Contribution à l'étude de techniques de codage analogique pour l'imagerie microonde active et passive

Ettien Lazare Kpre

▶ **To cite this version:**

Ettien Lazare Kpre. Contribution à l'étude de techniques de codage analogique pour l'imagerie microonde active et passive. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université de Limoges, 2017. Français. NNT : 2017LIMO0060 . tel-01698747

HAL Id: tel-01698747

https://theses.hal.science/tel-01698747

Submitted on 1 Feb 2018

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.

Thèse de doctorat

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE N° 521 - Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques

FACULTÉ des Sciences et Techniques
XLIM - axe Systèmes RF, équipe Antennes & Signaux

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

présentée et soutenue par

Ettien Lazare KPRÉ

le 26 Octobre 2017

Contribution à l'étude de techniques de codage analogique pour l'imagerie microonde active et passive

Thèse dirigée par Cyril Decroze

JURY :

Rapporteurs :

Claire MIGLIACCIO	**Professeur des universités** LEAT - Université de Nice Sophia Antipolis
Stephane MÉRIC	**Maître de conférences, HDR** IETR - INSA de Rennes

Examinateurs :

Chistophe GAQUIERE	**Professeur des universités** IEMN - Université de Lille 1 CTO & Co-Founder MC2-Technologies
Denis BARATAUD	**Professeur des universités** XLIM - Université de Limoges
Thomas FROMENTEZE	**Maître de conférences** XLIM - Université de Limoges
Cyril DECROZE	**Maître de conférences, HDR** XLIM - Université de Limoges

Invité :

Jean-Christophe JOLY	**Responsable scientifique** CEA, Gramat

Université de Limoges

« Chaque jour, nous utilisons les sciences physiques. Quand nous nous regardons dans la glace ou que nous mettons nos lunettes, nous nous servons de l'optique. Quand nous réglons l'alarme du réveil, nous suivons le temps ; quand nous lisons une carte, nous naviguons à travers l'espace géométrique. Nos téléphones mobiles nous lient via des fils électromagnétiques invisibles aux satellites en orbite au-dessus de nos têtes. Mais les sciences physiques ne se réduisent pas à la technologie. Même le sang qui circule dans les artères obéit aux lois de la physique, la science de notre monde physique. »

Juste assez de physique pour briller en société, Joanne BAKER, Dunod 2008

Remerciements

Les travaux de cette thèse ont été réalisés au sein de l'Institut de Recherche XLIM de l'Université de Limoges, avec l'équipe Signaux et Systèmes Multi-antennes de l'axe Systèmes RF. Je tiens d'avance à remercier Monsieur Dominique BAILLARGEAT, Directeur d'XLIM, de m'avoir accueilli dans son laboratoire.

Évidemment, mes remerciements les plus sincères sont adressés à Monsieur Cyril DECROZE pour la confiance qu'il m'a accordé durant ces trois années. Ses conseils et encouragements m'ont permis de mener à bien ce projet de recherche. Malgré son emploi du temps ultra-chargé, il n'hésite pas à se rendre disponible pour ses étudiants et ses qualités scientifiques et relationnelles font de lui l'encadrant de thèse idéal. Je tiens à remercier tout particulièrement Monsieur Thomas FROMENTEZE. Sa disponibilité, son soutien, ses conseils et sa sympathie m'ont permis d'appréhender un grand nombre de notions nécessaires pour aborder ces travaux de thèse. Il a su me transmettre sa passion pour la recherche et il m'a toujours fait preuve de confiance, je lui en suis infiniment reconnaissant.

