les sources à imager, par l'intermédiaire d'un opérateur de propagation  $\mathbf{\Psi}_f$  et des fonctions de transfert de la cavité  $\mathbf{H}_f$ . Il est ensuite possible de grouper ces termes de façon à créer un opérateur unique reliant les signaux des sources à ceux mesurés :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{u}_f} = \mathbf{M}_f \langle \boldsymbol{\rho}_{f,k} \boldsymbol{\rho}_{f,k}^\dagger \rangle_k \mathbf{M}_f^\dagger \quad (3.34)$$

où la matrice  $\mathbf{M}_f$  est définie la forme suivante :

$$M_f(\mathbf{p}, \mathbf{r}) = \sum_{\mathbf{r}_a} H_f(\mathbf{p}, \mathbf{r}_a) \Psi_f(\mathbf{r}_a, \mathbf{r}) \quad (3.35)$$

On dispose alors d'un opérateur linéaire modélisant le rayonnement de l'ensemble formé par la cavité et le réseau d'antennes connecté sur ses ports d'entrée. On peut alors adapter ces formalismes aux systèmes rayonnants à diversité spatio-fréquentielle tels que les cavités à fuites et métasurfaces précédemment introduites dans le chapitre 1, définissant directement  $\mathbf{M}_f$  à l'aide de mesures de champs rayonnés. On notera que la sommation discrète de la précédente équation peut être substituée par une intégrale sur l'ouverture rayonnante si cette dernière est continue.

Dans le cas d'un composant relié à un réseau de  $N_a$  antennes, ou d'une ouverture discrétisée en  $N_a$  sources secondaires, les dimensions des matrices sont explicitées pour faciliter la compréhension.  $\mathbf{H}_f \in \mathbb{C}^{N_p \times N_a}$  correspond aux fonctions de transfert reliant les  $N_p$  ports de mesure de la cavité aux antennes de réception,  $\mathbf{\Psi}_f \in \mathbb{C}^{N_a \times N_r}$  correspond aux fonctions de Green propageant les signaux des  $N_r$  pixels de la région d'intérêt vers les antennes  $N_a$ .

L'équation 3.33 permet d'identifier un terme de corrélation des signaux émis par les sources à imager, que l'on nomme ici  $\mathbf{R}_{\boldsymbol{\rho}_f}$  :

$$\mathbf{R}_{\rho_f} = \langle \rho_{f,k} \rho_{f,k}^\dagger \rangle_k \quad (3.36)$$

À condition que l'on dispose de sources spatialement décorréélées, la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{\rho_f}$  peut être simplifiée. Tous les éléments diagonaux de la matrice correspondent aux moyennes des autocorrélations des signaux émis. Il avait été précédemment identifié que dans le cadre de l'approximation en corps gris, les sources présentent une émissivité indépendante de la fréquence et directement proportionnelle à la variance des signaux rayonnés. La scène peut alors être définie par un ensemble de variances fonctions de l'espace  $\sigma(\mathbf{r})^2$ . Tous les éléments non diagonaux de la matrice sont quant à eux négligeables car ils reflètent le niveau de corrélation entre les différents vecteurs aléatoires orthogonaux. L'expression de  $\mathbf{R}_{\rho_f}$  peut enfin être simplifiée de la façon suivante :

$$\mathbf{R}_{\rho_f} = \begin{pmatrix} \langle \rho_{f,k}(r_1) \rho_{f,k}^\dagger(r_1) \rangle_k & \langle \rho_{f,k}(r_1) \rho_{f,k}^\dagger(r_2) \rangle_k & \cdots & \langle \rho_{f,k}(r_1) \rho_{f,k}^\dagger(r_{N_r}) \rangle_k \\ \langle \rho_{f,k}(r_2) \rho_{f,k}^\dagger(r_1) \rangle_k & \langle \rho_{f,k}(r_2) \rho_{f,k}^\dagger(r_2) \rangle_k & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \langle \rho_{f,k}(r_{N_r}) \rho_{f,k}^\dagger(r_1) \rangle_k & \cdots & \cdots & \langle \rho_{f,k}(r_{N_r}) \rho_{f,k}^\dagger(r_{N_r}) \rangle_k \end{pmatrix} = \text{diag}(\sigma^2) \quad (3.37)$$

On rappelle à ce stade que dans le cadre d'applications interférométriques, chaque variance peut être substituée par une température radiométrique suivant l'expression  $\sigma = kT_B B$ .

Repasant de l'équation (3.34), on retrouve un lien direct entre la covariance des mesures à chaque fréquence et la scène dans un formalisme similaire à une décomposition en valeurs propres :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{u}_f} = \mathbf{M}_f \text{diag}(\sigma^2) \mathbf{M}_f^\dagger \quad (3.38)$$

Une mesure peut alors être décomposée en une somme de sous-espaces formés par les vecteurs de  $\mathbf{M}_f$  pondérés par les différentes températures radiométriques. Cette définition ne pourrait être rigoureuse que dans le cas où  $\mathbf{M}_f$  forme une base orthonormée, qui correspondrait alors au cas idéal de réponses parfaitement orthogonales et de niveaux égaux.

La diagonalisation de ce problème permet de proposer un formalisme reposant sur une matrice de passage unique reliant les températures de la scène aux corrélations des signaux mesurés. Pour cela, le calcul présenté dans l'équation (3.38) est d'abord vectorisé à chaque fréquence :

$$\mathbf{r}_{\mathbf{u}_f} = \mathbf{R}_{\mathbf{M}_f} \sigma^2 \quad (3.39)$$

Chaque couple de ports de mesure d'indice  $(i, j)$  est alors associé à une ligne du nouvel opérateur  $\mathbf{R}_{\mathbf{M}_f} \in \mathbb{C}^{N_p^2 \times N_r}$  :

$$R_{M_f}^{(ij)}(\mathbf{r}) = M_f(i, \mathbf{r}) M_f(j, \mathbf{r})^* \quad (3.40)$$

Le formalisme est ainsi simplifié en ne considérant plus que les contributions des auto-corrélations des sources, supprimant ainsi les interactions croisées entre ces dernières. La vectorisation du problème permet finalement de relier la corrélation des signaux mesurés  $\mathbf{r}_{\mathbf{u}_f} \in \mathbb{C}^{N_p^2 \times 1}$  à l'espace à imager, discrétisé en pixel et vectorisé pour obtenir  $\boldsymbol{\sigma}^2 \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ . Exploitant l'approximation de corps gris pour considérer l'invariance fréquentielle des émissivités à reconstruire, il est enfin possible de formuler une expression unique reliant l'ensemble des mesures réalisées dans la bande utile à l'espace à imager :

$$\mathbf{r}_{\mathbf{u}} = \mathbf{R}_{\mathbf{M}} \boldsymbol{\sigma}^2 \quad (3.41)$$

Dans cette dernière expression,  $\mathbf{r}_{\mathbf{u}} \in \mathbb{C}^{N_p^2 \cdot N_f \times 1}$  correspond au vecteur des mesures corrélées, résultat de la concaténation selon la dimension fréquentielle de l'ensemble des vecteurs  $\mathbf{r}_{\mathbf{u}_f}$ . La matrice  $\mathbf{R}_{\mathbf{M}} \in \mathbb{C}^{N_p^2 \cdot N_f \times N_r}$  subit la même transformation afin de disposer d'un opérateur matriciel unique présentant les bonnes dimensions. Ce dernier peut subir une pseudo-inversion afin de réaliser une première estimation de la signature de l'ensemble des pixels composant la scène à imager :

$$\hat{\boldsymbol{\sigma}}_M^2 = \mathbf{R}_{\mathbf{M}}^+ \mathbf{r}_{\mathbf{u}} \quad (3.42)$$

La concaténation des mesures fréquentielles permet ici d'augmenter la quantité d'informations utilisées pour la reconstruction des  $N_r$  pixels.

Cette approche d'imagerie computationnelle interférométrique permet finalement d'obtenir un formalisme matriciel conduisant à la résolution d'un unique problème inverse. En revanche, cette méthode est confrontée à l'inversion de matrices de grandes dimensions, ayant pour conséquence de consommer une grande quantité d'espace mémoire et de ralentir le temps de calcul. Face à ces limitations, il est proposé de factoriser la matrice  $R_M$  en deux opérateurs distincts de dimensions réduites. Cette technique permet de mettre en évidence le passage de l'espace de la scène à imager vers l'espace des mesures par le biais d'une espace intermédiaire correspondant à celui des antennes. Pour faciliter les explications, l'expression est donnée pour la corrélation de deux signaux mesurés sur deux ports d'indices  $(i, j)$ , en sortie du composant multiplexeur :

$$R_{u_f}^{(ij)} = \int_{\mathbf{r}} R_{M_f}^{(ij)}(\mathbf{r}) \sigma(\mathbf{r})^2 d\mathbf{r} \quad (3.43)$$

$$= \int_{\mathbf{r}} M_f(i, \mathbf{r}) M_f(j, \mathbf{r})^* \sigma^2(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (3.44)$$

En développant à nouveau l'expression de  $M_f(i, \mathbf{r})$ , on met en évidence deux termes de corrélation distincts dans cette expression :

$$R_{u_f}^{(ij)} = \int_{\mathbf{r}} \int_{\mathbf{r}_a} H_f(i, \mathbf{r}_a) \Psi_f(\mathbf{r}_a, \mathbf{r}) d\mathbf{r}_a \int_{\mathbf{r}'_a} H_f(j, \mathbf{r}'_a)^* \Psi_f(\mathbf{r}'_a, \mathbf{r})^* d\mathbf{r}'_a \sigma^2(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (3.45)$$

En considérant que les dimensions  $\mathbf{r}_a$  et  $\mathbf{r}'_a$  sont balayées de façons indépendantes (revenant à considérer l'interaction entre tous les couples d'antennes possibles), on peut finalement obtenir l'expression suivante :

$$R_{u_f}^{(ij)} = \int_{\mathbf{r}} \int_{\mathbf{r}_a} \int_{\mathbf{r}'_a} H_f(i, \mathbf{r}_a) H_f(j, \mathbf{r}'_a)^* \Psi_f(\mathbf{r}_a, \mathbf{r}) \Psi_f(\mathbf{r}'_a, \mathbf{r})^* d\mathbf{r}_a d\mathbf{r}'_a \sigma^2(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (3.46)$$

La discrétisation de l'ensemble des dimensions permet finalement d'obtenir l'expression suivante :

$$\mathbf{r}_{u_f} = \mathbf{R}_{H_f} \mathbf{G}_f \sigma^2 \quad (3.47)$$

où  $\mathbf{R}_{H_f}$  représente la corrélation des fonctions de transfert de la cavité et  $\mathbf{G}_f$ , matrice précédemment introduite pour le traitement des systèmes interférométriques conventionnels, correspond à la corrélation des propagations de la scène vers chaque couple d'antennes. Le calcul de la matrice  $\mathbf{R}_{H_f}$  est effectué à chaque fréquence, pour chaque paire de ports de sortie de la cavité d'indices  $(i, j)$  et couple d'antennes de positions  $(r_{a_m}, r_{a_n})$  :

$$R_{H_f}(i, j, r_{a_m}, r_{a_n}) = H_f(i, r_{a_m}) H_f(j, r_{a_n})^* \quad (3.48)$$

La matrice  $\mathbf{G}_f$  est quant à elle définie pour chaque couple d'antennes comme suit :

$$G_f(r_{a_m}, r_{a_n}, \mathbf{r}) = \Psi_f(r_{a_m}, \mathbf{r}) \Psi_f(r_{a_n}, \mathbf{r})^* \quad (3.49)$$

Une fois évaluées, ces deux matrices sont redimensionnées telles que  $\mathbf{R}_{H_f} \in \mathbb{C}^{N_p^2 \times N_a^2}$  et  $\mathbf{G}_f \in \mathbb{C}^{N_a^2 \times N_r}$  pour correspondre aux dimensions de  $\mathbf{r}_{u_f}$  et  $\sigma^2$ . Suivant les développements réalisés dans la section précédentes portant sur les techniques d'égalisation, une simplification basée sur l'exploitation de faibles bandes passantes relatives peut être réalisée. Si l'on peut considérer que les fonctions de Green peuvent être substituées par leur expression à la fréquence centrale  $f_c$  de la bande utile, on obtient alors :

$$G_f(r_{a_m}, r_{a_n}, \mathbf{r}) \approx G_{f_c}(r_{a_m}, r_{a_n}, \mathbf{r}) \quad (3.50)$$

$$\approx \Psi_{f_c}(r_{a_m}, \mathbf{r}) \Psi_{f_c}(r_{a_n}, \mathbf{r})^* \quad (3.51)$$

Il n'est cependant pas possible de sacrifier la richesse des informations fréquentielles contenues dans la corrélation des fonctions de transfert du composant multiplexeur. Dans ces conditions, la corrélation des mesures peut s'écrire de la façon suivante :

$$\mathbf{r}_{\mathbf{u}f} \approx \mathbf{R}_{\mathbf{H}f} \mathbf{G}_{f_c} \boldsymbol{\sigma}^2 \quad (3.52)$$

Il est à nouveau possible de concaténer l'ensemble des matrices et vecteurs concernés selon la dimension fréquentielle afin d'obtenir une relation unique :

$$\mathbf{r}_{\mathbf{u}} \approx \mathbf{R}_{\mathbf{H}} \mathbf{G}_{f_c} \boldsymbol{\sigma}^2 \quad (3.53)$$

Le vecteur  $\mathbf{r}_{\mathbf{u}} \in \mathbb{C}^{N_p^2 \cdot N_f \times 1}$  est identique en dimensions à celui introduit précédemment. La matrice  $\mathbf{R}_{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{N_p^2 \cdot N_f \times N_a^2}$  permet d'estimer la corrélation entre les  $N_a^2$  signaux reçus par les éléments rayonnants. Par conséquent, la reconstruction d'images s'effectue en deux étapes en procédant à l'inversion des deux sous-matrices, compensant successivement la propagation dans la cavité puis en espace libre :

$$\hat{\boldsymbol{\sigma}}_G^2 = \mathbf{G}_{f_c}^+ \mathbf{R}_{\mathbf{H}}^+ \mathbf{r}_{\mathbf{u}} \quad (3.54)$$

$$\hat{\boldsymbol{\sigma}}_G^2 = \mathbf{G}_{f_c}^+ \mathbf{R}_{\mathbf{H}}^+ \mathbf{R}_{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{v}}_{t_0} \quad (3.55)$$

La factorisation de la matrice  $R_M$  modélisant l'ensemble du système computationnel interférométrique a finalement permis de converger vers les formalismes exploités par les techniques d'égalisation initialement introduites dans ces précédents travaux [120]. On dispose ainsi de formalismes mathématiques plus complets, permettant d'identifier clairement les approximations nécessaires pour la simplification des problèmes à résoudre. Ces développements permettent aussi de déterminer les conditions nécessaires à l'expression des problèmes computationnels rencontrés dans la suite de ces travaux sous des formes semblables à celles rencontrées avec les systèmes conventionnels, facilitant alors l'exploitation de plus de techniques de reconstruction disponibles dans la littérature [91].

Pour la suite du manuscrit, on appellera l'opérateur factorisé  $\mathbf{R}_{\mathbf{G}} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}} \mathbf{G}_{f_c}$  et on conservera la notation  $\mathbf{R}_{\mathbf{M}}$  pour différencier les deux formalismes matriciels proposés. La comparaison des performances de ces deux approches pourra être étudiée dans la suite de ces travaux.

Ayant développé dans cette partie des formalismes nécessaires à la reconstruction d'images à l'aide de systèmes interférométriques computationnels, des études numériques sont décrites dans la section suivante. Suite au développement d'algorithmes simulant des expériences d'imagerie radar, il a été possible de valider les techniques de reconstruction proposées et d'en étudier les performances, facilitant par la suite la conception des démonstrateurs.

### 3.5 Études numériques

Après avoir étudié les aspects théoriques et les formalismes mathématiques requis pour la reconstruction d'images dans ce cadre spécifique, une étude numérique est effectuée afin de valider le principe d'imagerie computationnelle interférométrique dans la bande 92 – 97 GHz.

On souhaite d'une part comparer les résultats obtenus à ceux issus de systèmes conventionnels équivalents, nécessairement plus complexes et onéreux. D'autre part, ces simulations facilitent l'étude des paramètres-clés impliqués dans la capture de données indépendantes exploitées pour la reconstruction d'images. Dans cette optique, des simulations sont programmées en langage *Matlab*. Les résultats présentés sont obtenus sur un ordinateur doté d'un processeur quad-core 3.3 GHz et de 8 Go de mémoire vive.

### 3.5.1 Scénario d'imagerie

L'architecture adoptée est constituée d'un réseau de 16 antennes en formant un "Y", connectées aux entrées du composant passif. Un espacement entre antennes de  $d_a = 0.89 \lambda_c$  sera retenu pour cette étude, avec  $\lambda_c$  la longueur d'onde centrale de la bande opérationnelle. La distance entre cible et ouverture rayonnante est quant à elle fixée à un mètre. Le scénario d'imagerie computationnelle est représenté comme suit dans la figure. 3.4.

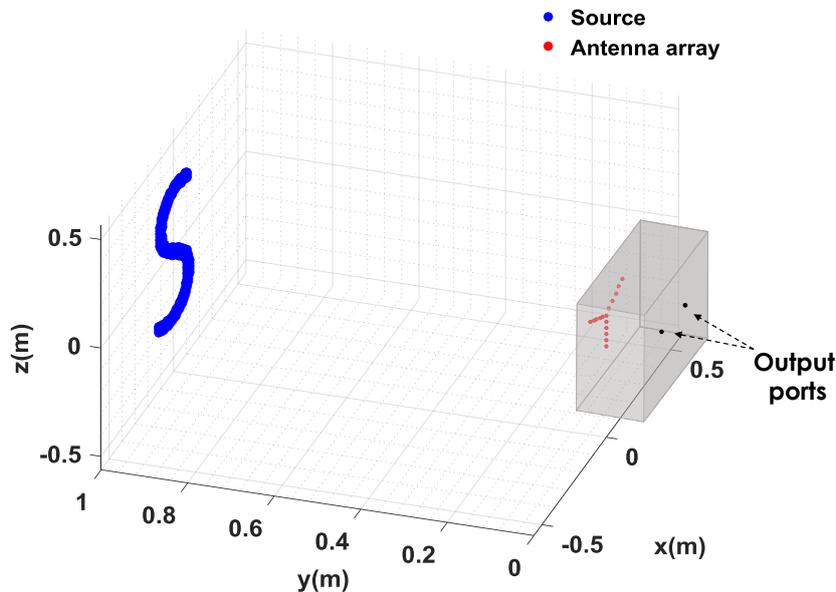


FIGURE 3.4 – Scénario d'imagerie constitué d'une cavité de  $16 \times 2$  connectée à un réseau d'antennes en forme de Y. Le réseau d'antennes est agrandi d'un facteur 10 pour faciliter sa visualisation.