Je tiens également à remercier tous les membres du jury et en particulier Madame Claire MIGLIACCIO et Monsieur Stéphane MÉRIC d'avoir accepté de rapporter ces travaux. Plusieurs personnes ont collaboré aux travaux de recherche exposés dans ce manuscrit. Un grand merci à Monsieur Sébastien Reynaud pour son soutien et ses suggestions qui ont toujours été d'un grand intérêt. J'ai également eu beaucoup de plaisir à travailler avec Monsieur Jean-Christophe JOLY, Monsieur Christophe GAQUIERE, Monsieur Nicolas THOUVENIN, les discussions ont toujours été très enrichissantes.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur Cyrille MENUDIER, Maître de conférence à l'Université de Limoges. Il m'a ouvert la voie à la thèse qui n'était a priori pas mon objectif et m'a mis le pied à l'étrier dès mes débuts dans le domaine de la recherche. C'est un honneur pour moi de l'avoir rencontré. Je remercie également Eric Arnaud, ingénieur de recherche, pour sa disponibilité et la réalisation des antennes. Je le remercie particulièrement pour sa constante bonne humeur et son humour inégalable. Je remercie par ailleurs Monsieur Pierre-Olivier MARTIN, ingénieur en fabrication mécanique, ainsi qu'à son équipe pour la réalisation de la cavité surdimensionnée.

Mes remerciements sont également adressés à Madame Patricia LEROY, secrétaire de l'axe systèmes RF (site d'Ester Limoges Technopole) pour sa gentillesse et son efficacité quant à la gestion des dossiers administratifs. Je voudrais remercier André PARIS, Amel MAATI,

Mohammed RHAMMAL, Sana ABID ainsi que tous les collègues doctorants pour leur soutien, leur écoute et tous les moments de fou rire partagés. Ces travaux de thèse ont été réalisés au sein de ce laboratoire dans une ambiance chaleureuse, et ce, grâce à la sympathie du personnel, des thésards, des stagiaires ainsi que le personnel de la société CISTEME présent sur place. Je leur dis un grand merci sans oublier tout le personnel du département physique de la faculté des sciences avec lequel j'ai travaillé en étroite collaboration pour mes services d'enseignement, un grand merci à Julien BREVIER pour son aide et sa disponibilité.

Je finirai ces remerciements en ayant une pensée pour toute ma famille, et tous mes amis pour leurs encouragements permanents. Une pensée particulière à Astrid pour son soutien infaillible et son écoute durant ces trois années. Ce fut un grand bonheur pour moi de partager ces années avec elle, et j'espère en passer beaucoup d'autres à ses côtés dans les moments de peine et de joie.

Table des matières

Introduction générale **1**
Contexte et motivations de la thèse 3
Objectifs et contributions 4
Organisation de la thèse 5

I Imagerie microonde pour des applications de sécurité **7**

Chapitre 1 : Imagerie microonde pour des applications de sécurité **8**
1.1 Introduction 9
1.2 Rayonnement thermique d'un corps noir 12
1.3 Puissance captée par une antenne pointée vers un corps noir 14
1.4 Caractéristiques du rayonnement des matériaux 16
1.5 Différents systèmes d'imagerie microonde 19
1.6 Réglementations des systèmes d'imagerie microonde dédiés à la sécurité 21
1.7 Considérations techniques d'un système d'imagerie 22
1.7.1 La résolution spatiale ou angulaire 22
1.7.2 Le réseau d'antennes 23
1.7.3 La résolution en distance (pour les systèmes actifs) 23
1.7.4 La dynamique de l'image 23
1.7.5 La sensibilité du système 23
1.7.6 La sensibilité radiométrique (pour les systèmes passifs) 24
1.7.7 La vitesse d'acquisition 24
1.7.8 La synchronisation du système 24
1.7.9 L'encombrement 24
1.7.10 La consommation d'énergie et la dissipation thermique 24
1.7.11 Coût du système 25
1.8 Techniques d'acquisition des signaux 25
1.8.1 Systèmes à balayage mécanique 25
1.8.2 Systèmes à balayage électronique 27
1.8.2.1 Formation de faisceau analogique 27
1.8.2.2 Formation de faisceau numérique 30
1.8.3 Systèmes Radars MIMO 31
1.8.3.1 Radar MIMO séquentiel 31
1.8.3.2 Radar MIMO-SAR 34
1.8.3.3 Radar MIMO à multiplexage spatio-temporel 34
1.8.3.4 Radar MIMO à formes d'ondes orthogonales 35
1.8.4 Systèmes à synthèse d'ouverture interférométrique 36
1.8.5 Systèmes à acquisition compressée 38
1.8.5.1 Radars à acquisition compressée 38
1.8.5.2 Radiomètres à acquisition compressée 42
1.9 État de l'art des systèmes d'imagerie microonde pour la sécurité 42
1.9.1 Produits commerciaux 43
1.9.1.1 Systèmes d'imagerie actifs 43
1.9.1.2 Systèmes d'imagerie passifs 46
1.9.2 Prototypes laboratoires 50
1.9.2.1 Systèmes d'imagerie actifs 50
1.9.2.2 Projet ANR-SAMOSA 50
1.9.2.3 Systèmes d'imagerie passifs 51
1.10 Conclusion 53

II Techniques MIMO pour l'imagerie microonde active 67

Chapitre 2 : Radar MIMO (Multiple-Input, Multiple-Output) : concepts et avantages 68

2.1 Introduction 69
2.2 Définition et caractéristiques du Radar MIMO 70
2.3 Comparaison du Radar MIMO aux Radars conventionnels 73
2.3.1 Formation de faisceau classique 74
2.3.2 Formation de faisceau MIMO 76
2.4 Notions de réseaux virtuels 77
2.4.1 Canal MIMO 77
2.4.2 Réseau Virtuel MIMO 78
2.4.3 Quelques directives de design d'un réseau MIMO 82
2.5 Formulation du problème inverse en imagerie MIMO 84
2.6 Méthodes de reconstruction de l'image 86
2.6.1 Reconstruction d'images en condition de champ lointain 86
2.6.2 Reconstruction d'images en condition de champ proche 87
2.6.2.1 Représentation dans le domaine spatial 87
2.6.2.2 Représentation dans le domaine des fréquences spatiales 87
2.7 Mise en œuvre expérimentale d'un banc de mesure Radar MIMO 90
2.7.1 Présentation du banc de mesure 90
2.7.2 Technique d'étalonnage 91
2.7.3 Architecture du réseau d'antennes 92
2.7.3.1 Réseau d'antennes uniformément espacées 92
2.7.3.2 Réseau d'antennes espacées de manière non uniforme 94
2.7.3.3 Réseau d'antennes 2D 95
2.8 Conclusion 96

Chapitre 3 : Techniques de sondage simultané du canal MIMO 101

3.1 Introduction 102
3.2 Conditions de mesure simultanée des données MIMO 103
3.3 Modèle d'un signal à saut de fréquence 104
3.4 Métriques d'orthogonalité 105
3.4.1 Coefficient de corrélation de Pearson 105
3.4.2 Conditionnement de la matrice des signaux émis 105
3.5 Génération de signaux orthogonaux à saut de fréquence 107
3.5.1 Génération de codes Pseudo-aléatoires 107
3.5.2 Étapes de construction des signaux à saut de fréquence 108
3.5.3 Application dans un contexte MIMO 109
3.5.4 Comparaison du SNR des Radars SAR, SIMO et MIMO 111
3.5.5 Validation expérimentale d'un Radar MIMO à sondage simultané 112
3.5.5.1 Reconstruction d'images avec un réseau à espacement uniforme . 113
3.5.5.2 Reconstruction d'images avec des réseaux d'antennes à espacement non uniforme 114
3.6 Génération passive de signaux orthogonaux à diversité fréquentielle 116
3.6.1 Principe de base 116
3.6.2 Caractéristiques d'une cavité microonde surdimensionnée 118
3.6.3 Validation expérimentale du concept 121
3.7 Radar MIMO à voie RF unique en émission et en réception 122
3.8 Conclusion 124
3.9 Conclusion générale et perspectives sur l'imagerie microonde active 125

III Techniques à synthèse d'ouverture interférométrique pour l'imagerie microonde passive 131

Chapitre 4 : Radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique (SAIR) : concepts et avantages 132