Considérant un réseau de 16 antennes réparties sur 3 branches espacées de  $120^\circ$ , L'extension du réseau selon la dimension  $x$  est donnée par l'expression suivante :

$$L_x = 10 d_a \cos(30^\circ) \approx 7.7 \lambda_c \quad (3.56)$$

La limite de résolution suivant cette dimension est obtenue en considérant l'extension maximale du réseau interférométrique virtuel, soit  $2L_x$ . L'application des formules introduites dans le premier chapitre permette d'estimer cette résolution à la distance  $R = 1$  m :

$$\delta_x = \lambda_c \frac{R}{2L_x} \quad (3.57)$$

$$\approx \lambda_c \frac{1}{7.7\lambda_c} \quad (3.58)$$

$$\approx 6.5 \text{ cm} \quad (3.59)$$

Le champ de vision selon cette même dimension  $\Delta_x$  est quant à lui directement déterminé par la distance entre antennes  $d_a$  projetée selon  $x$  :

$$\Delta_x = \lambda_c \frac{R}{d_a \cos(30^\circ)} \quad (3.60)$$

$$= \lambda_c \frac{1}{0.89 \lambda_c \cos(30^\circ)} \quad (3.61)$$

$$\approx 1.3 \text{ m} \quad (3.62)$$

Le choix d'un échantillonnage  $d_a = 0.89\lambda$  est proposé de façon à optimiser la résolution sur une scène d'un mètre de côté à une distance d'un mètre. On conserve une certaine marge par rapport au champ de vision théorique afin que les phénomènes de repliement, traduits par l'apparition de signatures fantômes périodiques tous les  $\Delta_x$ , restent en dehors de la zone d'intérêt. Bien qu'un champ de vision maximal soit théoriquement atteignable pour un espacement entre antennes de  $\lambda/2$  suivant les conditions d'échantillonnage de Shannon-Nyquist, on préfère ici augmenter cette distance afin de limiter les phénomènes de couplages entre antennes et d'augmenter la résolution.

Le modèle retenu des fonctions de transfert de la cavité repose sur des réalisations d'une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de variance unité, pondérée par une enveloppe exponentielle décroissante dépendant du niveau de pertes du composant multiplexeur :

$$H_{ij}(f) = \mathcal{F} \left( n_{ij}(t) \exp \left( \frac{-t}{2 \tau_{rc}} \right) \right) \quad (3.63)$$

On définit alors  $n_{ij}(t) \sim \mathcal{N}(0, 1)$  et on fixe pour la première étude  $\tau_{rc} = 50 \text{ ns}$ . La scène est modélisée par un ensemble de sources ponctuelles indépendantes, disposées dans l'espace  $\mathbf{r}$  et rayonnant des signaux  $\rho_k(\mathbf{r}, t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma(\mathbf{r})^2)$  pour une série de captures  $k$ . On rappelle que la puissance des signaux rayonnés peut être reliée à la température radiométrique par la relation  $\sigma(\mathbf{r})^2 = k T_B(\mathbf{r}) B$  (ignorant l'impact d'éventuels soucis de désadaptation). La simulation reproduit le modèle fréquentiel précédemment défini :

$$U_{f,k}(\mathbf{p}) = \sum_{\mathbf{r}_a} H_f(\mathbf{p}, \mathbf{r}_a) \underbrace{\int_{\mathbf{r}} \Psi_f(\mathbf{r}_a, \mathbf{r}) \rho_{f,k}(\mathbf{r}) d^3\mathbf{r}}_{S_{f,k}(\mathbf{r}_a)} \quad (3.64)$$

où  $U_{f,k}(\mathbf{p})$  correspond aux signaux mesurés sur l'ensemble des ports  $\mathbf{p}$  de la cavité.

Ayant défini les dimensions du réseau d’antennes, le modèle de cavité et les équations considérées pour la simulation, on s’intéresse maintenant à l’impact des paramètres de la cavité sur les reconstructions d’images.

### 3.5.2 Influence des paramétrés-clés de la cavité

On souhaite grâce à ces techniques limiter au maximum le nombre de ports sur lesquels sont mesurés les signaux. Une première étude s’intéresse donc à l’influence de ce paramètre sur la qualité des images reconstruites. On anticipe par avance qu’une diminution de la quantité d’informations mesurées impactera nécessairement les estimations en comparaison des systèmes conventionnels à synthèse d’ouverture interférométrique (SAIR) où l’on mesure autant de signaux que d’antennes réceptrices. Dans cette étude, un échantillonnage de 5000 points fréquentiels est choisi pour un pas de  $df = 1$  MHz sur une bande de fonctionnement de 5 GHz. La durée de chaque acquisition est alors de  $\tau = 1/df = 1 \mu s$ .

Les premiers résultats obtenus (Fig. 3.5) en faisant varier le nombre de ports de sortie  $N_p$  de 3 à 1 montrent une dégradation de l’image reconstruite. Ce phénomène est directement causé par la diminution de la quantité d’informations mesurées (Fig. 3.5).

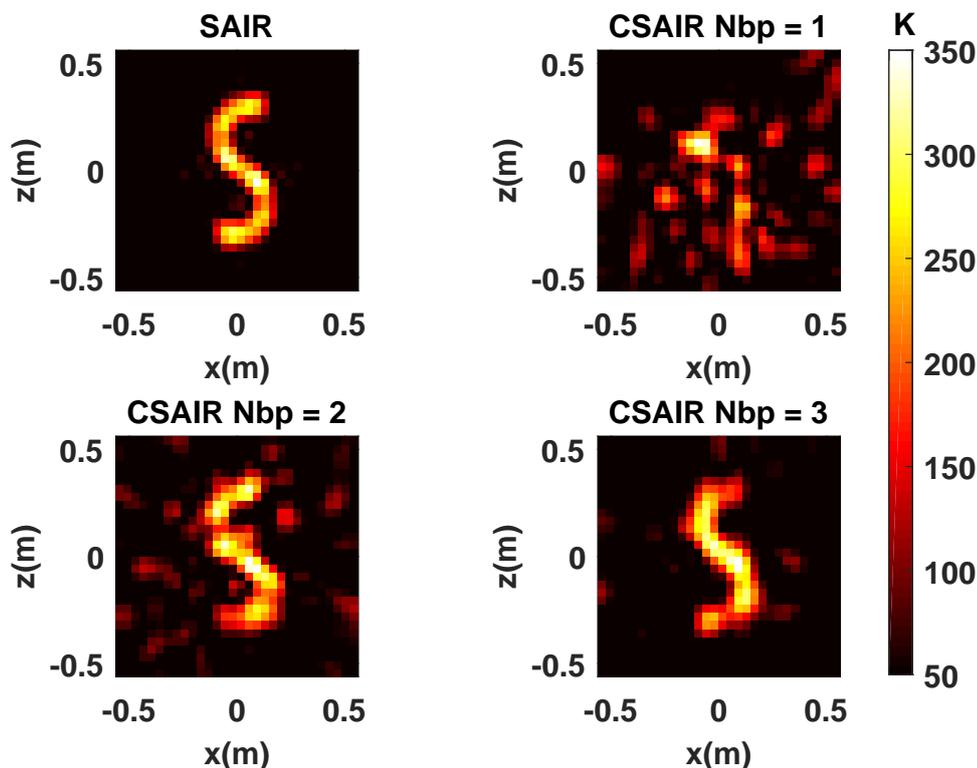


FIGURE 3.5 – Étude de l’influence du nombre de ports de mesure  $N_p$  pour  $\tau_{rc} = 50$  ns. Les résultats sont comparés à ceux obtenus par un système d’imagerie interférométrique nécessitant la mesure des 16 signaux des antennes à l’aide d’autant de chaînes de mesure.

La simulation est réalisée en échantillonnant l’espace par  $31 \times 31$ , soit un échantillonnage

spatial transverse de 3.2 cm à confronter à la limite de résolution, précédemment évaluée de l'ordre de  $\delta_{x,z} = 6.5\text{cm}$ . Les simulations sont réalisées à chaque fois à partir de corrélations moyennées sur 100 acquisitions. La technique de reconstruction utilisée pour l'ensemble des cas computationnels est l'approche décrite par la matrice factorisée  $R_G$ , dont l'inverse est calculé par transposé-conjugué. L'image calculée pour le système conventionnel SAIR est obtenue dans des conditions comparables, réalisant une compensation de phase de la corrélation des fonctions de Green (matrice  $\mathbf{G}$  précédemment introduite), évaluées ici aussi à la fréquence centrale de la bande utile. Les résultats obtenus pour un unique port de sortie ne permettent pas de reconstruire la cible. Il semble important de préciser qu'on évitera par ailleurs de concevoir un tel système présentant seulement une chaîne de réception. Les données de puissance introduites dans le premier chapitre ont permis de mettre en évidence que les niveaux des bruits additifs des récepteurs, ignorés pour cette étude, tendaient à être d'un ordre de grandeur comparable voire supérieur aux puissances des signaux utiles, notamment si ces derniers sont d'origine thermique. L'exploitation d'une unique chaîne de réception implique alors que l'autocorrélation du seul signal mesuré tendrait à amplifier fortement le bruit additif, masquant les éventuelles contributions issues de la scène. L'exploitation d'au moins deux ports de réception, au delà de l'augmentation de la quantité d'informations mesurées, permet de limiter l'impact de ces bruits additifs en exploitant les intercorrélations entre récepteurs. Les signaux utiles, communs sur toutes les voies de réception à quelques translations temporelles près, pourront ainsi être remis en cohérence temporelle par compensation de phase pour faire apparaître les différents retards entre récepteurs exploités pour la reconstruction d'images. Il est possible d'observer dans les estimations calculées que la forme de la cible peut déjà être identifiée à partir de deux ports de mesure utilisés au lieu des 16 initialement nécessaires. La perte en informations se traduit malgré tout par l'apparition de distorsions qui tendent à limiter la qualité des reconstructions. La reconstruction enfin réalisée pour le dernier cas basé sur les mesures effectuées sur 3 ports de réception distincts nous donne accès à une image beaucoup moins bruitée, dont la forme se rapproche maintenant de plus en plus du cas idéal sans pertes d'informations.

En plus du nombre de ports de sortie, l'orthogonalité des fonctions de transfert est un facteur important pour cette technique d'imagerie computationnelle. Cette donnée dépend directement du nombre de modes décorrelés exploités pour la formation des différents canaux de propagation au sein des composants utilisés. Le chapitre 2 a permis d'étudier ces cavités, identifiant notamment le lien entre le temps de décroissance caractéristique  $\tau_{rc}$  des réponses temporelles d'un composant multiplexeur et ses pertes, traduites sous forme de facteur de qualité composite  $Q$ . En pratique, ces pertes doivent être aussi faibles que possible pour faciliter l'identification et l'exploitation des divers modes de résonance exploités pour la formation des fonctions de transfert. Il est cependant nécessaire de trouver un certain compromis sur cette grandeur, considérant que les pertes par couplage sur les ports de sortie ou par rayonnement dans le cas de composants à fuites constitue le mécanisme exploité pour interroger les informations de la scène sur un nombre de ports restreint [110]. La constante  $\tau_{rc}$  d'une cavité est donc présentée comme un paramètre-clé qui peut dépendre de différentes caractéristiques de la cavité telles que la conductivité des parois, son volume, ainsi que le nombre et la taille des ouvertures, tels que

présentés dans le second chapitre. L'étude de l'impact du temps de décroissance des réponses impulsionnelles d'une cavité est donc présentée ici, retenant un nombre de ports fixé à  $N_p = 2$ . Dans ce cas, on relève un temps de calcul de reconstruction d'image de 0.9 ms pour l'approche conventionnelle (SAIR) et un temps de 1.4 ms pour la technique proposée en réalisant les reconstructions sur l'ordinateur dont les caractéristiques sont décrites dans l'introduction de cette section sur les études numériques. Les résultats de reconstruction obtenus pour  $\tau_{rc} = 10$  ns, 50ns et 100ns sont présentés en Fig. 3.6 et comparés à ceux obtenus par une technique interférométrique conventionnelle dans une situation comparable.

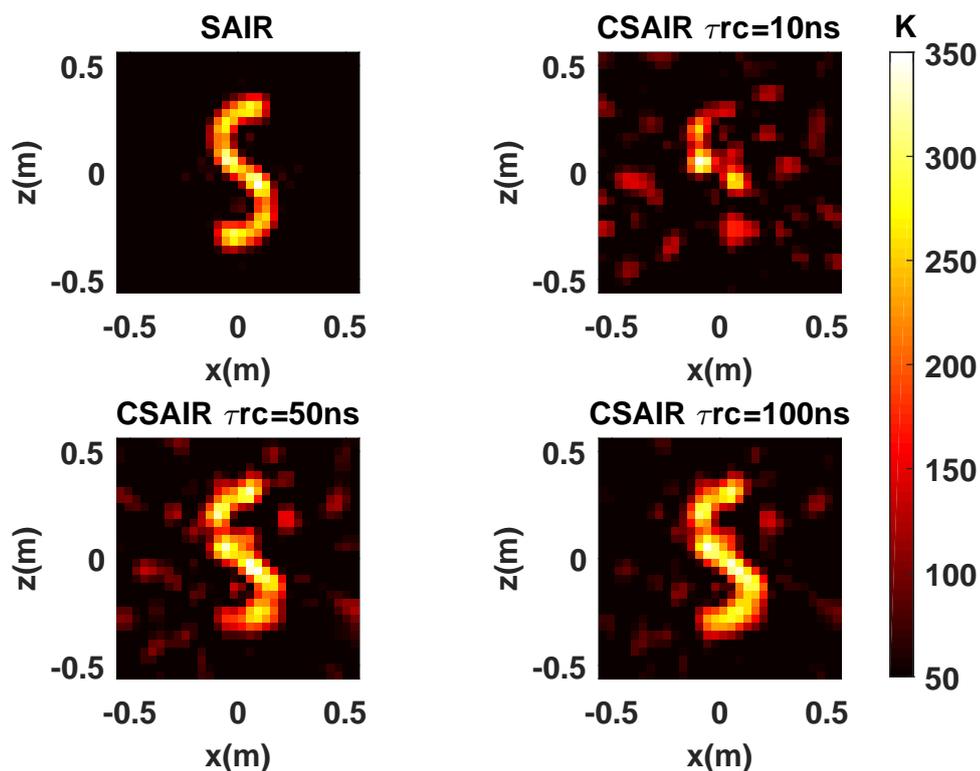


FIGURE 3.6 – Etude de l'influence du temps de décroissance  $\tau_{rc}$  pour un multiplexage analogique vers seulement 2 chaînes de mesure. Les résultats sont comparés à ceux obtenus par simulation d'un système conventionnel (SAIR) nécessitant 16 chaînes d'acquisition.

On constate à travers la Fig. 3.6 que la qualité de reconstruction d'image dépend directement des temps de décroissance. Ce modèle simplifié permet de reproduire un phénomène physique important : l'énergie étant confinée plus longtemps dans la cavité, la dégénérescence des modes est réduite, permettant de réduire le niveau de corrélation entre fonctions de transfert. Ces résultats sont à nouveau obtenus par simple compensation de phase des matrices de transfert exploitées dans chaque cas. L'imagerie computationnelle interférométrique est simulée en exploitant le modèle de matrice  $\mathbf{R}_G$  reposant sur l'approximation à la fréquence centrale de l'opérateur de propagation. Ce même opérateur  $\mathbf{G}_{f_c}^\dagger$  est exploité dans le cas de l'imagerie interférométrique conventionnelle.

On observe alors à travers ces résultats de simulation une dégradation de l'image qu'on estime non seulement liée au nombre de ports de mesure mais aussi à la corrélation entre les canaux de la cavité.

En conclusion, ces premiers résultats ont révélé l'impact significatif de deux grandeurs caractéristiques pour la reconstruction des images par des techniques interférométriques computationnelles. Il est possible d'obtenir des images d'une qualité comparable à celles obtenues par la méthode conventionnelle (SAIR) à condition de trouver un équilibre entre facteur de qualité de la cavité et nombre de sorties sur lesquelles sont mesurées les informations. La factorisation de la matrice de transfert a été exploitée dans cette section, permettant d'utiliser le même opérateur de propagation pour comparer les résultats des systèmes computationnels avec la technique SAIR. Cette factorisation faisant appel à des approximations, il semble maintenant intéressant d'étudier l'impact de cette dernière dans le contexte étudié. On pourra alors déterminer si le modèle initial proposé dans ces travaux permet d'obtenir de meilleures reconstructions.

### 3.5.3 Comparaison des opérateurs de reconstruction

Une deuxième étude numérique est menée afin de prouver la faisabilité de l'approche proposée par inversion matricielle ( $\mathbf{R}_M$ ) ainsi que la solution alternative factorisée ( $\mathbf{R}_G$ ). Le scénario d'imagerie considéré est constitué d'un réseau en forme de "Y", composé de 3 branches de 5 antennes disposées tous les  $120^\circ$  et d'une antenne centrale. Cette étude a aussi pour objectif de faciliter le dimensionnement d'un prototype d'imagerie. On souhaite réaliser une caractérisation des fonctions de transfert à l'aide de connecteurs  $WR-10$ , spécifiquement conçus pour fonctionner dans la bande W complète s'étendant de 75 GHz à 110 GHz. Malgré les faibles dimensions des guides rectangulaires de ces connecteurs ( $2.54 \text{ mm} \times 1.27 \text{ mm}$ ), les contraintes mécaniques imposées à ces derniers requièrent l'utilisation d'embases beaucoup plus larges, de l'ordre de 1.9 cm (Fig. 3.7).



FIGURE 3.7 – Alignement de connecteurs WR-10 standards permettant de comparer les dimensions des guides d'ondes ( $2.54 \text{ mm} \times 1.27 \text{ mm}$ ) à celles des embases (1.9 cm de diamètre) utilisées pour assurer des contraintes mécaniques suffisantes.