4.1 Introduction 133
4.2 Différents types de radiomètres 134
4.2.1 Radiomètre à puissance totale 134
4.2.2 Radiomètre de Dicke 136
4.2.3 Radiomètre à addition de bruit 138
4.2.4 Radiomètre à corrélation de bruit 138
4.3 Principe fondamental d'un imageur à synthèse d'ouverture interférométrique . . . 140
4.4 Approximation champ lointain : Théorème de Van-Cittert-Zernike 142
4.5 Réseaux d'antennes à synthèse d'ouverture 143
4.5.1 Notion de réseau virtuel : zone de couverture des fréquences spatiales . . . 143
4.5.2 Réseaux à redondance minimale 145
4.5.2.1 Réseaux uniformes à couverture rectangulaire 145
4.5.2.2 Réseaux uniformes à couverture hexagonale 147
4.5.2.3 Réseaux non uniformes 148
4.5.2.4 Bilan sur les réseaux à redondance minimale 148
4.5.3 Quelques directives de design du réseau interférométrique 149
4.6 Méthodes de reconstruction d'images 151
4.6.1 Cas d'un système idéal 151
4.6.1.1 Reconstruction en condition de champ lointain 151
4.6.1.2 Reconstruction en condition de champ proche 151
4.6.2 Cas d'un système réel 151
4.6.2.1 Erreurs apportées par les instruments 152
4.6.2.2 Erreurs de traitement numérique 153
4.6.2.3 Formulation du problème inverse en imagerie SAIR 155
4.7 Méthodes de régularisation du problème inverse 156
4.7.1 Régularisation à norme minimale 157
4.7.2 Analyse de stabilité 157
4.7.3 Régularisation au sens Tikhonov 158
4.8 Conclusion 158

Chapitre 5 : Radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique à acquisition compressée (CSAIR) 167

5.1 Introduction 168
5.2 Principe du CSAIR 169
5.2.1 Méthodes d'estimation de la fonction de visibilité 170
5.2.2 Calcul des échantillons de visibilité par pré-estimation des signaux d'antennes 171
5.2.3 Calcul des échantillons de visibilité par matrice compressée 172
5.2.4 Application des méthodes d'estimation de la fonction de visibilité 173
5.3 Reconstruction de l'image en considérant un système idéal 176
5.3.1 Influence du nombre de ports de sortie du composant 177
5.3.2 Influence du nombre de sources 177
5.3.3 Influence de la bande passante 178
5.3.4 Validation expérimentale par la méthode de reconstruction de Fourier . . 179
5.3.5 Erreurs liées à l'estimation des échantillons de visibilité 182
5.4 Reconstruction par inversion matricielle 184
5.5 Validation par simulation 185

5.6 Validation expérimentale par la méthode de reconstruction matricielle 191
5.7 Conclusion 194
5.8 Conclusion générale et perspectives sur l'imagerie Microonde passive 196

Conclusion générale de la thèse 203
5.9 Rappel des objectifs de la thèse 205
5.10 Bilan des travaux effectués 206
5.11 Suite de la thèse 209

Annexe A : Ondes électromagnétiques et propagation en espace libre 210
A.1 Équations de Maxwell 211
A.2 Équations de propagation 211
A.3 Solution aux équations de propagation 212
A.3.1 Fonction de Green 212
A.3.2 Approximation de Born 213

Annexe B : Méthodes des phases stationnaires 214

Annexe C : Étude de la sensibilité du système CSAIR 218
C.1 Module de la source 219
C.2 Courbe d'évolution de la puissance du signal utile 220

Table des figures 222

Liste des tableaux 230

Introduction générale

Contexte et motivations de la thèse

L'imagerie microonde désigne l'ensemble des techniques permettant d'obtenir des images à partir du rayonnement des ondes électromagnétiques de longueur d'onde intermédiaire entre l'infrarouge et les ondes de radiodiffusion. Le terme microonde a été introduit pour la première fois en 1940 pour désigner les ondes de longueur d'onde approximativement dans la gamme de 30 centimètres (1 GHz) à 1 millimètre (300 GHz). Cette bande a favorisé le développement des premiers systèmes radars qui ont révolutionné les technologies de notre quotidien. À l'origine, le Radar était un dispositif militaire ayant pour mission la télédétection des missiles et bombardiers de l'ennemi. Plus tard, la maîtrise de l'électronique de pointe et du traitement numérique a permis de rendre le Radar accessible aux applications civiles telles que la météorologie, l'astronomie, la médecine, la surveillance aérienne et navale, etc. Robert Buderi, l'un des précurseurs des technologies modernes affirme dans son ouvrage [1] :

'[...] Radar has been the root of a wide range of achievements since the war, producing a veritable family tree of modern technologies. Because of Radar, astronomers can map the contours of far-off planets, physicians can see images of internal organs, meteorologists can measure rain falling in distant places, air travel is hundreds of times safer than travel by road, long-distance telephone calls are cheaper than postage, computers have become ubiquitous and ordinary people can cook their daily dinners in the time between sitcoms, with what used to be called a Radar range'.