Souhaitant optimiser les prototypes fabriqués aux spécifications des systèmes actifs introduits dans la section suivante, la bande d'opération est décalée de 92-97 GHz vers 89-94 GHz. Cette translation fréquentielle conserve la largeur de bande passante initiale de 5 GHz et permettra pour les futures démonstrations d'améliorer la linéarité des mélangeurs utilisés. Les contraintes de dimensions des guides WR-10 imposent finalement d'augmenter l'espace entre

ports par rapport à la précédente section, imposant maintenant une distance entre antennes  $d_a = 7c/92\text{GHz} \approx 2.28$  cm. Souhaitant maintenir le plan de la cible à une distance  $R = 1$  m des antennes, la résolution spatiale transverse est améliorée grâce à la formation d'une ouverture synthétique plus grande  $L_x = 10d_a \cos(30^\circ) \approx 19.75$  cm. La résolution peut ainsi être estimée de la façon suivante :

$$\delta_x = \lambda_c \frac{R}{2L_x} \quad (3.65)$$

$$= \frac{1}{140 \cos(30^\circ)} \quad (3.66)$$

$$\approx 8.2 \text{ mm} \quad (3.67)$$

Le champ de vision  $\Delta_x$  est aussi nécessairement impacté par l'écartement des antennes :

$$\Delta_x = \lambda_c \frac{R}{d_a \cos(30^\circ)} \quad (3.68)$$

$$= \frac{1}{7 \cos(30^\circ)} \quad (3.69)$$

$$\approx 16.4 \text{ cm} \quad (3.70)$$

Sous l'impact du changement de dimensions de l'ouverture rayonnante, la résolution et le champ de vision sont ainsi tous deux divisés par un facteur approchant 8. Pour un nombre d'antennes fixe, ces nouvelles caractéristiques permettent de confirmer le fait qu'il n'est pas possible d'optimiser un paramètre sans consentir à relâcher les contraintes sur un autre. Le nouveau scénario d'imagerie considéré pour la comparaison des techniques de reconstructions est présenté en Fig. 3.8.

La scène à imager est constituée de sources ponctuelles formant un damier de  $32 \times 32$  éléments. Ces dernières sont étendues sur un carré de 14.5 cm de côté pour un échantillonnage spatial de 4.5 mm selon les axes transverses  $x$  et  $z$ , proche de la moitié de la résolution théorique. Le damier représente une cible de test intéressante exploitée dans de nombreux domaines d'imagerie [137–139], permettant de disposer d'une scène structurée dont on peut facilement identifier les déformations après reconstruction.

Une série de simulations est réalisée dans la bande de fréquences 89-94 GHz, découpée en 6001 échantillons. Cette résolution fréquentielle permet d'obtenir des signaux temporels étalés sur  $1.2 \mu\text{s}$ . Le rayonnement des sources est à nouveau généré dans le domaine temporel, suivant la distribution suivante  $\rho_k(\mathbf{r}, t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma(\mathbf{r})^2)$ . Les signaux subissent ensuite une transformée de Fourier afin d'être propagés jusqu'aux ports de mesure où l'on calcule leur corrélation pour chaque acquisition  $k$ .

L'étude des techniques de reconstruction va nécessiter l'exploitation d'un opérateur de pro-

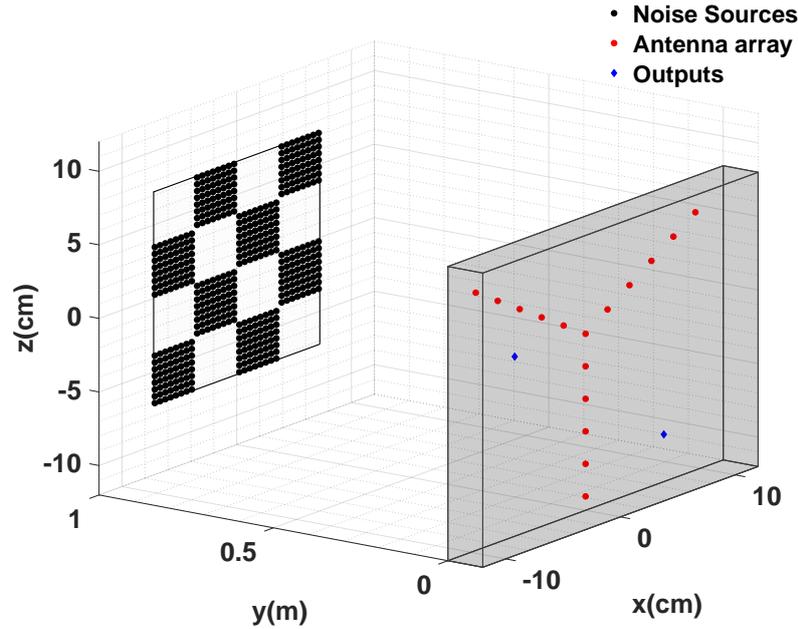


FIGURE 3.8 – Scénario d’imagerie computationnelle utilisant une cavité de  $16 \times 2$  connectée à un réseau d’antennes en forme de Y. La zone à imager est discrétisée en un ensemble de sources de bruit formant cette fois-ci un damier.

pagation  $\mathbf{G}_{f_c}$ . Il semble donc intéressant en premier lieu d’étudier ses propriétés, ainsi que les limites de l’approximation de fréquence centrale considérée pour simplifier les calculs. On réalise donc une première série de reconstructions à partir des fonctions de visibilité  $V_{t_0}$ , estimées par simple compensation de phase en connaissant parfaitement les signaux reçus par les antennes (Fig. 3.9).

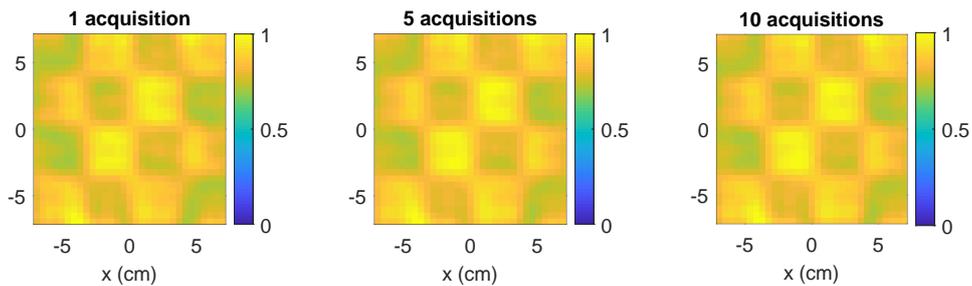


FIGURE 3.9 – Reconstructions réalisées à partir des signaux  $\mathbf{S}_{f,k}$  reçus par les antennes. Les reconstructions sont effectuées en réalisant un calcul de transposée conjuguée sur l’opérateur de propagation  $\mathbf{G}_{f_c}^\dagger$  appliqué aux fonctions de visibilité vectorisées  $\mathbf{v}_{t_0}$ .

Pour simplifier l’étude, les amplitudes des sources et des images reconstruites sont normalisées. Les reconstructions obtenues pour un ensemble de 1, 5 et 10 séries d’acquisitions moyennées permettent d’entrevoir le damier, bien que le contraste reste assez faible. Cette faible qualité de reconstruction que le moyennage des corrélations ne semble pas améliorer est liée à

la contribution des éléments diagonaux de la matrice de visibilité  $\mathbf{V}_{t_0}$ . Ces échantillons sont en l'absence de bruit additif de mesure des réels purs grâce à la compensation de leur phase lors du calcul d'autocorrélation. Les combinaisons linéaires réalisées avec l'opérateur  $\mathbf{G}_{f_c}^\dagger$  dont les colonnes associées correspondent aussi à des autocorrélations des fonctions de Green, rajoutent ainsi une série de composantes continues sur l'image. L'approximation du calcul à partir des seules informations extraites en  $t_0 = 0$  révèlent ainsi une première limitation qu'il semble facile de contourner. On peut simplement réaliser une pondération des éléments diagonaux de  $\mathbf{V}_{t_0}$  afin de diminuer leur contribution dans l'image finale. On calcule alors :

$$\mathbf{V}_{t_0}^{(\lambda)} = \mathbf{V}_{t_0} - \mathbf{V}_{t_0} \cdot (1 - \lambda)\mathbf{I} \quad (3.71)$$

où  $[\cdot]$  correspond au produit de Hadamard (élément par élément),  $\lambda \in [0, 1]$  est un coefficient appliqué aux éléments diagonaux et  $\mathbf{I}$  est une matrice identité de mêmes dimensions que  $\mathbf{V}_{t_0}$ . Le résultat de ce filtrage est présenté en appliquant un coefficient  $\lambda = 0.1$ , conservant le même opérateur de rétro-propagation  $\mathbf{G}_{f_c}^\dagger$  (Fig. 3.10).

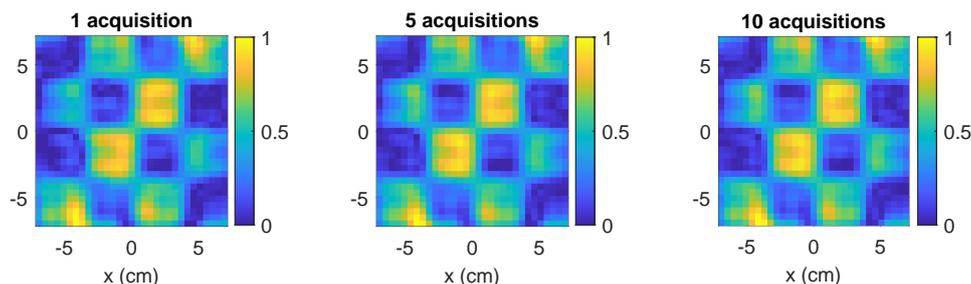


FIGURE 3.10 – Reconstructions réalisées à partir de  $\mathbf{V}_{t_0}^{(0.1)}$  par transposée-conjuguée de la matrice de corrélation des fonctions de Green  $\mathbf{G}_{f_c}^\dagger$ .

L'atténuation de la contribution des échantillons diagonaux permet d'améliorer assez nettement le contraste des images reconstruites. Ces échantillons représentent malgré tout une certaine source d'informations qui sont exploitées pour la reconstruction d'images. Pour s'en convaincre, on calcule les images obtenues en supprimant complètement les éléments diagonaux, calculant  $\mathbf{V}_{t_0}^0$  (Fig. 3.11).

Les approximations étudiées pour faciliter les reconstructions d'images nécessitent donc un pré-traitement peu onéreux en calcul, ouvrant la voie vers de possibles reconstructions par simple transposée-conjuguée de l'opération de rétro-propagation calculé à la seule fréquence centrale. Cette opération permet seulement de compenser les phases des différentes contributions, ne corrigeant pas les différences d'amplitudes entre ces dernières. L'exploitation de techniques de régularisation précédemment introduites permettent de corriger conjointement phase et ampli-

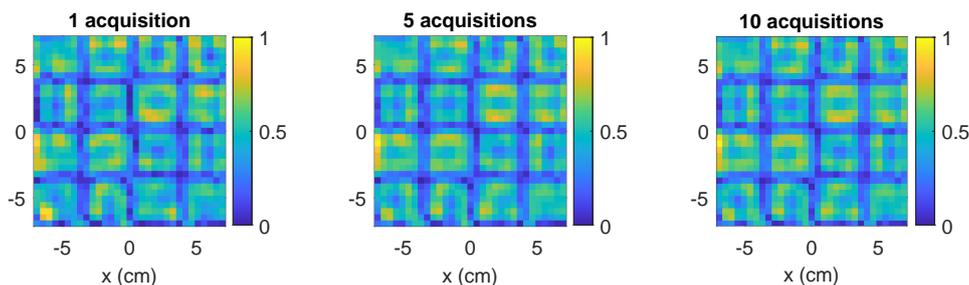


FIGURE 3.11 – Reconstructions réalisées à partir de  $\mathbf{V}_{t_0}^{(0)}$  à l’aide de  $\mathbf{G}_{f_c}^\dagger$ . La suppression complète des contributions diagonales impacte fortement la qualité des images reconstruites.

tude. Une démonstration est proposée par régularisation de Tikhonov, exploitant l’opérateur suivant :

$$\mathbf{G}_{f_c}^+ = (\mathbf{G}_{f_c}^\dagger \mathbf{G}_{f_c} + \beta \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}_{f_c}^\dagger \quad (3.72)$$

Le seuil de régularisation  $\beta$  doit être ajusté en fonction du conditionnement de la matrice  $\mathbf{G}_{f_c}$ . Pour cette simple démonstration, il est fixé sans aucune forme d’optimisation en fonction de la norme  $\ell_2$  de  $\mathbf{G}_{f_c}$  tel que  $\beta = 0.1 \|\mathbf{G}_{f_c}\|_2$ . Une étude permettant de choisir une valeur idéale pour ce paramètre est proposée dans [122] en exploitant la technique de la *L-curve*, reposant sur la minimisation conjointe de la norme  $\ell_2$  de l’image reconstruite  $\hat{\sigma}_G^2$  et du résidu  $\|\mathbf{G}_{f_c} \hat{\sigma}_G^2 - \mathbf{v}_{t_0}\|$ . Les images reconstruites dans de telles conditions sont présentées en figure 3.12. La pondération des éléments diagonaux de  $\mathbf{V}_{t_0}$  n’est maintenant plus nécessaire, profitant de la compensation d’amplitude réalisée par la régularisation de Tikhonov.

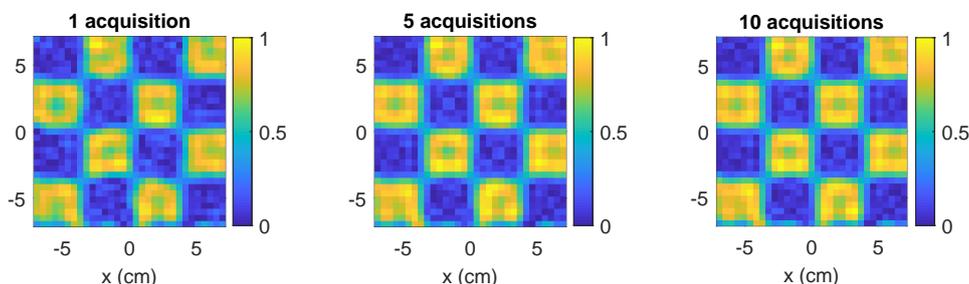


FIGURE 3.12 – Reconstructions réalisées à partir de  $\mathbf{V}_{t_0}$  à l’aide de  $\mathbf{G}_{f_c}^+$  calculée par régularisation de Tikhonov.

La qualité des résultats obtenus profite largement de l'utilisation de cette technique de reconstruction plus complexe. Les sources reconstruites présentent une amplitude uniformisée, plus proche des paramètres initialement choisis dans la simulation. On remarque pour chaque reconstruction que le moyennage des corrélations de signaux reçus par les antennes n'a qu'une faible influence sur la qualité des images reconstruites. Ceci s'explique par l'exploitation d'un grand nombre d'échantillons fréquentiel, fixé à 6001 pour cette étude, qui représente déjà un moyennage important. Cette première étude aura permis de mettre en évidence la validité de l'approximation à la fréquence centrale de l'opérateur de propagation considérant la faible bande passante relative exploitée pour ces travaux (5 GHz autour de 92 GHz, soit environ 5%). Cette validation permettra de considérer cette approche pour la suite des reconstructions réalisées pour les cas d'imagerie computationnelle à l'aide de l'opérateur factorisé, évitant l'exploitation de la dimension fréquentielle qui imposerait des consommations de mémoire vive trop importante. L'adaptation de ces reconstructions idéales au scénario d'imagerie computationnelle interférométrique requiert maintenant de travailler à l'aide des signaux issus des différents ports de la cavité.

Pour cette nouvelle étude, les fonctions de transfert sont modélisées avec un temps de décroissance des réponses impulsionnelles temporelles de  $\tau_{rc} = 120$  ns. Le nombre de ports de sortie de la cavité est fixé à  $N_p = 2$ . De nouvelles simulations permettent maintenant de réaliser de nouvelles estimations, les reconstructions étant réalisées en calculant la matrice de corrélation des signaux mesurés sur les ports de la cavité, vectorisée pour obtenir le vecteur  $\mathbf{r}_u$ . Les précédents développements ont permis de mener à l'estimation d'une matrice reliant  $\mathbf{r}_u$  à l'espace de la cible, d'après l'équation (3.42) rappelée ici pour limiter les allers-retours entre sections :

$$\hat{\sigma}_M^2 = \mathbf{R}_M^+ \mathbf{r}_u \quad (3.73)$$

Pour une première démonstration, le pseudo-inverse est remplacé par l'opérateur transposé-conjugué  $\mathbf{R}_M^\dagger$ . Les reconstructions réalisées dans des conditions analogues à celles précédemment étudiées sont présentées en figure 3.13.

Ces premières reconstructions ne permettent pas de distinguer la scène, montrant les limites de l'opérateur matriciel  $\mathbf{R}_M$  dans le contexte d'une technique d'inversion aussi limitée. La seule compensation de phase est à nouveau insuffisante pour assurer de bonnes reconstructions, le problème précédent étant ici exacerbé pour la faible quantité d'informations mesurées. Les autocorrélations des signaux reçus par les deux ports de la cavité représentent en effet 50% des informations mesurées dans la configuration étudiée. La technique de pondération des échantillons diagonaux ne semblant pas améliorer la situation, il est directement proposé d'analyser les résultats issus de reconstructions réalisées par régularisation de Tikhonov. On commence par déterminer le pseudo-inverse de la matrice  $\mathbf{R}_M$ , défini tel que :

$$\mathbf{R}_M^+ = (\mathbf{R}_M^\dagger \mathbf{R}_M + \beta \mathbf{I})^{-1} \mathbf{R}_M^\dagger \quad (3.74)$$

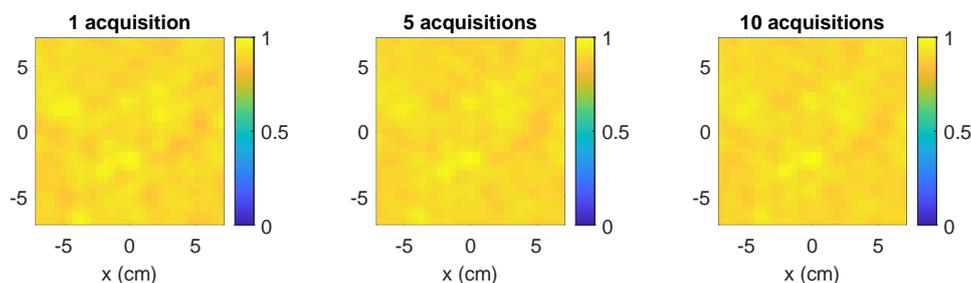


FIGURE 3.13 – Reconstructions réalisées par un système d’imagerie computationnelle interférométrique, à partir du vecteur  $\mathbf{r}_u$  et à l’aide de la matrice  $\mathbf{R}_M^\dagger$  compensant à la fois les fonctions de transfert de la cavité et la propagation en espace libre.

Les images obtenues à l’aide de ce nouvel opérateur sont présentées dans la figure 3.14.