Aujourd'hui, au regard du nombre accru d'attentats terroristes dans le monde, les systèmes d'imagerie microonde suscitent un grand intérêt pour la sécurité des personnes. En effet, ces systèmes sont non-ionisants (comparés aux systèmes à rayon-X) et offrent la possibilité de "voir" à travers des matériaux opaques à la lumière tels que les murs (pour la lutte contre la prise d'otages), les vêtements et les valises (pour la détection d'explosifs, d'armes de poing, etc). Tous ces avantages font des systèmes microondes de potentiels moyens de prévention et de lutte contre des éventuelles menaces terroristes.

Ces systèmes peuvent être classifiés en deux grandes familles : d'une part, les systèmes d'imagerie actifs dont le front-end est constitué d'un Radar qui illumine l'objet à imager. Et d'autre part, les systèmes d'imagerie passifs (ou radiomètres) qui mesurent le rayonnement électromagnétique d'origine thermique d'un objet. Ces deux grandes familles bénéficient d'une synergie entre deux disciplines principales. La première étant liée à la conception de l'électronique d'acquisition (émetteurs/récepteurs) des signaux provenant de l'écho (pour un système actif) ou de l'émission naturelle (pour un système passif) de l'objet. La seconde repose sur le traitement des données collectées pour ressortir les informations relatives à l'objet notamment sa position, sa vitesse voire sa forme. L'image obtenue est une représentation virtuelle de l'objet observé et peut être interprétée de différentes manières en fonction de l'application visée. Ces deux grands axes font l'objet d'un vaste champ de recherche dans le seul but de proposer des solutions d'imagerie robustes et fiables répondant aux cahiers des charges pour des applications civiles ou militaires. En outre, les récents progrès technologiques ont permis d'améliorer considérablement ces systèmes

tant au niveau matériel qu'au niveau des traitements numériques. Cependant, la réalisation de ce type d'instruments nécessite le plus souvent des compromis pour être à la fois efficaces, rapides, à haute résolution et moindre coût. La plupart des systèmes actuels (par exemple les scanners déployés dans les aéroports) peinent à concilier tous ces aspects. C'est dans ce contexte que s'inscrit cette thèse afin de proposer des pistes permettant de relever le challenge performances/coût des systèmes d'imagerie microondes dédiés principalement à la sécurité.

Objectifs et contributions

L'objectif de la thèse est d'accommoder l'état de l'art à un système d'imagerie microonde industrialisable et répondant aux problématiques des systèmes existants (limités par leur temps d'acquisition, leur coût et leur encombrement). En effet, les systèmes d'imagerie fonctionnels actuels sont pour la majorité basés sur des approches SAR (*Synthetic Aperture Radar*) ou des réseaux commutés (acquisition séquentielle sur chacune des voies), ce qui les limite en temps d'acquisition. Pour pallier cette contrainte, d'autres architectures basées sur une acquisition simultanée sont proposées dans la littérature. Ces architectures sont généralement constituées de plusieurs antennes associées à des chaînes Radiofréquences (RF) indépendantes, les rendant relativement complexes et coûteuses. Dès lors, que ce soit pour un système actif ou passif, l'optimisation du rapport performances/coût passera inévitablement par la réduction du nombre d'antennes et des chaînes RF tout en garantissant une acquisition simultanée des données (de l'objet à imager) avec une efficacité comparable à celle des systèmes déjà existants.

Récemment le concept du Radar MIMO (*Multi-Input Multi-Output*) a été proposé dans le domaine de l'imagerie microonde, et paraît très prometteur au regard des nombreux avantages qu'il apporte. En effet, comparé aux Radars conventionnels, le Radar MIMO permet de réduire considérablement le nombre d'antennes sans dégrader la résolution. Cependant, le concept est encore au stade de la recherche avec très peu de mise en application sur des dispositifs expérimentaux et commerciaux. Ainsi, une phase importante de cette thèse consiste à la mise en œuvre d'un banc de mesure Radar MIMO fonctionnel. Les premières analyses permettront de ressortir les principaux avantages de ce concept en tenant compte des contraintes et des limites y afférant.

De même, dans un contexte d'imagerie passive, un concept équivalent a été proposé pour les radiomètres afin de réduire le nombre de capteurs sans affecter les performances. Cette approche est connue sous le nom de *Synthetic Aperture Interferometric Radiometer* (SAIR), et a été initialement proposée en radioastronomie. Cependant, tout comme le Radar MIMO, il existe très peu d'intégration sur les dispositifs commerciaux tels que les scanners d'aéroport, les systèmes de vision à travers les murs, etc. Les avantages du SAIR par rapport aux radiomètres conventionnels seront également mis en évidence dans ce manuscrit.

Que ce soit le Radar MIMO ou le SAIR, l'avantage de ces deux concepts repose sur la capacité à réduire le nombre de capteurs, ce qui favorise une première levée de contrainte

sur la complexité et le coût global du système. De plus, les travaux antérieurs de l'équipe Antennes & Signaux ont démontré qu'il était possible d'adresser indépendamment des antennes en utilisant des répartiteurs focalisant à diversité spatio-fréquentielle. Ce type de répartiteurs ULB, entièrement passifs offrent l'avantage de simplifier fortement l'architecture des systèmes RF en général. Dans le contexte de la thèse, cette approche sera appliquée au concept de Radar MIMO et SAIR afin de simplifier l'architecture de réception. Ces composants joueront le rôle de codeurs analogiques permettant de réaliser un multiplexage passif des signaux émis et/ou reçus par les antennes. Les techniques d'adressage d'antennes seront complétées par l'étude et le développement d'algorithmes d'imagerie microonde MIMO et SAIR et l'analyse de leurs performances dans des contextes d'imagerie champ proche et/ou champ lointain. Les algorithmes proposés seront testés expérimentalement sur des démonstrateurs laboratoires afin de valider la faisabilité des systèmes Radar MIMO et SAIR associés aux composants passifs.

Finalement, les travaux de cette thèse constitueront une première phase du projet ANR-PIXEL [1] (consortium entre le Laboratoire XLIM de Limoges, le CEA de Gramat et la Société MC2-Technologies de Lille) dont l'objectif est de développer un système d'imagerie passif millimétrique et temps réel dédié à la sécurité et fonctionnant en mode « standoff ». Cette thèse posera donc les bases théoriques et montrera une preuve de faisabilité en bande S (2-4 GHz) de ce type d'imageur passif. Bien entendu, les techniques qui seront proposées doivent être transposables à des fréquences plus élevées. Par ailleurs, le dimensionnement et l'optimisation du premier prototype en bande W passera inévitablement par le développement d'un outils d'analyse intégrant tous les éléments de la chaîne de réception (antennes, LNAs, composants compressifs, filtres, démodulateurs I/Q, etc), ainsi que les traitements numériques associés.

Organisation de la thèse

Les travaux présentés dans cette thèse consistent globalement à proposer des solutions pour le développement de systèmes d'imagerie alliant le temps d'acquisition, la résolution, l'encombrement, et le coût. Pour cela, le chapitre introductif se consacre à l'état de l'art mettant en évidence les différentes contraintes à prendre en compte lors du développement d'un systèmes d'imagerie. Des architectures et des méthodes de mesure employées dans la littérature sont présentées ainsi qu'un bilan non-exhaustif des instruments commerciaux et laboratoires existants. Cela permettrait d'axer la suite de l'étude sur deux architectures innovantes, notamment celle du Radar MIMO pour les systèmes d'imagerie actifs, et du SAIR pour les systèmes d'imagerie passifs.

La deuxième partie sera dédiée aux systèmes d'imagerie actifs essentiellement basés sur le Radar MIMO. En effet, une première étude comparative permettrait d'en ressortir les contraintes, les avantages et les limites. Les critères d'orthogonalité des signaux émis (pour un sondage simultané) seront évoqués et il sera démontré qu'il est possible de générer des formes d'ondes MIMO à partir d'un composant chaotique entièrement passif. Le rôle de ce composant dont les fonctions de transfert sont orthogonales, est d'adresser indépendamment les antennes

1. http ://www.agence-nationale-recherche.fr/projet-anr

du réseau d'émission à partir d'un signal unique émis sur une seule voie d'entrée. L'intérêt d'un tel dispositif réside à la fois dans sa capacité à générer des formes d'ondes MIMO, mais également à réduire le nombre de chaînes RF. Cela contribue indéniablement à la simplification de l'architecture matérielle du système tout en autorisant une acquisition simultanée des données de la cible.