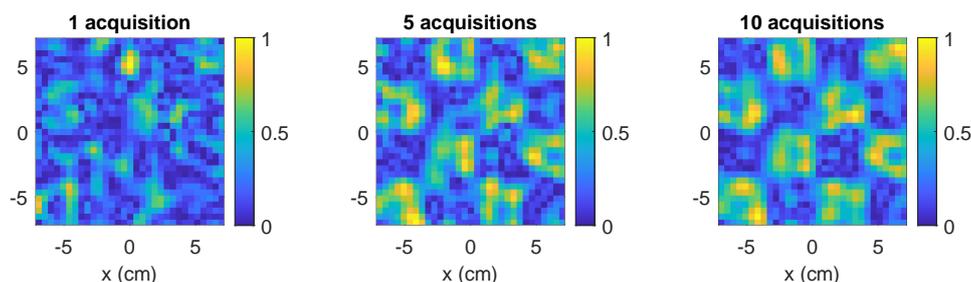


FIGURE 3.14 – Reconstructions réalisées par un système d’imagerie computationnelle interférométrique, à partir du vecteur  $\mathbf{r}_u$  et à l’aide cette fois de la matrice  $\mathbf{R}_M^+$  calculée par régularisation de Tikhonov. En comparaison des précédentes reconstructions, la compensation conjointe de l’amplitude et de la phase du problème facilite la reconstruction de la scène.

Cette nouvelle technique de reconstruction plus performante, réalisée en optimisant le niveau du paramètre de régularisation au moyen de multiples essais, permet maintenant de distinguer le damier. Contrairement à précédemment, le moyennage des différentes acquisitions a un impact beaucoup plus significatif sur la qualité des résultats. Cette différence semble liée au fait que la quantité d’échantillons exploités pour la reconstruction d’images est fortement limitée, nécessitant alors une plus grande quantité d’acquisitions pour atteindre les mêmes caractéristiques de moyennage. On est en effet passé de  $N_a^2 \cdot N_f$  à  $N_p^2 \cdot N_f$  échantillons,  $N_a = 16$  étant le nombre d’antennes,  $N_p = 2$  le nombre des ports de mesure et  $N_f = 6001$  la quantité de points fréquentiels mesurés pour chaque signal. La réduction du nombre d’échantillons exploités pour les reconstructions est donc d’un facteur  $N_a^2/N_p^2 = 64$  en passant du système interférométrique conventionnel à l’approche computationnelle étudiée. Une nouvelle reconstruction est réalisée

dans les mêmes conditions en exploitant cette fois-ci 100 acquisitions et présentée en Fig. 3.15.

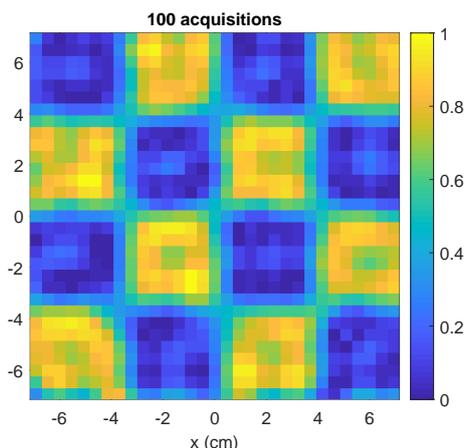


FIGURE 3.15 – Reconstruction réalisée par régularisation de Tikhonov en exploitant cette fois la moyenne des corrélations issues de 100 acquisitions différentes.

La qualité de l'image obtenue avec plus de moyenne se rapproche maintenant de celle issu du cas idéal SAIR précédemment étudié. Ce résultat permet de confirmer la nécessaire utilisation d'un plus grand nombre de captures pour compenser la diminution de la quantité de chaîne d'acquisition. Une telle contrainte ne facilite pas le développement de systèmes d'imagerie opérant en temps réel. On peut cependant anticiper que l'exploitation d'outils de mesure temporelle confrontée aux durées des trames à mesurer sur les deux ports de la cavité, évaluées de l'ordre de  $1.2 \mu\text{s}$ , permettrait tout de même d'atteindre facilement le moyennage de la corrélation de centaines de signaux tout en garantissant un fonctionnement rapide.

Ayant validé les bonnes performances du formalisme matriciel reliant la corrélation des signaux mesurés à la scène, il est maintenant possible de comparer les résultats obtenus à ceux de l'opérateur factorisé. Pour rappel, ce dernier s'exprime de la façon suivante :

$$\hat{\sigma}_G^2 = \mathbf{G}_{f_c}^+ \mathbf{R}_H^+ \mathbf{r}_u \quad (3.75)$$

L'approximation de la matrice  $\mathbf{R}_M$  en  $\mathbf{R}_G = \mathbf{R}_H \mathbf{G}_{f_c}$  avait été précédemment introduite en considérant à la fois l'approximation à la fréquence centrale de l'opérateur de propagation et la sommation selon la dimension fréquentielle des fonctions de visibilité estimées. Les reconstructions de cette simplification sont premièrement étudiées dans un contexte simple où les deux sous-opérateurs subissent une transposée-conjuguée (Fig. 3.16).

Une fois encore, la simple compensation de phase ne permet pas pour aussi peu d'acquisitions de reconstruire d'images révélant correctement la scène. La matrice  $\mathbf{R}_G$  étant une approximation de l'opérateur plus rigoureux  $\mathbf{R}_M$ , il était possible d'anticiper que les reconstructions seraient dans la meilleur des situations d'une qualité comparable à celles réalisées précédemment. Il ne semble logiquement pas possible d'obtenir de meilleures performances en concédant une éventuelle pertes d'informations pour limiter les dimensions des matrices à traiter. Suivant la logique précédente et face aux faibles performances des simples compensations de phase, des

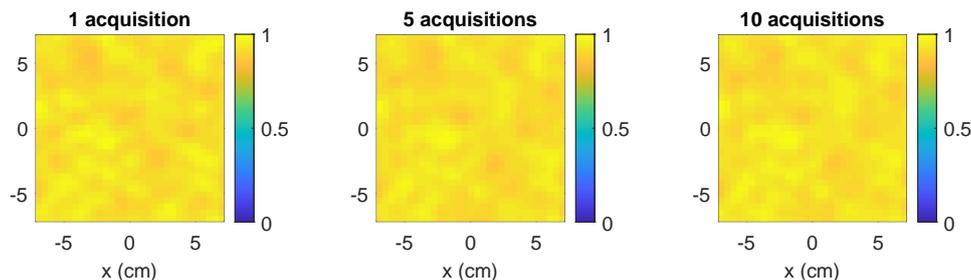


FIGURE 3.16 – Reconstructions réalisées pour un système d’imagerie computationnelle interférométrique en exploitant l’opérateur approximé  $\mathbf{R}_G$  subissant une simple transposée-conjuguée avant la multiplication par la corrélation des signaux mesurés  $\mathbf{r}_u$ .

reconstructions sont réalisées à l’aide de régularisations de Tikhonov. Les pseudo-inversions sont calculées de façon indépendantes sur l’ensemble des deux sous-opérateurs telle que :

$$\mathbf{G}_{f_c}^+ = (\mathbf{G}_{f_c}^\dagger \mathbf{G}_{f_c} + \beta_G \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}_{f_c}^\dagger \quad (3.76)$$

$$\mathbf{R}_H^+ = (\mathbf{R}_H^\dagger \mathbf{R}_H + \beta_H \mathbf{I})^{-1} \mathbf{R}_H^\dagger \quad (3.77)$$

Pour chaque régularisation, les paramètres respectifs  $\beta_G$  et  $\beta_H$  doivent être optimisés afin d’exploiter un maximum d’informations d’amplitude sans être impacté par les problèmes de conditionnement limitant chaque matrice. Les résultats obtenus pour cette nouvelle approche sont présentés en figure 3.17.

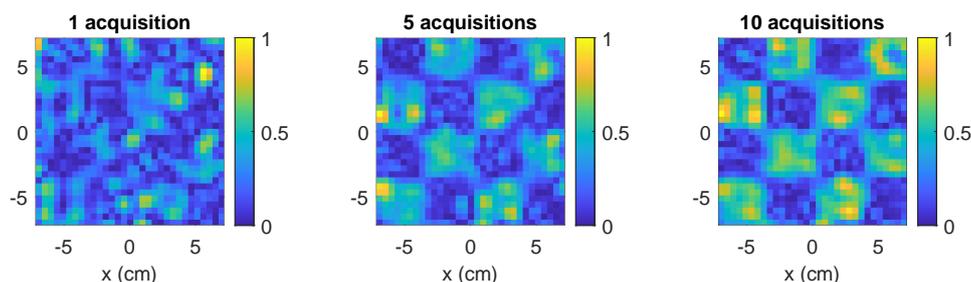


FIGURE 3.17 – Reconstructions réalisées pour un système d’imagerie computationnelle interférométrique en exploitant l’opérateur approximé  $\mathbf{R}_G$  dont chaque sous-matrice  $\mathbf{G}_{f_c}$  et  $\mathbf{R}_H$  subissent maintenant des régularisations de Tikhonov.

L’exploitation de la moyenne des corrélations permet à nouveau d’améliorer les résultats de reconstructions, obtenant des images d’une qualité comparables à celles obtenues à partir de l’opérateur initial  $\mathbf{R}_M$ . La reconstruction calculée à partir d’un ensemble de 100 acquisitions est

à nouveau présentée (Fig. 3.18).

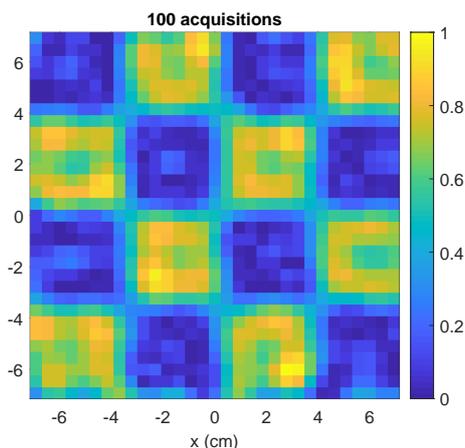


FIGURE 3.18 – Reconstruction réalisée par régularisation de Tikhonov pour un système d'imagerie interférométrique et en exploitant l'opérateur approximé  $\mathbf{R}_G$ .

L'image obtenue semble à nouveau d'un niveau comparable à celle issu de l'opérateur initial, permettant de clairement distinguer la localisation des différentes cases du damier.

Une étude plus rigoureuse de cette approximation est proposée en étudiant les caractéristiques des matrices  $\mathbf{R}_M$  et  $\mathbf{R}_G$ . La décomposition en valeurs singulières introduit dans le premier chapitre semble être un outil particulièrement bien adapté dans cette situation, permettant d'estimer le niveau de corrélation entre les différentes lignes et colonnes d'une matrice. Si l'approximation exploitée pour la factorisation de  $\mathbf{R}_M$  fait perdre une quantité limitée d'informations, on peut s'attendre à ce que les spectres de valeurs singulières des deux opérateurs matriciels soient sensiblement les mêmes. Ces derniers sont représentés dans la figure 3.19.

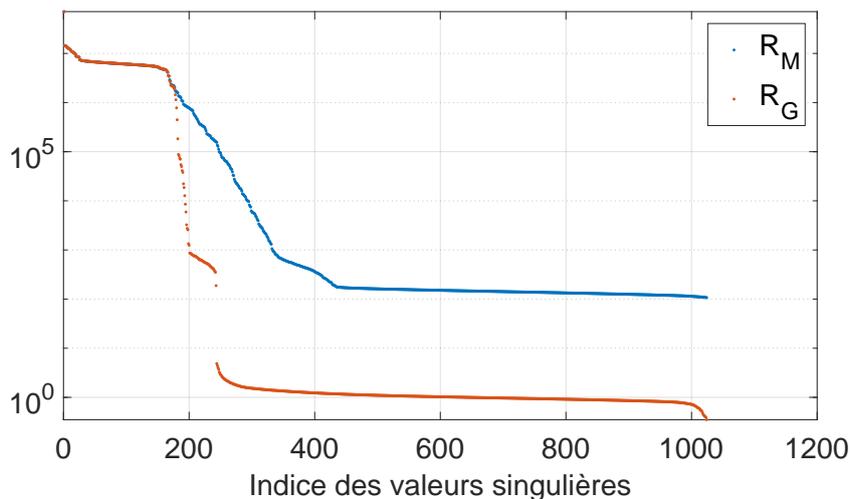


FIGURE 3.19 – Spectres de valeurs singulières des matrices  $\mathbf{R}_M$  et  $\mathbf{R}_G$ .

L'impact de l'approximation de l'opérateur de propagation autorisant la factorisation est clairement visible dans cette dernière figure. Les spectres de valeurs singulières sont en effet

commun pour les deux matrices jusqu'à ce qu'une chute plus importante apparaissent pour la matrice  $\mathbf{R}_G$ , liée à un niveau de corrélation plus important entre les différentes applications linéaires qui composent cette dernière. On remarquera cependant que cette différence n'apparaît qu'à un niveau d'ordre de grandeur inférieur à la valeur singulière la plus significative. Cette faible différence permet donc de justifier les résultats comparables obtenus à l'aide des deux techniques.

En conclusion de cette section, les différentes techniques de reconstruction étudiées ont pu être comparées. S'il est possible de reconstruire facilement des images par simple compensation de phase dans le cas des systèmes interférométriques conventionnels, la perte d'informations associées à l'exploitation de seulement deux ports de mesure associée à la reconstruction d'une scène plus complexe a permis de mettre en évidence les limites des seules opérations de transposées conjuguées dans les cas computationnels. La comparaison des reconstructions réalisées dans chaque cas à l'aide de régularisation de Tikhonov a permis de mettre en évidence la possible exploitation d'un tel système pour la reconstruction de scènes révélant par ailleurs des résultats comparables pour les deux formalismes étudiés. L'approche basée sur la matrice  $\mathbf{R}_M$  est plus rigoureuse et ne nécessite l'optimisation que d'un unique seuil de régularisation. L'exploitation de l'approximation de l'opérateur de propagation permet de factoriser cette dernière en deux sous-matrices de dimensions réduites, garantissant une occupation mémoire restreinte. Dans le cas étudié, la matrice  $\mathbf{R}_M$  codée en nombres flottants de simple précision occupe 187 Mo de RAM tandis que les deux sous matrices  $\mathbf{G}_{f_c}$  et  $\mathbf{R}_H$  représentent ensemble un volume de données de 48 Mo, soit une réduction d'un facteur 3.8 de l'occupation de mémoire vive. Si les chiffres présentés ne semblent pas particulièrement limitant pour cette démonstration, un tel allègement peut s'avérer crucial pour des applications de scanner corporel où les volumes des matrices atteignent rapidement la centaine de gigaoctets. Les reconstructions réalisées à l'aide de l'opérateur factorisé sont aussi plus rapides. Considérant que les pseudo-inverses de chaque matrice sont pré-calculés et stockés en mémoire, le calcul d'une image à l'aide de l'opérateur  $\mathbf{R}_M$  nécessite en moyenne 33 ms, tandis que celui réalisé à l'aide de l'opérateur factorisé chute à 11 ms en réalisant les deux opérations successives.

Suivant cet ensemble de simulations, ces principes peuvent maintenant être étudiés dans le domaine expérimental. La section suivante présente les différentes manipulations d'imagerie computationnelle interférométrique réalisées pour la première fois en bande W.

### 3.6 Validations expérimentales

Cette section a pour objectif de démontrer la validité des techniques développées dans ce manuscrit, ainsi que de transposer pour la première fois les principes d'imagerie computationnelle interférométrique à 90 GHz. En premier lieu, ces validations sont réalisées à l'aide d'un banc de mesure opérant dans le domaine fréquentiel. Ce dernier permet de caractériser les fonctions de transfert des cavités conçues pour ces démonstrations et de reproduire des expériences de localisation de sources. Les outils fréquentiels sont particulièrement bien adaptés à de premières

démonstrations grâce à leur sensibilité élevée et à leur très bonne linéarité. Souhaitant ensuite s’orienter vers des conditions de fonctionnement plus proches de celles de l’application d’imagerie corporelle considérée, on s’intéressera ensuite au développement et à l’exploitation d’un banc opérant dans le domaine temporel. Les avantages et inconvénients associés à l’utilisation de tels systèmes seront analysés, travaillant dans un contexte technologiquement contraint par les très hautes fréquences d’opération.

### 3.6.1 Premières expérimentations dans le domaine fréquentiel

Une première expérience a été effectuée dans le domaine fréquentiel, réalisant la localisation de sources actives en utilisant la cavité chaotique  $4 \times 1$  introduite dans le second chapitre [140]. Celle-ci est connectée à un réseau linéaire permettant une reconstruction d’images selon l’axe de ce dernier. Les signaux reçus sont codés et multiplexés vers un port de mesure unique avant d’être exploités dans la couche numérique. L’analyseur (VNA) utilisé pour ces expériences est un Keysight PNA N5227A opérant jusqu’à 67 GHz et les modules de transposition millimétrique sont des Virginia Diode WR10-VNAX, permettant de réaliser des mesures dans l’ensemble de la bande W comprise entre 67 GHz et 115 GHz. Les premières expériences sont réalisées dans la bande 92-97 GHz. On rappelle qu’une seconde bande sera ensuite considérée dans la suite de ces travaux, comprise entre 89 GHz et 94 GHz suivant les contraintes de linéarité et de gain des systèmes temporels présentés dans la section suivante.

En premier lieu, un étalonnage est réalisé dans la bande utile afin de supprimer l’influence des différents composants de ce banc, normalisant phases et amplitudes dans les plans des guides d’ondes aux sorties des modules de transposition millimétriques. Une caractérisation des fonctions de transfert la cavité est ensuite réalisée de façon connectée (Fig. 3.20), exploitée par la suite dans le processus de reconstruction d’images. Ces mesures permettent aussi l’évaluation des paramètres intrinsèques de cette première cavité tels que le facteur de qualité  $Q$  et le temps de décroissance associé  $\tau_{rc}$ , étudiés dans le second chapitre.

Un banc expérimental est ensuite mis en place pour localiser un source. La cavité  $4 \times 1$  est ainsi placée en face de cette dernière et tous les ports sont connectés à des antennes cornet présentant un gain de 10 dB afin de réaliser une mesure en transmission entre les deux modules de transposition. Les antennes en réception sont espacées de  $7\lambda_c$  avec  $\lambda_c$  longueur d’onde centrale permettant une résolution spatiale  $\delta_x = 2$  cm et un champ de vision de  $\Delta_x = 14$  cm, déterminés en appliquant les relations introduites précédemment. Pour cette démonstration expérimentale, le prototype de la cavité retenu est celui fabriqué par la société SAP et étudié dans le second chapitre. L’ensemble de banc est présenté en figure 3.21.

Les mesures sont donc réalisées dans la bande 92-97 GHz échantillonnée par 5000 points de fréquence. Pour émuler la source de bruit, la mesure du coefficient de transmission  $S_{21}$  obtenue entre les deux modules de transposition est multipliée par les spectres d’une série de 100 réalisations de bruits blancs gaussiens en post-traitement. L’image est ensuite obtenue en décodant numériquement les signaux reçus par les antennes, puis en appliquant les algorithmes d’imagerie présentés précédemment pour la reconstruction de l’image [140]. L’approche retenue

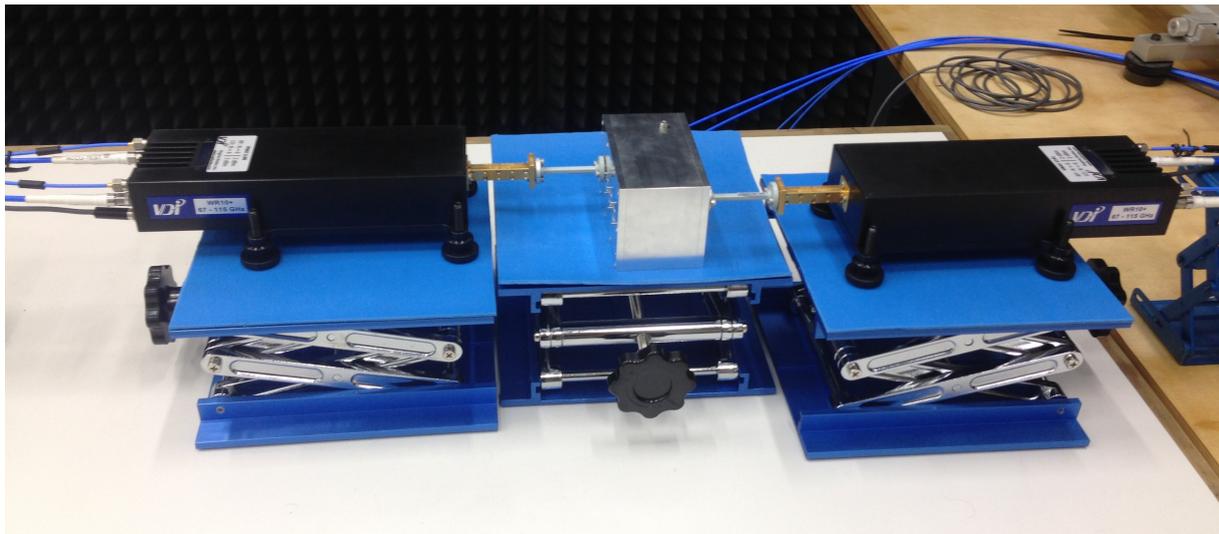


FIGURE 3.20 – Caractérisation connectorisée de la cavité  $4 \times 1$ . La mesure de réponses fréquentielles en transmission permet, après calibration, d’obtenir les fonctions de transfert dans la première bande 92-97 GHz exploitée pour des expériences de localisation interférométrique.

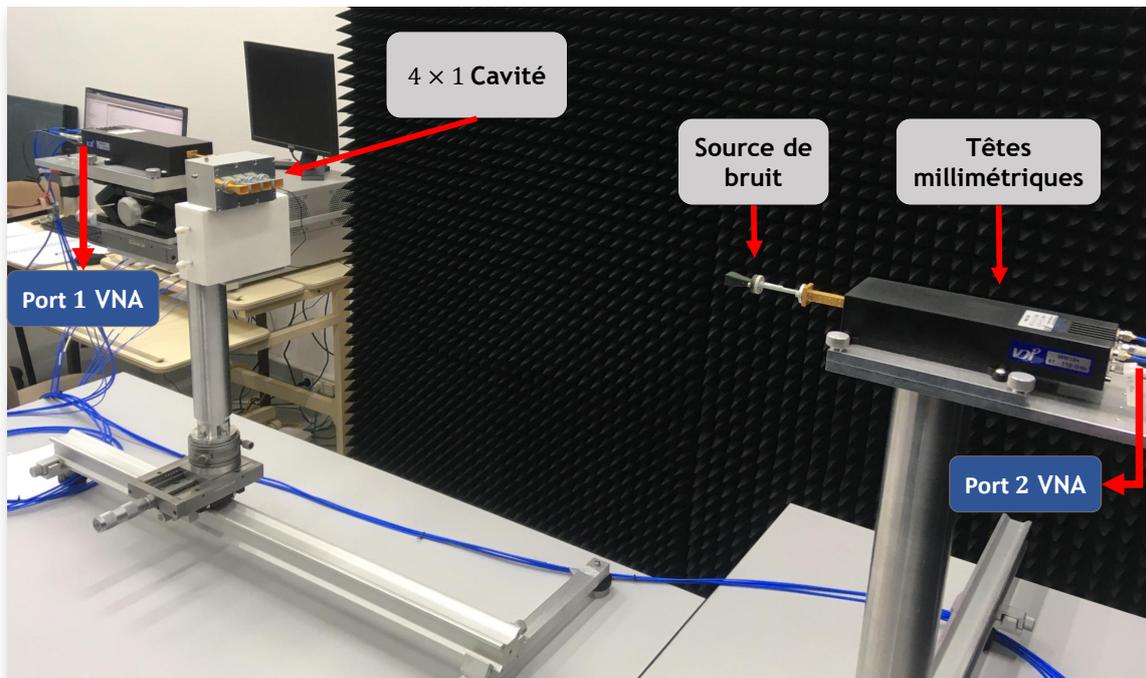


FIGURE 3.21 – Banc expérimental dans le domaine fréquentiel d’un système d’imagerie interférométrique computationnelle opérant dans la bande 92 – 97 GHz pour la localisation d’une source.

pour cette première démonstration correspond ainsi à la technique d’égalisation des fonctions de transfert du composant multiplexeur [120], la généralisation des formalismes de reconstruction n’ayant été développée qu’après ces premières démonstrations. Pour une première mesure, la source est placée au centre du réseau d’antennes à une distance  $R = 0.84$  m afin d’être localisée par interférométrie computationnelle (Fig. 3.22 - tracé rouge). Ensuite, la source est déplacée de  $\pm 30$  mm de la position initiale dans l’axe défini par le réseau d’antennes (Fig. 3.22 - tracés

jaune et bleu).

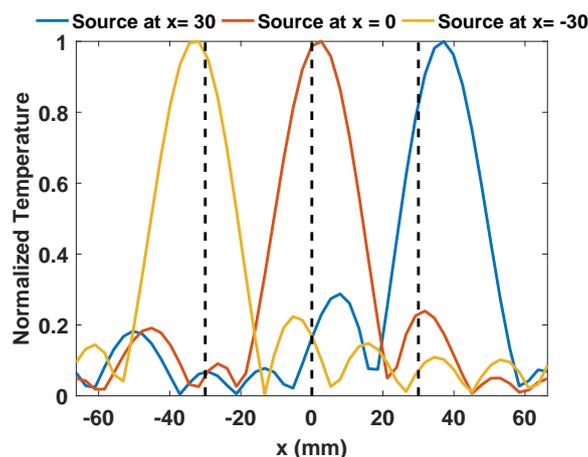


FIGURE 3.22 – Localisation d’une source par imagerie computationnelle interférométrique (les traits noirs pointillés correspondent aux positions réelles de la source – les traits jaune/rouge/bleu correspondent aux positions estimées).

En approximant la source à un émetteur ponctuel, les résolutions spatiales sont déterminées à mi-hauteur du maximum des reconstructions obtenues. Le champ de vision est quant à lui mesuré en traduisant la source jusqu’à obtenir l’apparition de repliements, déterminant alors la distance entre la reconstruction de la cible et son image repliée. Les données mesurées sont comparées aux prédictions théoriques obtenues avec les calculs de limite de résolution introduits précédemment, ainsi qu’à des résultats de simulations reproduisant ces mêmes expériences radar et exploitant les fonctions de transfert mesurées de la cavité.

Tableau 3.1 – Comparaison des résultats de mesures et de simulations.

	Théorie	Simulation	Mesures
Résolution spatiale $\delta_x$	2 cm	2.2 cm	2.48 cm
Champs de vision $\Delta_x$	14.3 cm	13.3 cm	13.2 cm

Les données mesurées sont en bon accord avec celles issues de simulation et d’un ordre de grandeur comparable aux modèles théoriques. Les formules analytiques permettant de prévoir la résolution et le champ de vision des systèmes font appel à des approximations, négligeant par exemple l’impact de la bande de fonctionnement, justifiant ainsi l’écart constaté.

On remarque que les sources situées à  $x = -30$  mm et  $x = 30$  mm présentent des erreurs de localisation de 6% et 20% respectivement. Après des investigations sur la possible origine de ces erreurs, il semble que ces dernières soient simplement liées à un désalignement de l’axe de translation des sources par rapport à celui du réseau d’antennes (Fig. 3.23.a). Ces premières reconstructions permettent de mettre en avant une contrainte liée à l’exploitation de rayonnements à 90 GHz. Un simple défaut de positionnement de l’ordre de quelques millimètres devient particulièrement significatif considérant les résolutions des systèmes développés. Après identification de l’erreur d’alignement par retro-simulation, une correction de  $\theta_y = 3^\circ$  est appliquée aux positions théorique des sources, permettant d’obtenir des reconstructions en bon accord avec les

positions attendues (Fig. 3.23.b).

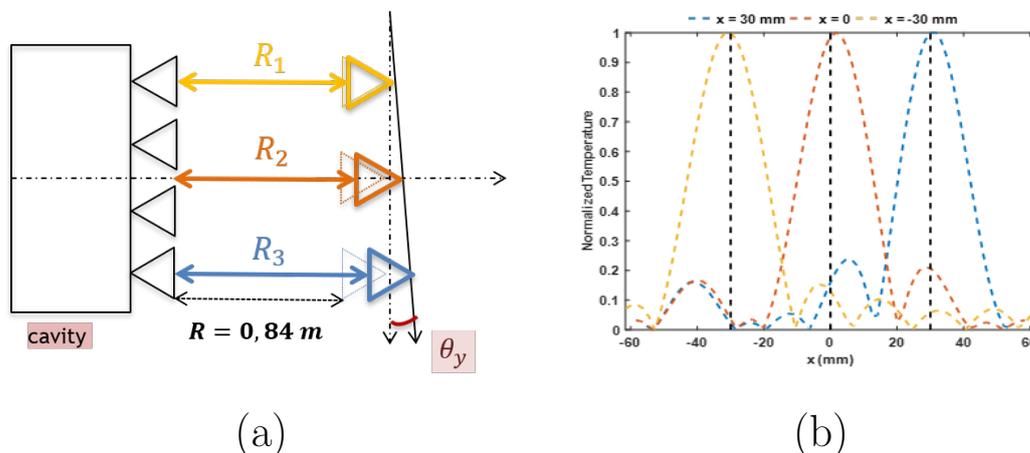


FIGURE 3.23 – (a) Correction des erreurs de distance entre la source et la cavité (b) les positions estimées correspondent aux positions attendues après correction.

Cette étude a permis de valider le principe de localisation de sources par un procédé computationnel et interférométrique autour de 90 GHz [140]. Exploitant les outils de propagation et de reconstruction précédemment présentés, il a par ailleurs été possible de confirmer que les performances prédites par les modèles numériques développés lors des premières étapes de ces travaux étaient en très bon accord avec les données mesurées.

Suivant ces premières démonstration, une nouvelle étude visant à se rapprocher de conditions de fonctionnement plus réalistes a ensuite été réalisée. Dans cet optique, il a été nécessaire de mettre en place un nouveau banc expérimental opérant dans le domaine temporel et de concevoir un nouveau prototype de cavité permettant la reconstruction d'images bi-dimensionnelles.

### 3.6.2 Imagerie interférométrique 2D reposant sur un nouveau banc temporel

#### 3.6.2.1 Description du banc expérimental

Un nouveau banc de mesure temporel opérant dans la bande W est premièrement développé afin de valider les concepts proposés dans des conditions plus réalistes. Ce choix est essentiellement motivé par la possibilité de mesurer le rayonnement de sources incohérentes et par l'importante réduction des durées d'acquisition, nécessaire à l'obtention de systèmes d'imagerie opérant en temps réel. L'exploitation d'outils de mesure fonctionnant dans le domaine temporel s'accompagne néanmoins de contraintes technologiques beaucoup plus fortes. Ces dernières ont eu un impact important sur la progression de ces travaux et sont développées dans cette section. La partie précédente était basée sur la mesure de sources synchronisées avec le récepteur, rendues temporellement incohérentes en post-traitement. On exploite pour ces nouvelles expériences une vraie source de bruit associée à deux chaînes de réceptions fonctionnant à 90 GHz et développée à l'occasion de ces travaux par la société MC2-technologies. On présente dans cette section les différents modules utilisés pour valider le principe d'imagerie computationnelle interférométrique à partir de mesures temporelles réalisées dans la bande W (Fig. 3.24).

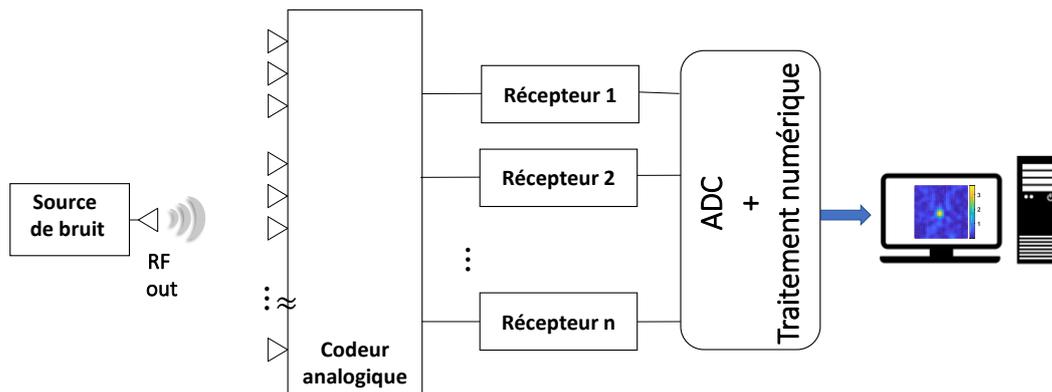


FIGURE 3.24 – Schéma d'un système d'imagerie computationnelle interférométrique opérant dans le domaine temporel.

### Chaînes de réceptions RF

Un récepteur millimétrique faible bruit, fonctionnant dans la bande comprise entre 89.25-94.25 GHz, a été développé par MC2 technologies dans le cadre du projet ANR Pixel. A fin de mobiliser le moins d'équipement possible et d'offrir la plus grande flexibilité, une architecture homodyne est choisie ici. Les récepteurs réalisent une transposition directe des signaux millimétriques vers la bande de base à l'aide de deux mélangeurs en quadrature. On reconstruit ainsi pour chaque acquisition des signaux complexes par démodulation IQ (*In-phase Quadrature*). Ces derniers sont transposés dans la bande intermédiaire comprise entre DC et 4 GHz, les parties réelles et imaginaires de chaque acquisition étant capturées sur deux voies indépendantes et de façon simultanée. La reconstruction des signaux complexes est ensuite réalisée dans le domaine numérique. La composition plus détaillée des étages de démodulation est présentée dans la figure 3.25.

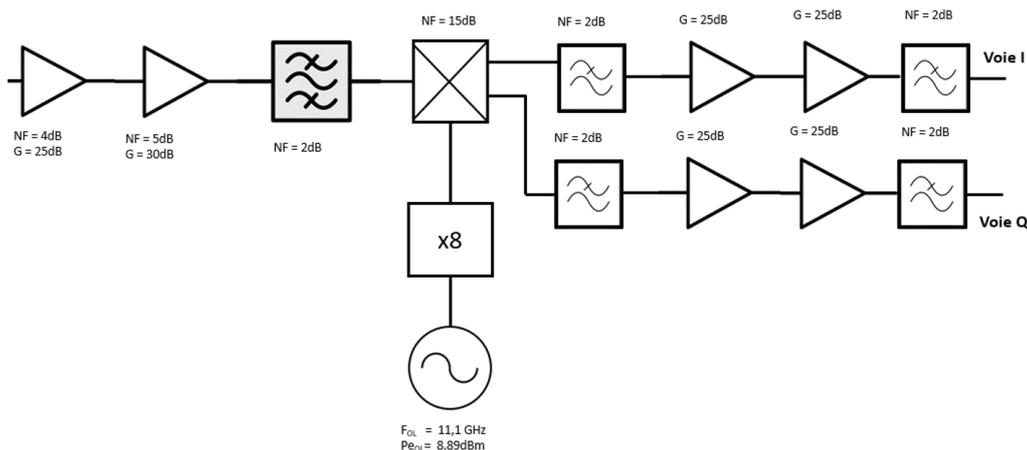


FIGURE 3.25 – Schéma synoptique du récepteur millimétrique faible bruit.

Chaque module de réception est constitué de 2 amplificateurs faible-bruit (LNA) de 25dB et 30 dB de gain puis d'un filtre passe-bande couvrant la bande d'intérêt et d'un mélangeur. La transposition du signal RF dans la bande DC-5 GHz est assurée par un bloc de conversion

composé d'un mélangeur IQ et d'un synthétiseur autour de 11 GHz suivi d'un multiplieur  $\times 8$ . Après mélange, les signaux IF sont filtrés puis amplifiés par deux étages de 25 dB de gain. Les caractéristiques du récepteur tels que la bande de fonctionnement, le gain et le facteur de bruit sont indiquées dans le tableau (3.2).

Spécifications	Valeur min	Valeur max
Fréquence RF (GHz)	89.25	94.25
Fréquence IF (GHz)	0.5	5.5
Fréquence OL (GHz)	11.125	
Pin OL (dB)	8	10
Facteur de bruit	4.8	6.4
Gain global (dB)	45	56

Tableau 3.2 – Récapitulatif des performances des récepteurs.

### Source de bruit

Une source de bruit active générant une puissance maximale de l'ordre de 10 dBm est exploitée pour ces expériences (Fig 3.26).



FIGURE 3.26 – Source de bruit à 90 GHz.

Cette dernière est constituée de deux blocs d'amplificateurs moyenne puissance (MPA) et deux blocs d'atténuateur suivis d'un LNA ainsi qu'un bloc d'amplification de forte puissance (HPA). Les caractéristiques des différents éléments composant cette source sont présentées dans le tableau 3.3.

	$P_{outmax}$ (dBm)	$G_{min}$ (dB)	$G_{max}$ (dB)
Atténuateur/LNA	-5	4	27
Amplificateur (MPA)	10		15
Amplificateur (HPA)	23		15

Tableau 3.3 – Les caractéristiques des différents blocs de la source de bruit.

Le choix de dissocier les deux blocs d'atténuation et d'amplification est fait pour garantir une certaine flexibilité pour diverses études telles que la sensibilité du système par exemple.

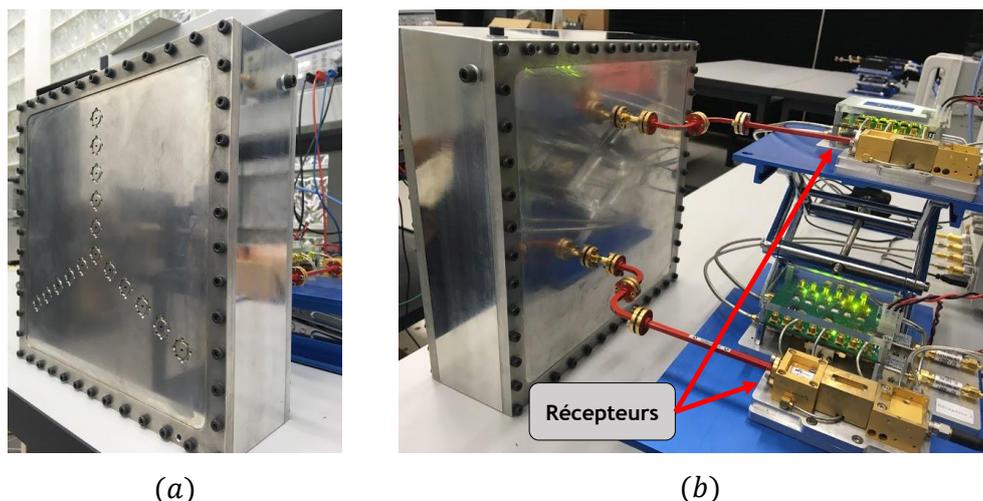


FIGURE 3.27 – Réseau d’antennes disposées en forme de Y (a), les deux récepteurs connectés aux deux ports de sortie de la cavité (b).

### 3.6.2.2 Bilan des difficultés rencontrées lors des validations en temporel

Le développement d’un banc de démonstration opérant dans le domaine temporel autour de 90 GHz s’est avéré particulièrement complexe, considérant à la fois les contraintes technologiques associées au travail dans la bande W, ainsi que celles liées aux spécificités des systèmes computationnels développés pour ces travaux.

La principale difficulté est liée à la précision fréquentielle nécessaire au bon fonctionnement de ces systèmes. La démodulation est réalisée en considérant que l’oscillateur local subit une multiplication en fréquence d’un facteur 8 afin de disposer d’une porteuse oscillant à exactement 89GHz, ramenant après mélange le signal utile compris entre 89GHz et 93GHz vers la bande utile DC-4GHz de l’oscilloscope utilisé. L’exploitation d’une cavité présentant un très fort facteur de qualité introduit cependant une contrainte très forte sur la précision de ce mélange. Les fonctions de transfert, préalablement caractérisées à l’aide d’un analyseur de réseau. La grille d’échantillons fréquentiels est directement déterminée par les contraintes du système temporel exploité ensuite pour les expériences d’imagerie. La cavité développée pour ces travaux présente un temps de décroissance caractéristique  $\tau_{rc} = 124\text{ns}$ . Cette donnée permet de déterminer l’écart fréquentiel moyen entre les modes de résonance  $\delta_f$ , suivant une analyse commune à la définition du facteur de qualité présentée en chapitre 2. Dans le cas étudié, l’évaluation de  $\delta_f$  donne :

$$\delta_f = \frac{1}{\tau_{rc}} \approx 8 \text{ MHz} \quad (3.78)$$

On peut alors déterminer que les fonctions de transfert d’une cavité, déterminées suivant le couplage aux modes de résonance de cette dernière, seront cohérentes sur une bande de l’ordre de seulement 8 MHz. Considérant la fréquence centrale de la bande utile de 92 GHz,

cet écart fréquentiel ne représente qu'une variation de l'ordre de 9 pour 100 000. Cette grandeur correspond finalement à la tolérance limite de précision pour le mélange fréquentiel réalisé par les modules de réception, au delà de laquelle les fonctions de transfert mesurées seront en moyenne différentes de celles attendues, rendant les algorithmes d'imagerie inopérants.

Les premières expériences réalisées avec ce montage ont été infructueuses pour ces raisons, menant à identifier que les signaux issus des oscillateurs ne subissaient en fait qu'une multiplication de l'ordre de 7.99 au lieu de 8, menant ainsi à une fréquence porteuse exploitée pour les démodulations de 88.88 GHz au lieu des 89GHz attendus. Induisant un décalage fréquentiel bien supérieur à la bande de cohérence des fonctions de transfert de la cavité, les reconstructions étaient ainsi réalisées avec des réponses différentes de celles des canaux empruntés par les signaux reçus. L'identification de cette problématique a finalement pu être réalisée en connectant directement la source de bruit à un port d'entrée de la cavité et les deux chaînes de réception sur deux sorties distinctes. Suivant un processus de corrélation des signaux reçus et de compensation des fonctions de transfert des ports connectés, la correction progressive des fréquences des oscillateurs locaux a finalement permis de reconstruire le pic d'intercorrélation attendu, gageant d'une bonne compensation des réponses de la cavité.

Une autre limitation, cette fois-ci plus simple à corriger, a pu être rencontrée pendant le montage de ce banc expérimental. Chaque module de réception doit normalement être connecté à un synthétiseur capable de générer un signal d'harmonique de l'ordre de 11 GHz. Il semble en premier lieu intéressant de diviser cette porteuse en deux signaux distincts afin d'alimenter les deux modules de réception de façon parfaitement synchronisée. Si les longueurs de fils sont les mêmes jusqu'à ces derniers, on peut garantir que la phase ramenée après démodulation sera identique sur chaque voie. En pratique, l'exploitation d'un diviseur s'est avéré particulièrement problématique. La génération de la porteuse à 11 GHz s'avère, en effet, imparfaite induisant un certain niveau de bruit de phase amplifié par les étages de multiplication. Ces bruits communs aux différents signaux mesurés tend à créer après corrélation des pics d'un niveau important et ne portant aucune information liée à la scène à imager, limitant ainsi fortement la dynamique du système. Il a donc été nécessaire d'employer deux synthétiseurs différents, générant chacun un bruit de phase propre, afin que ces derniers ne puissent pas être re-comprimés en une impulsion fortement énergétique après corrélation des signaux reçus. L'usage de deux oscillateurs différents requiert cependant l'ajout d'une synchronisation entre ces derniers, réalisée à l'aide d'un signal TTL de 5 MHz. Cette architecture a finalement pu être retenue pour l'ensemble des démonstrations présentées dans la fin de ce chapitre. On notera toutefois que la synchronisation n'était cependant pas idéale, considérant les très grandes fréquences mises en jeu et l'amplification des erreurs suivant l'emploi d'étages de multiplication. Une dérive progressive de la phase des informations mesurées a été constatée, suivant une rotation dans le plan complexe de l'ordre de  $2\pi$  toutes les 15 minutes, déterminée par intercorrélation des signaux mesurés après les deux étages de réception. Cette dérive pouvait cependant être ré-initialisée suivant un redémarrage des appareils qui semblait forcer la re-synchronisation des signaux.

### 3.6.2.3 Localisation de sources

Le système d'imagerie dans le domaine temporel a finalement été mis en place pour réaliser des preuves de principe plus réalistes, se rapprochant du prototype final. Un premier banc de mesure a été mis en œuvre pour la localisation d'une source de bruit active, comme le montre la figure 3.28.

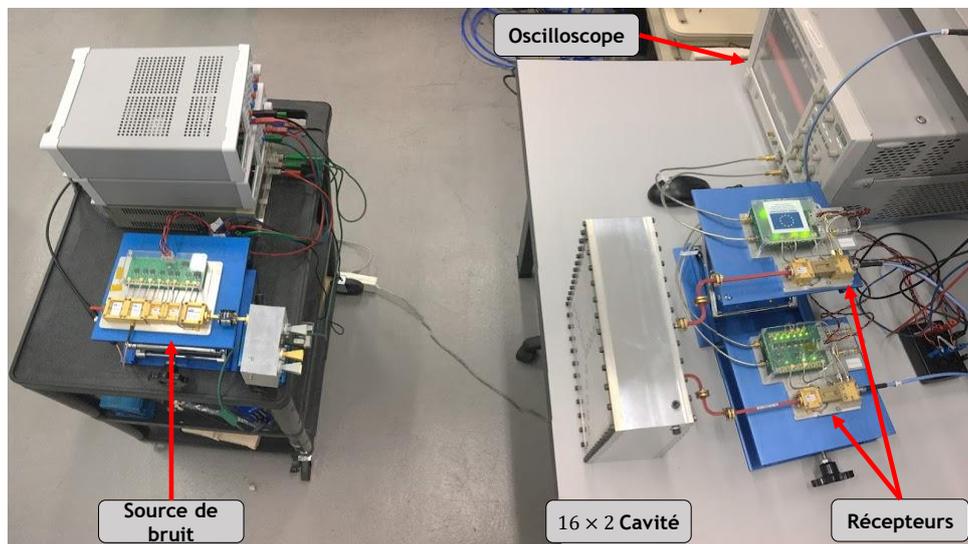


FIGURE 3.28 – Montage expérimental développé pour la validation du principe dans le domaine temporel.

En émission, la source de bruit à localiser, fonctionnant sur la gamme de fréquences 89 – 94 GHz avec une puissance allant jusqu'à 10 dBm, est connectée à une antenne cornet de 10 dB et est utilisée comme source ponctuelle à localiser (Fig. 3.26). En réception, on retrouve le codeur analogique (Fig. 3.27), où 16 antennes disposées en forme de Y sont connectées aux ports d'entrée. Les signaux émis sont captés par le réseau d'antenne de réception (Fig. 3.27) puis sont codés de manière passive par les fonctions de transfert du composant. Les signaux mesurés par deux récepteurs fonctionnant dans la bande W (Fig. 3.27) subissent une démodulation IQ. Les signaux en bande de base sont ensuite numérisés par un oscilloscope à 4 canaux (Agilent DSA90404A 20 Gsa/s) piloté par une connexion ethernet. Pour l'acquisition des données, la durée des signaux collectés est de 0.5  $\mu$ s.

Plusieurs acquisitions sont effectuées une fois que la source de bruit placée devant la cavité à une distance  $R = 1$  m. La figure 3.29 montre une localisation de la source située au centre du champ de vision par les deux méthodes de reconstructions proposées. La métrique adoptée pour comparer les effets des algorithmes proposés sur la qualité des images reconstruites est le PSNR (Peak signal to noise ratio) correspondant au rapport entre la valeur maximale du signal et la moyenne du bruit mesuré. Une différence minimale est constatée sur la reconstruction de l'image, avec des valeurs de  $PSNR_{RG} = 22$  dB et  $PSNR_{RM} = 21$  dB obtenues par l'approche de l'opérateur  $R_M$  et de l'opérateur factorisé  $R_G$ .

Le même scénario d'imagerie a été simulé pour vérifier les résultats de mesures. Les va-

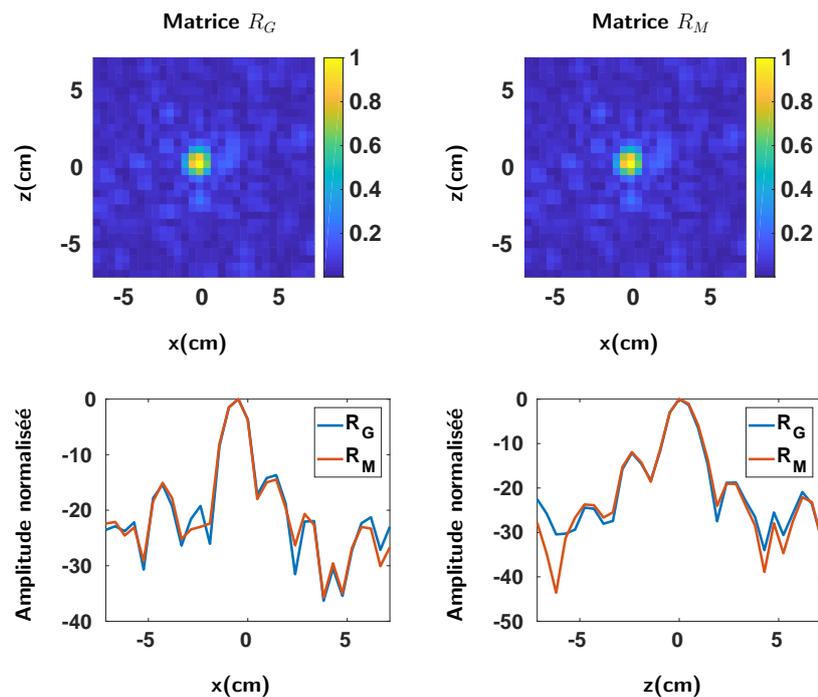


FIGURE 3.29 – Comparaison des résultats de mesures de la localisation de sources actives pour les deux approches proposées : avec l’opérateur factorisé  $R_G$  (à gauche) et l’opérateur  $R_M$  (à droite). Les plans de coupe le long des axes  $x$  (gauche) et  $z$  (droite) des images reconstruites par les opérateurs  $R_G$  (bleu) et  $R_M$  (rouge).

leurs expérimentales montrent qu’il y a un bon accord avec les simulations en ce qui concerne la résolution spatiale évaluée à mi-hauteur du maximum et les champs de vision estimés (Tableau. 3.4).

Tableau 3.4 – Comparaison des résultats de mesures et de simulations.

	Simulation	Mesures
Résolution spatiale $\delta_x$	1.7 cm	1.44 cm
Résolution spatiale $\delta_z$	1.97 cm	1.7 cm
Champs de vision	14 cm	15 cm

La détection de plusieurs sources de bruit à la fois est ensuite explorée. Les précédents développements mathématiques ont permis de mettre en évidence la nécessité de disposer de sources incohérentes dans le temps et dans l’espace. Pour obtenir de telles propriétés sans multiplier le nombre de sources actives, il est proposé d’exploiter la cavité  $4 \times 1$  afin que les fonctions de transfert indépendantes de cette dernière permettent de disposer de sources statistiquement indépendantes (Fig. 3.30).

Une acquisition simultanée de la contribution des 4 sources secondaires excitées par une source de bruit commune permet de retrouver 4 positions différentes comme illustré dans Fig. 3.31. Les 4 sources, disposées linéairement et espacées de 2.7 cm, sont placées devant le réseau d’antennes à une distance  $d = 0.6$  m. Les variations de niveaux moyens des fonctions de transfert au sein de cette petite cavité  $4 \times 1$  se traduisent par la reconstruction de sources secondaires de niveaux différents. Les images reconstruites présentent un  $PSNR$  de 12 dB impacté

par l'augmentation de la quantité d'informations à reconstruire.

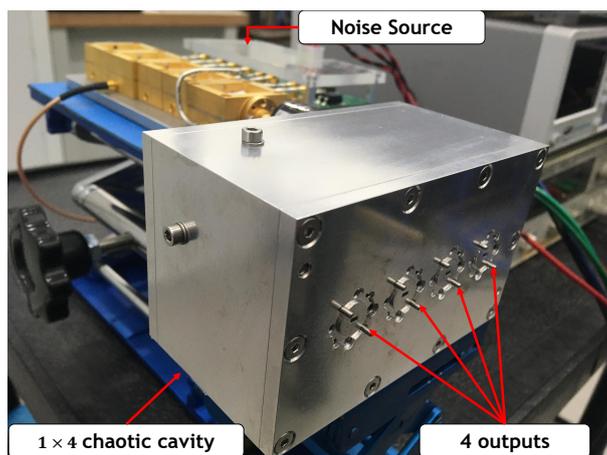


FIGURE 3.30 – Cavité chaotique utilisée pour émuler 4 sources à localiser avec 4 guides d'ondes  $WR-10$  comme ports de sortie et un port d'entrée unique connecté à la source de bruit.

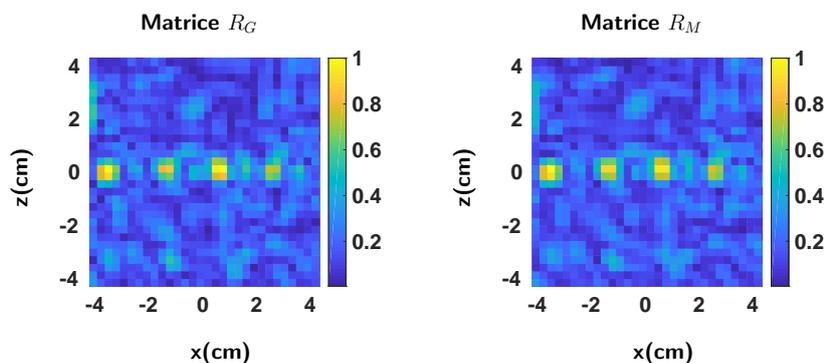


FIGURE 3.31 – Résultat expérimental pour imager 4 sources mesurées simultanément grâce à une cavité chaotique.

Les résultats expérimentaux ont permis de valider le principe d'imagerie computationnelle interférométrique en bande W, réalisant des démonstrations dans les domaines fréquentiel et temporel.

### 3.7 Conclusion

Ce troisième chapitre a permis de présenter des démonstrations de systèmes d'imagerie computationnelle interférométrique opérant pour la première fois autour de 90 GHz. Ces efforts ont permis de proposer des alternatives aux architectures conventionnelles, ouvrant la voie vers une réduction de la complexité matérielle du coût des scanners corporels. Une étude numérique, proposant des performances comparables à l'approche conventionnelle, a révélé l'impact significatif des caractéristiques du composant multiplexeur sur la reconstruction des images ainsi que l'importance des techniques numériques adoptées. Des mesures expérimentales ont également été réalisées afin de valider la faisabilité du concept en mettant en place un premier banc de mesure dans le domaine fréquentiel pour de la localisation d'une source active à 95 GHz. La

transposition de ces techniques au domaine temporel s'est avérée particulièrement complexe, faisant face aux limitations technologiques associées à la fois aux fréquences d'opération et à la diversité modale des cavités exploitées. Il a enfin seulement été possible dans le cadre de ces travaux de réaliser ces démonstrations au moyen de sources actives. La transposition de tels principes à la détection de signaux de nature thermique, notamment lorsqu'émis par des sources dont la température est proche de l'ambient, nécessitera encore de nombreuses investigations pour repousser les limites actuelles de sensibilité des architectures exploitées.

# CONCLUSION & PERSPECTIVES

Dans le domaine de la sécurité, le principal défi à relever est de pouvoir réaliser de l'imagerie en temps réel sans fausses alarmes. Il est également important de pouvoir développer des systèmes peu encombrants et permettant d'atteindre des zones de visibilité (FOV) larges (on parle par exemple de zones de  $2 \text{ m}^2$  à quelques mètres de distance) avec des résolutions de l'ordre du centimètre.

La première partie de cette thèse s'est attachée à dégager les solutions existantes, dédiées en particulier aux scanners d'aéroports. Pour garantir un maximum de résolution, les approches recensées s'appuient sur une acquisition séquentielle pour la réalisation d'imageurs hyperfréquences fonctionnant en mode statique. L'amélioration du taux de rafraîchissement pour réaliser des images dynamiques, nécessiterait d'acquérir simultanément les signaux issus d'un grand nombre d'antennes. Même si des solutions basées sur des réseaux lacunaires (radar MIMO, ou à synthèse d'ouverture interférométrique) permettent de minimiser le nombre de capteurs physiques, grâce à l'émulation d'une ouverture rayonnante virtuelle, elles s'accompagnent toutefois d'une multiplication des chaînes RF et de conversion analogique-numérique, qui reste actuellement complexe à mettre en œuvre.

Pour minimiser le nombre de voies actives, de nouvelles topologies sont étudiées depuis une dizaine d'année dans le domaine de l'imagerie computationnelle. La dernière section du premier chapitre de cette thèse a donc porté sur l'analyse de ces techniques, qui consistent à multiplexer les informations transmises et/ou reçues par codage analogique. Une étude bibliographique de cet axe de recherche a également été proposée et a permis de recenser les évolutions des techniques computationnelles pour l'imagerie de sources coopératives ou non coopératives.

Dans ce contexte, ces travaux de thèse avaient pour objectif de contribuer au développement de ces techniques d'imagerie computationnelle interférométrique pour la détection de sources non coopératives en bande W.

Le deuxième chapitre s'est donc focalisé sur à la réalisation de multiplexeurs millimétriques. Le choix s'est porté sur l'utilisation de cavités surdimensionnées qui offrent intrinsèquement les propriétés nécessaires au codage analogique. L'optimisation du volume de ces cavités ainsi que du facteur de qualité a pu être étudiée grâce au développement d'une méthode analytique permettant de s'affranchir d'outils de calculs « full wave » trop gourmands en volume et temps de calcul. Trois prototypes à quatre et seize voies d'entrée ont pu être réalisés pour des opérations de multiplexage en bande W avec les performances attendues en simulation. Cependant la prédiction du modèle théorique dépend fortement de l'état de surface obtenu lors de la fabrication. Il est donc important de parfaitement maîtriser le procédé de fabrication pour limiter les écarts avec la mesure.

Dans un dernier chapitre, les cavités réalisées ont été directement utilisées pour prototyper des systèmes d'imagerie interférométrique. L'analyse de ces systèmes s'est appuyée sur la mise en œuvre de banc de mesures en fréquentiel, mais également dans le domaine temporel nécessitant

un calibrage précis des chaînes de réception IQ millimétriques. Cette phase expérimentale a permis de mettre en évidence la faisabilité de détection de sources incohérentes grâce à une technique d'imagerie computationnelle interférométrique à 90 GHz. Cette détection de sources s'est appuyée sur un développement rigoureux des techniques numériques de reconstruction utilisées en imagerie radiométrique, et adaptées au codage analogique. La première étape a consisté dans un premier temps à réaliser un traitement classique en estimant successivement les signaux d'antennes puis les fonctions de visibilité, pour finalement reconstruire l'image des sources. Dans un deuxième temps, un nouveau formalisme matriciel a été développé pour traiter le problème dans sa globalité. Ce dernier permet de lier directement la température radiométrique de la scène aux signaux multiplexés par le codeur analogique, et de s'affranchir des étapes de reconstructions intermédiaires.

Même si une approche purement passive (radiométrie) n'est pas encore viable en terme de sensibilité à ces fréquences, les résultats obtenus sont encourageants et contribuent à l'avancée des techniques d'imagerie computationnelle qui se positionnent comme une alternative aux architectures conventionnelles pour la mise en œuvre de scanners temps réels. Le concept proposé prouve qu'il est possible de minimiser le nombre de voies de réception millimétriques tout en gardant le même nombre d'antennes sur un système à synthèse d'ouverture.

Sur la base de ces travaux, la réalisation d'une caméra thermique aux fréquences millimétriques en bande W, associée à un codage analogique, reste une architecture très ambitieuse et qui nécessitera finalement encore du travail pour être opérationnelle. La sensibilité radiométrique nécessaire est actuellement difficilement atteignable à ces fréquences sans passer par un temps d'intégration incompatible avec les contraintes d'imagerie temps réel. Une solution complémentaire consisterait à subdiviser la zone à imager en plusieurs zones scannées chacune par un sous-réseau d'antennes fort gain, mais au détriment d'une limitation de la zone de visibilité ou de l'augmentation drastique du nombre d'antennes. Finalement, la solution la plus immédiate consisterait à dimensionner les systèmes développés dans cette thèse en bande K ou Ka, pour optimiser fortement le bilan de liaison, et envisager des fonctionnements radiométriques.

Cependant, pour conserver les avantages de compacité et de résolution atteignables en bande W, une perspective directe peut-être envisagée en éclairant la scène de manière diffuse. Cette approche de synthèse d'ouverture interférométrique « active » resterait pertinente car elle consisterait globalement à mettre en œuvre un principe original de radiomètre à rehaussement de contraste, tout en conservant les architectures et les traitements numériques imaginés et réalisés dans cette thèse. Le système serait donc basé sur une illumination incohérente de la scène (système d'émission projetant une figure de « speckle » sur la zone à imager, avec une taille du grain inférieure à la résolution du système de réception) pour gagner en sensibilité. La difficulté dans ce cadre concernera la mise en œuvre pratique du système diffusant capable d'émuler des sources incohérentes.

Toujours sur un principe « d'illumination active », une dernière perspective consisterait à adapter ces travaux sur la base d'un système Radar MIMO cohérent associé aux cavités de codage analogique développées. Cette dernière solution est en cours d'exploration pour effectuer des tests d'imagerie computationnelle MIMO en bande W, basée sur une architecture FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave).

# Production scientifique et faits marquants

## Journaux internationaux avec comité de lecture

- *Enhancing millimeter-wave computational interferometric imaging*  
**Sana Abid**, Cyril Decroze, Moctar Mouhamadou et Thomas Fromenteze  
IEEE Access, 8, 101416-101425.
- *Sparsity-driven reconstruction technique for microwave/millimeter-wave computational imaging.*  
Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, **Sana Abid** et Okan Yurduseven.  
MDPI Sensors, 18(5), 1536, 2018.

## Conférences internationales avec comité de lecture

- *Millimeter-wave computational interferometric imaging using a chaotic cavity*  
**Sana Abid**, Cyril Decroze, Thomas Fromenteze, Moctar Mouhamadou  
IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA), 2018

## Conférences nationales avec comité de lecture

- *Imagerie radiométrique computationnelle en bande millimétrique*  
**Sana Abid**, Cyril Decroze, Thomas Fromenteze, Moctar Mouhamadou  
21<sup>e</sup> Journées nationales micro-ondes, 2019

## Prix et distinctions

- Prix du meilleur Poster  
21<sup>e</sup> Journées nationales micro-ondes, 2019
- 1er Prix recherche  
9<sup>e</sup> Workshop étudiant de l'institut de recherche XLIM
- Prix du meilleur Poster  
9<sup>e</sup> ème Workshop étudiant de l'institut de recherche XLIM

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] Rony J James. A history of radar. *IEE Review*, 35(9) :343–349, 1989.
- [2] Raymond C Watson Jr. *Radar origins worldwide : history of its evolution in 13 nations through World War II*. Trafford Publishing, 2009.
- [3] Merrill I Skolnik. *Radar handbook*. McGraw-Hill Education, 2008.
- [4] Mehrdad Soumekh. *Synthetic aperture radar signal processing*, volume 7. New York : Wiley, 1999.
- [5] Markus Peichl, Helmut Suss, and Stephan Dill. High-resolution passive millimeter-wave imaging technologies for reconnaissance and surveillance. In *Passive Millimeter-Wave Imaging Technology VI and Radar Sensor Technology VII*, volume 5077, pages 77–86. International Society for Optics and Photonics, 2003.
- [6] David A Wikner. Passive millimeter-wave imagery of helicopter obstacles in a sand environment. In *Passive Millimeter-Wave Imaging Technology IX*, volume 6211, page 621103. International Society for Optics and Photonics, 2006.
- [7] Luis Jofre, Mark S Hawley, Antoni Broquetas, Elias de Los Reyes, Miguel Ferrando, and Antonio R Elias-Fuste. Medical imaging with a microwave tomographic scanner. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 37(3) :303–312, 1990.
- [8] Natalia K Nikolova. Microwave imaging for breast cancer. *IEEE microwave magazine*, 12(7) :78–94, 2011.
- [9] Beadaa J Mohammed, Amin M Abbosh, Samah Mustafa, and David Ireland. Microwave system for head imaging. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 63(1) :117–123, 2013.
- [10] William D Fitzgerald. A 35-ghz beam waveguide system for the millimeter-wave radar. *The Lincoln Laboratory Journal*, 5(2) :245–272, 1992.
- [11] Soichi Oka, Hiroyoshi Togo, Naoya Kukutsu, and Tadao Nagatsuma. Latest trends in millimeter-wave imaging technology. *Progress in Electromagnetics Research*, 1 :197–204, 2008.
- [12] Florence Nsengiyumva, Claire Migliaccio, Laurent Brochier, Jérôme Lanteri, Jean-Yves Dauvignac, and Christian Pichot. 90 ghz, 3-d scattered field measurements for investigation of foreign object debris. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67(9) :6217–6222, 2019.
- [13] Flora Zidane, Jérôme Lanteri, Laurent Brochier, Nadine Joachimowicz, Hélène Roussel, and Claire Migliaccio. Damaged apple sorting with mmwave imaging and nonlinear support vector machine. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68(12) :8062–8071, 2020.
- [14] Binbin B Hu and Martin C Nuss. Imaging with terahertz waves. *Optics letters*, 20(16) :1716–1718, 1995.
- [15] Qi Wu and X-C Zhang. Free-space electro-optic sampling of terahertz beams. *Applied Physics Letters*, 67(24) :3523–3525, 1995.

- [16] G Richard Huguenin, C-T Hsieh, JE Kapitzky, Ellen L Moore, Karl David Stephan, and AS Vickery. Contraband detection through clothing by means of millimeter-wave imaging. In *Underground and Obscured Object Imaging and Detection*, volume 1942, pages 117–128. International Society for Optics and Photonics, 1993.
- [17] Joel T Johnson, Metin A Demir, and Ninoslav Majurec. Through-wall sensing with multifrequency microwave radiometry : a proof-of-concept demonstration. *IEEE transactions on geoscience and remote sensing*, 47(5) :1281–1288, 2009.
- [18] B Bocquet, JC Van de Velde, A Mamouni, Y Leroy, G Giaux, J Delannoy, and D Delvallee. Microwave radiometric imaging at 3 ghz for the exploration of breast tumors. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 38(6) :791–793, 1990.
- [19] John P Wilson, Daniel G Mackrides, Jesse P Samluk, and Dennis W Prather. Comparison of diurnal contrast changes for millimeter-wave and infrared imagery. *Applied optics*, 49(19) :E31–E37, 2010.
- [20] Roger Appleby and Rupert N Anderton. Millimeter-wave and submillimeter-wave imaging for security and surveillance. *Proceedings of the IEEE*, 95(8) :1683–1690, 2007.
- [21] Larry Yujiri, Merit Shoucri, and Philip Moffa. Passive millimeter wave imaging. *IEEE microwave magazine*, 4(3) :39–50, 2003.
- [22] Marcin Kowalski and Mariusz Kastek. Comparative studies of passive imaging in terahertz and mid-wavelength infrared ranges for object detection. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 11(9) :2028–2035, 2016.
- [23] Hisako Nakano and Kunio Shinohara. X-ray-induced cell death : apoptosis and necrosis. *Radiation research*, 140(1) :1–9, 1994.
- [24] DW Bliss and KW 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*, volume 1, pages 54–59. IEEE, 2003.
- [25] Xiaodong Zhuge. Short-range ultra-wideband imaging with multiple-input multiple-output arrays. 2010.
- [26] Harry Commin and Athanassios Manikas. Virtual simo radar modelling in arrayed mimo radar. 2012.
- [27] John P Stralka, Richard M Thompson, Johnathan Scanlan, and Aaron Jones. Miso radar beamforming demonstration. In *2011 IEEE RadarCon (RADAR)*, pages 889–894. IEEE, 2011.
- [28] Gordon J Frazer, Ben A Johnson, and Yuri I Abramovich. Orthogonal waveform support in mimo hf oth radars. In *2007 International Waveform Diversity and Design Conference*, pages 423–427. IEEE, 2007.
- [29] Fabio Rocca. Synthetic aperture radar : A new application for wave equation techniques. *Stanford Exploration Project*, 56 :167–189, 1987.
- [30] Andreas Reigber and Alberto Moreira. First demonstration of airborne sar tomography using multibaseline l-band data. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 38(5) :2142–2152, 2000.

- [31] Xiaodong Zhuge and Alexander G Yarovoy. A sparse aperture mimo-sar-based uwb imaging system for concealed weapon detection. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 49(1) :509–518, 2010.
- [32] Wen-Qin Wang. Mimo sar imaging : Potential and challenges. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 28(8) :18–23, 2013.
- [33] Richard K Moore, John P Claassen, and YH Lin. Scanning spaceborne synthetic aperture radar with integrated radiometer. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, (3) :410–421, 1981.
- [34] Kevin Chetty, Graeme E Smith, and Karl Woodbridge. Through-the-wall sensing of personnel using passive bistatic wifi radar at standoff distances. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 50(4) :1218–1226, 2011.
- [35] Wenda Li, Robert J Piechocki, Karl Woodbridge, Chong Tang, and Kevin Chetty. Passive wifi radar for human sensing using a stand-alone access point. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2020.
- [36] Ettien Kpré, Nicolas Vellas, Christophe Gaquiere, Alexandre Martins, Michael Dons, Matthieu Egret, Matthieu Werquin, Sylvain Jonniau, and Théo Lahaye. Indoor real-time passive millimeter wave imager for concealed threats detection. In *Passive and Active Millimeter-Wave Imaging XXIII*, volume 11411, page 114110I. International Society for Optics and Photonics, 2020.
- [37] Y Leroy. Radiométrie et thermographie micro-ondes. *Les Techniques de l'Ingénieur*.
- [38] George Evans and Charles William McLeish. Rf radiometer handbook. *Dedham, Mass., Artech House, Inc., 1977. 158 p.*, 1977.
- [39] Fawwaz T Ulaby, Richard K Moore, and Adrian K Fung. Microwave remote sensing : Active and passive. volume 1-microwave remote sensing fundamentals and radiometry. 1981.
- [40] Roger Appleby and H Bruce Wallace. Standoff detection of weapons and contraband in the 100 ghz to 1 thz region. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 55(11) :2944–2956, 2007.
- [41] Harry Nyquist. Thermal agitation of electric charge in conductors. *Physical review*, 32(1) :110, 1928.
- [42] JE Martin, NP Fox, and PJ Key. A cryogenic radiometer for absolute radiometric measurements. *Metrologia*, 21(3) :147, 1985.
- [43] Thomas R Gentile, Jeanne M Houston, Jonathan E Hardis, CL Cromer, and Albert C Parr. National institute of standards and technology high-accuracy cryogenic radiometer. *Applied optics*, 35(7) :1056–1068, 1996.
- [44] M Glende, J Heckenbach, H Kuschel, S Müller, J Schell, and C Schumacher. Experimental passive radar systems using digital illuminators (dab/dvb-t). In *Proc. Int. Radar Symp*, pages 411–417, 2007.

- [45] Stefania Bartoletti, Andrea Conti, and Moe Z Win. Passive radar via lte signals of opportunity. In *2014 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*, pages 181–185. IEEE, 2014.
- [46] Stavros Vakalis, Liang Gong, and Jeffrey A Nanzer. Imaging with wifi. *IEEE Access*, 7 :28616–28624, 2019.
- [47] Emmanuel Amador, Christophe Lemoine, Philippe Besnier, and Alexandre Laisné. Reverberation chamber modeling based on image theory : Investigation in the pulse regime. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 52(4) :778–789, 2010.
- [48] Ignasi Corbella, Núria Duffo, Mercè Vall-Llossera, Adriano Camps, and Francesc Torres. The visibility function in interferometric aperture synthesis radiometry. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 42(8) :1677–1682, 2004.
- [49] James C Wiltse. History of millimeter and submillimeter waves. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 32(9) :1118–1127, 1984.
- [50] R Appleby. Passive millimetre–wave imaging and how it differs from terahertz imaging. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A : Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 362(1815) :379–393, 2004.
- [51] Yuan Gao and Reza Zoughi. Millimeter wave reflectometry and imaging for noninvasive diagnosis of skin burn injuries. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 66(1) :77–84, 2016.
- [52] Ali Zamanian and CJHFE Hardiman. Electromagnetic radiation and human health : A review of sources and effects. *High Frequency Electronics*, 4(3) :16–26, 2005.
- [53] Artur Wdowiak, Paweł A Mazurek, Anita Wdowiak, and Iwona Bojar. Effect of electromagnetic waves on human reproduction. *Ann Agric Environ Med*, 24(1) :13–18, 2017.
- [54] Koji Mizuno. Comparison of the capabilities of the millimeter wave region and the thz region. In *2006 Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 1827–1832. IEEE, 2006.
- [55] John M Payne. Millimeter and submillimeter wavelength radioastronomy. *Proceedings of the IEEE*, 77(7) :993–1017, 1989.
- [56] Jürgen Hasch, Eray Topak, Raik Schnabel, Thomas Zwick, Robert Weigel, and Christian Waldschmidt. Millimeter-wave technology for automotive radar sensors in the 77 ghz frequency band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(3) :845–860, 2012.
- [57] R Appleby and AH Lettington. Passive millimetre wave imaging. *Electronics & communication engineering journal*, 3(1) :13–16, 1991.
- [58] Alan H Lettington, Dennis Dunn, Magdy Attia, and Isaiah M Blankson. Passive millimetre-wave imaging architectures. *Journal of Optics A : Pure and Applied Optics*, 5(4) :S103, 2003.
- [59] Jurgen Detlefsen, Alexander Dallinger, and Simon Schelkshorn. Approaches to millimeter-wave imaging of humans. In *First European Radar Conference, 2004. EURAD.*, pages 279–282. IEEE, 2004.

- [60] Hua-Mei Chen, Seungsin Lee, Raghuveer M Rao, M-A Slamani, and Pramod K Varshney. Imaging for concealed weapon detection : a tutorial overview of development in imaging sensors and processing. *IEEE signal processing Magazine*, 22(2) :52–61, 2005.
- [61] Zhongmin Wang, Tianying Chang, and Hong-Liang Cui. Review of active millimeter wave imaging techniques for personnel security screening. *IEEE Access*, 7 :148336–148350, 2019.
- [62] Paul F Goldsmith, C-T Hsieh, GR Huguenin, J Kapitzky, and EL Moore. Focal plane imaging systems for millimeter wavelengths. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 41(10) :1664–1675, 1993.
- [63] Sherif Sayed Ahmed, Andreas Genghammer, Andreas Schiessl, and Lorenz-Peter Schmidt. Fully electronic e-band personnel imager of 2 m<sup>2</sup> aperture based on a multistatic architecture. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(1) :651–657, 2012.
- [64] Volker Bach. *Brochure technico-commerciale de Rohde et Schwarz - Scanners Qpass*. [https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl\\_downloads/dl\\_common\\_library/dl\\_news\\_from\\_rs/216/NEWS\\_216\\_\\_QPS\\_english.pdf](https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_news_from_rs/216/NEWS_216__QPS_english.pdf).
- [65] Sherif Sayed Ahmed, Andreas Schiessl, and Lorenz-Peter Schmidt. A novel fully electronic active real-time imager based on a planar multistatic sparse array. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 59(12) :3567–3576, 2011.
- [66] Cheng Zheng, Xianxun Yao, Anyong Hu, and Jungang Miao. A passive millimeter-wave imager used for concealed weapon detection. *Progress In Electromagnetics Research*, 46 :379–397, 2013.
- [67] Neil A Salmon, Rod Macpherson, Andy Harvey, Peter Hall, Steve Hayward, Peter Wilkinson, and Chris Taylor. First video rate imagery from a 32-channel 22-ghz aperture synthesis passive millimetre wave imager. In *Millimetre Wave and Terahertz Sensors and Technology IV*, volume 8188, page 818805. International Society for Optics and Photonics, 2011.
- [68] Neil A Salmon. 3-d radiometric aperture synthesis imaging. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(11) :3579–3587, 2015.
- [69] Neil A Salmon, Ian Mason, Peter Wilkinson, Chris Taylor, and Peter Scicluna. First imagery generated by near-field real-time aperture synthesis passive millimetre wave imagers at 94 ghz and 183 ghz. In *Millimetre Wave and Terahertz Sensors and Technology III*, volume 7837, page 78370I. International Society for Optics and Photonics, 2010.
- [70] Neil A Salmon. Indoor full-body security screening : Radiometric microwave imaging phenomenology and polarimetric scene simulation. *IEEE Access*, 8 :144621–144637, 2020.
- [71] Bruno Picard. *Téledétection de la surface terrestre par un radiomètre imageur à synthèse d'ouverture : principes de mesure, traitement des données interférométriques et méthodes de reconstruction régularisées*. PhD thesis, Université de Versailles-Saint Quentin en Yvelines, 2004.
- [72] PC Myers, NL Sadowsky, and AH Barrett. Microwave thermography : principles, methods and clinical applications. *Journal of Microwave Power*, 14(2) :105–115, 1979.

- [73] Robert Henry Dicke. The measurement of thermal radiation at microwave frequencies. In *Classics in Radio Astronomy*, pages 106–113. Springer, 1946.
- [74] Michael S Hersman and Gene A Poe. Sensitivity of the total power radiometer with periodic absolute calibration. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 29(1) :32–40, 1981.
- [75] John J Faris. Sensitivity of a correlation radiometer. *Journal of Research of the National Bureau of Standards-C*, 71 :153–170, 1967.
- [76] David M Le Vine. The sensitivity of synthetic aperture radiometers for remote sensing applications from space. *Radio Science*, 25(04) :441–453, 1990.
- [77] Anthony Richard Thompson, James M Moran, George Warner Swenson, et al. *Interferometry and synthesis in radio astronomy*. Wiley New York et al., 1986.
- [78] Christopher S Ruf, Calvin T Swift, Alan B Tanner, and David M Le Vine. Interferometric synthetic aperture microwave radiometry for the remote sensing of the earth. *IEEE Transactions on geoscience and remote sensing*, 26(5) :597–611, 1988.
- [79] Markus Peichl, Helmut Suess, M Suess, and S Kern. Microwave imaging of the brightness temperature distribution of extended areas in the near and far field using two-dimensional aperture synthesis with high spatial resolution. *Radio Science*, 33(3) :781–801, 1998.
- [80] James W Cooley and John W Tukey. An algorithm for the machine calculation of complex fourier series. *Mathematics of computation*, 19(90) :297–301, 1965.
- [81] Pieter Hendrik van Cittert. Die wahrscheinliche schwingungsverteilung in einer von einer lichtquelle direkt oder mittels einer linse beleuchteten ebene. *Physica*, 1(1-6) :201–210, 1934.
- [82] Frederik Zernike. The concept of degree of coherence and its application to optical problems. *Physica*, 5(8) :785–795, 1938.
- [83] Jianfei Chen, Yuehua Li, Jianqiao Wang, Yuanjiang Li, and Yilong Zhang. An accurate imaging algorithm for millimeter wave synthetic aperture imaging radiometer in near-field. *Progress In Electromagnetics Research*, 141 :517–535, 2013.
- [84] Cheng Zheng, Xianxun Yao, Anyong Hu, and Jungang Miao. Initial results of a passive millimeter-wave imager used for concealed weapon detection bhu-2d-u. *Progress In Electromagnetics Research*, 43 :151–163, 2013.
- [85] Russell M Mersereau. The processing of hexagonally sampled two-dimensional signals. *Proceedings of the IEEE*, 67(6) :930–949, 1979.
- [86] DE Dudgeon. Mersereau. rm ‘multidimensional digital signal processing’, 1984.
- [87] Adriano Camps, Javier Bará, Ignasi Corbella Sanahuja, and Francesc Torres. The processing of hexagonally sampled signals with standard rectangular techniques : Application to 2-d large aperture synthesis interferometric radiometers. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 35(1) :183–190, 1997.
- [88] Alan B Tanner, Bjorn H Lambrigsten, TM Gaier, and F Torres. Near field characterization of the geostar demonstrator. 2006.

- [89] Alan B Tanner, Shannon T Brown, Todd C Gaier, Bjorn H Lambrigsten, Boon H Lim, Christopher S Ruf, and Francesc Torres. Field tests of the geostar demonstrator instrument. In *2007 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pages 2427–2430. IEEE, 2007.
- [90] M Martin-Neira, Y Menard, JM Goutoule, and U Kraft. Miras, a two-dimensional aperture synthesis radiometer. In *Proceedings of IGARSS'94-1994 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, volume 3, pages 1323–1325. IEEE, 1994.
- [91] Eric Anterrieu. A resolving matrix approach for synthetic aperture imaging radiometers. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 42(8) :1649–1656, 2004.
- [92] Bruno Picard and Eric Anterrieu. Comparison of regularized inversion methods in synthetic aperture imaging radiometry. *IEEE transactions on geoscience and remote sensing*, 43(2) :218–224, 2005.
- [93] Thomas Fromenteze, Ettien L Kpré, Cyril Decroze, David Carsenat, Okan Yurduseven, Mohammadreza Imani, Jonah Gollub, and David R Smith. Unification of compressed imaging techniques in the microwave range and deconvolution strategy. In *2015 European Radar Conference (EuRAD)*, pages 161–164. IEEE, 2015.
- [94] David Carsenat and Cyril Decroze. Uwb antennas beamforming using passive time-reversal device. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11 :779–782, 2012.
- [95] Mathias Fink. Time reversal of ultrasonic fields. i. basic principles. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 39(5) :555–566, 1992.
- [96] Carsten Draeger and Mathias Fink. One-channel time reversal of elastic waves in a chaotic 2d-silicon cavity. *Physical Review Letters*, 79(3) :407, 1997.
- [97] Geoffroy Lerosey, J De Rosny, A Tourin, A Derode, G Montaldo, and M Fink. Time reversal of electromagnetic waves. *Physical review letters*, 92(19) :193904, 2004.
- [98] Matthieu Davy, Julien de Rosny, Jean-Christophe Joly, and Mathias Fink. Focusing and amplification of electromagnetic waves by time reversal in an leaky reverberation chamber. *Comptes Rendus Physique*, 11(1) :37–43, 2010.
- [99] Ijaz Haider Naqvi and Ghaïs El Zein. Time domain measurements for a time reversal simo system in reverberation chamber and in an indoor environment. In *2008 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, volume 2, pages 211–214. IEEE, 2008.
- [100] Ijaz Haider Naqvi, Ghaïs El Zein, G Lerosey, Julien de Rosny, Philippe Besnier, Arnaud Tourin, and Mathias Fink. Experimental validation of time reversal ultra wide-band communication system for high data rates. *IET microwaves, antennas & propagation*, 4(5) :643–650, 2010.
- [101] Ijaz Haider Naqvi, Philippe Besnier, and GE Zein. Robustness of a time-reversal ultra-wideband system in non-stationary channel environments. *IET microwaves, antennas & propagation*, 5(4) :468–475, 2011.
- [102] Thomas Fromenteze, David Carsenat, and Cyril Decroze. A precorrection method for passive uwb time-reversal beamformer. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12 :836–840, 2013.

- [103] Thomas Fromenteze. *Développement d'une technique de compression passive appliquée à l'imagerie microonde*. PhD thesis, 2015.
- [104] Antoine Jouade, Stephane Meric, Olivier Lafond, Mohamed Himdi, and Laurent Ferro-Famil. A passive compressive device associated with a luneburg lens for multibeam radar at millimeter wave. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(6) :938–941, 2018.
- [105] Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, and David Carsenat. Waveform coding for passive multiplexing : Application to microwave imaging. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(2) :593–600, 2014.
- [106] Thomas Fromenteze, Ettien L Kpré, Cyril Decroze, and David Carsenat. Passive uwb beamforming : An to m compression study. In *2015 European Radar Conference (EuRAD)*, pages 169–172. IEEE, 2015.
- [107] John Hunt, Tom Driscoll, Alex Mrozack, Guy Lipworth, Matthew Reynolds, David Brady, and David R Smith. Metamaterial apertures for computational imaging. *Science*, 339(6117) :310–313, 2013.
- [108] Guy Lipworth, Alex Mrozack, John Hunt, Daniel L Marks, Tom Driscoll, David Brady, and David R Smith. Metamaterial apertures for coherent computational imaging on the physical layer. *JOSA A*, 30(8) :1603–1612, 2013.
- [109] John Hunt, Jonah Gollub, Tom Driscoll, Guy Lipworth, Alex Mrozack, Matthew S Reynolds, David J Brady, and David R Smith. Metamaterial microwave holographic imaging system. *JOSA A*, 31(10) :2109–2119, 2014.
- [110] Thomas Fromenteze, Okan Yurduseven, Mohammadreza F Imani, Jonah Gollub, Cyril Decroze, David Carsenat, and David R Smith. Computational imaging using a mode-mixing cavity at microwave frequencies. *Applied Physics Letters*, 106(19) :194104, 2015.
- [111] Gabriel Montaldo, Delphine Palacio, Mickael Tanter, and Mathias Fink. Building three-dimensional images using a time-reversal chaotic cavity. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 52(9) :1489–1497, 2005.
- [112] Thomas Fromenteze, Okan Yurduseven, Michael Boyarsky, Jonah Gollub, Daniel L Marks, and David R Smith. Computational polarimetric microwave imaging. *Optics express*, 25(22) :27488–27505, 2017.
- [113] Thomas Fromenteze, Xiaojun Liu, Michael Boyarsky, Jonah Gollub, and David R Smith. Phaseless computational imaging with a radiating metasurface. *Optics express*, 24(15) :16760–16776, 2016.
- [114] Okan Yurduseven, Thomas Fromenteze, Daniel L Marks, Jonah N Gollub, and David R Smith. Frequency-diverse computational microwave phaseless imaging. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16 :2808–2811, 2017.
- [115] Thomas Fromenteze, Ettien Lazare Kpré, David Carsenat, Cyril Decroze, and Takuya Sakamoto. Single-shot compressive multiple-inputs multiple-outputs radar imaging using a two-port passive device. *IEEE Access*, 4 :1050–1060, 2016.

- [116] JN Gollub, O Yurduseven, KP Trofatter, D Arnitz, MF Imani, T Sleasman, M Boyarsky, A Rose, A Pedross-Engel, H Odabasi, et al. Large metasurface aperture for millimeter wave computational imaging at the human-scale. *Scientific reports*, 7(1) :1–9, 2017.
- [117] Tomas Zvolensky, Vinay R Gowda, Jonah Gollub, Daniel L Marks, and David R Smith. W-band sparse imaging system using frequency diverse cavity-fed metasurface antennas. *IEEE Access*, 6 :73659–73668, 2018.
- [118] Antoine Jouadé. *Millimeter-wave radar imaging systems : focusing antennas, passive compressive device for MIMO configurations and high resolution signal processing*. PhD thesis, Université Rennes 1, 2017.
- [119] Antoine Jouadé, Olivier Lafond, Laurent Ferro-Famil, Mohamed Himdi, and Stéphane Méric. Passive compressive device in an mimo configuration at millimeter waves. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(10) :5558–5568, 2018.
- [120] Ettien Lazare Kpre. *Contribution à l'étude de techniques de codage analogique pour l'imagerie microonde active et passive*. PhD thesis, 2017.
- [121] Ettien Lazare Kpré and Cyril Decroze. Passive coding technique applied to synthetic aperture interferometric radiometer. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 14(8) :1193–1197, 2017.
- [122] Ettien Kpré, Cyril Decroze, Moctar Mouhamadou, and Thomas Fromenteze. Computational imaging for compressive synthetic aperture interferometric radiometer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(10) :5546–5557, 2018.
- [123] Ariel Christopher Tondo Yoya. *Imagerie computationnelle active et passive à l'aide d'une cavité chaotique micro-ondes*. PhD thesis, Université Rennes 1, 2018.
- [124] Ariel Christopher Tondo Yoya, Benjamin Fuchs, and Matthieu Davy. Computational passive imaging of thermal sources with a leaky chaotic cavity. *Applied Physics Letters*, 111(19) :193501, 2017.
- [125] Emmanuel J Candes, Justin K Romberg, and Terence Tao. Stable signal recovery from incomplete and inaccurate measurements. *Communications on Pure and Applied Mathematics : A Journal Issued by the Courant Institute of Mathematical Sciences*, 59(8) :1207–1223, 2006.
- [126] Thomas Fromenteze, Michael Boyarsky, Okan Yurduseven, Jonah Gollub, Daniel L Marks, and David R Smith. Computational polarimetric localization with a radiating metasurface. In *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 407–408. IEEE, 2017.
- [127] Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, and David Carsenat. Passive uwb multiplexing device for a single-port mimo radar. In *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, pages 1–4. IEEE, 2014.
- [128] Isabelle Junqua. *Pénétration des ondes électromagnétiques haute fréquence dans des systèmes : analyse et évaluation par l'approche Power Balance*. PhD thesis, Lille 1, 2010.
- [129] David A Hill. *Electromagnetic fields in cavities : deterministic and statistical theories*, volume 35. John Wiley & Sons, 2009.

- [130] David A Hill, Mark T Ma, Artur R Ondrejka, Bill F Riddle, Myron L Crawford, and Robert T Johnk. Aperture excitation of electrically large, lossy cavities. *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, 36(3) :169–178, 1994.
- [131] Gabriel Montaldo, Phillippe Roux, Arnaud Derode, Carlos Negreira, and Mathias Fink. Generation of very high pressure pulses with 1-bit time reversal in a solid waveguide. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 110(6) :2849–2857, 2001.
- [132] Kamardine Selemani, J-B Gros, Elodie Richalot, Olivier Legrand, Odile Picon, and Fabrice Mortessagne. Comparison of reverberation chamber shapes inspired from chaotic cavities. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 57(1) :3–11, 2014.
- [133] Pascal Balleyguier et al. External q studies for apt sc-cavity couplers. In *Linac98*, page 133, 1998.
- [134] Kamardine Selemani. *Analyse et optimisation des chambres réverbérantes à l'aide du concept de cavité chaotique ouverte*. PhD thesis, Université Paris-Est, 2014.
- [135] Christian B Peel, Bertrand M Hochwald, and A Lee Swindlehurst. A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part i : channel inversion and regularization. *IEEE Transactions on Communications*, 53(1) :195–202, 2005.
- [136] Ettien Lazare Kpré and Cyril Decroze. Synthetic aperture interferometric imaging using a passive microwave coding device. In *2016 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*, pages 1–4. IEEE, 2016.
- [137] Edoardo Del Pezzo, Jesus Ibanez, Janire Prudencio, Francesca Bianco, and Luca De Siena. Absorption and scattering 2-d volcano images from numerically calculated space-weighting functions. *Geophysical Journal International*, 206(2) :742–756, 2016.
- [138] Christian R Escudero and William L Bandy. Ambient seismic noise tomography of the colima volcano complex. *Bulletin of Volcanology*, 79(2) :1, 2017.
- [139] Xinyi Chen and Yang Song. An improved algorithm for corner extraction of checkerboard in camera calibration. In *AOPC 2019 : Optical Sensing and Imaging Technology*, volume 11338, page 1133811. International Society for Optics and Photonics, 2019.
- [140] Sana Abid, Cyril Decroze, Thomas Fromenteze, and Moctar Mouhamadou. Millimeter-wave computational interferometric imaging using a chaotic cavity. In *2018 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*, pages 1–4. IEEE, 2018.



---

**Résumé :**

Ces travaux portent sur la transposition de techniques d'imagerie computationnelle interférométrique à la bande W. Reposant sur l'exploitation de composants permettant le multiplexage de signaux dans la couche physique, ces approches permettent de grandement limiter la complexité et le coût des systèmes d'imagerie radar. Les contraintes sont alors repoussées dans la couche numérique où des outils de calculs de plus en plus puissants et abordables sont aujourd'hui disponibles. Réalisés dans le cadre de l'ANR Pixel, la finalité de ces travaux porte sur le développement de scanners corporels permettant de révéler la présence d'objets dangereux ou illicites cachés sous les vêtements. L'idée centrale est ainsi de progresser vers le développement de systèmes d'imagerie thermique opérant autour de 90 GHz tout en limitant autant que possible les contraintes matérielles associées au développement de tels scanners.

**Mots clés :** Radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique, ondes millimétriques, codeur analogique passif, imagerie computationnelle.

---

**Abstract :**

This work focuses on the transposition of interferometric computational imaging techniques to W-band. Based on the use of components that enable the multiplexing of signals in the physical layer, these approaches greatly limit the complexity and cost of radar imaging systems. The constraints are then transferred to the digital layer, where increasingly powerful and affordable computing solutions are now available. Carried out within the framework of the ANR Pixel, the aim of this work is to develop body scanners capable of revealing the presence of dangerous or illicit objects hidden under clothing. The central objective is to progress towards the development of thermal imaging systems operating at 90 GHz while limiting as far as possible the hardware constraints associated with the development of such scanners.

**Mots clés :** Synthetic aperture interferometric radiometer, millimeter-waves, passive coding device, computational imaging.

**Institut de recherche XLIM - UMR CNRS n 7252**  
123, Avenue Albert Thomas - 87060 LIMOGES