La troisième partie s'appuiera essentiellement sur l'architecture du radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique. Une première étude sur les différents paramètres et architectures de radiomètres contribuant à l'amélioration de la sensibilité radiométrique sera menée. Par la suite, le principe fondamental de l'interférométrie sera présenté afin de mettre en exergue les principales caractéristiques du SAIR et d'en déduire l'analogie avec le principe MIMO en termes de traitement numérique. En outre, le répartiteur focalisant sera appliqué à la chaîne de réception donnant lieu à une nouvelle architecture dénommée CSAIR (*Compressive Synthetic Aperture Interferometric Radiometer*). L'intérêt majeur de cette architecture est la réduction du nombre de voies RF du SAIR conventionnel. Toutefois, certaines distorsions liées aux instruments et au traitement non prises en compte, peuvent impacter fortement les performances du CSAIR. C'est pourquoi des méthodes numériques de reconstruction seront présentées pour une meilleure reconstruction d'images. Comme évoqué précédemment, les techniques présentées dans cette partie du manuscrit sont destinées à des applications de sécurité en bande W, pour la lutte contre le crime et le terrorisme dans le cadre du projet ANR-PIXEL.

Première partie

Imagerie microonde pour des applications de sécurité

Chapitre 1

Imagerie microonde pour des applications de sécurité

Sommaire

1.1 Introduction 9
1.2 Rayonnement thermique d'un corps noir 12
1.3 Puissance captée par une antenne pointée vers un corps noir 14
1.4 Caractéristiques du rayonnement des matériaux 16
1.5 Différents systèmes d'imagerie microonde 19
1.6 Réglementations des systèmes d'imagerie microonde dédiés à la sécurité 21
1.7 Considérations techniques d'un système d'imagerie 22
1.8 Techniques d'acquisition des signaux 25
1.9 État de l'art des systèmes d'imagerie microonde pour la sécurité . 42
1.10 Conclusion 53

1.1 Introduction

La recherche sur les systèmes d'imagerie et les techniques de reconstruction de l'image a commencé dès lors que l'on s'est penché sur la question de savoir comment fonctionne notre système visuel. Les Grecs ont été les premiers à s'y intéresser, ils pensaient que la lumière et notre vision étaient liées. Platon (428-348 av JC) et Euclide (IIIe siècle av JC) expliquent notre vision par l'interaction entre la lumière émanant de l'objet observé et la lumière provenant de nos yeux [2]. Ils remarquaient que nous pouvons chercher pendant longtemps une aiguille tombée à nos pieds ; pour que nous la voyions, il faut que notre regard tombe sur elle, qu'elle soit touchée par un feu intérieur (*quid*), allant de l'œil à l'objet. Euclide remarqua cependant que nous pouvons ne pas nous apercevoir de la présence de l'aiguille à nos pieds ; le *quid* permet de voir des détails très fins lorsqu'il tombe sur une partie de l'objet : il doit donc être parfaitement délimité. Euclide a ainsi la brillante idée de représenter la lumière par des lignes rectilignes (rayons lumineux) sans se préoccuper de la vitesse ni de la nature de la lumière. Il n'était pas loin de découvrir comment notre œil "voit". Il pense que les yeux émettent des rayons lumineux visuels et traitaient l'écho afin de reconstruire l'image.

Cependant si nos yeux étaient eux-même des émetteurs de lumière, pourquoi seraient-ils influencés par la lumière nécessaire à la vision et pourquoi verraient-ils moins bien ou pas du tout dans la pénombre ? Aristote (384-322 av Jc) sur une constatation de bon sens, juge absurde l'idée de la vision issue de nos yeux et soutient que notre vision découle de la propriété qu'ont les objets visibles de transmettre ou réfléchir la lumière à notre œil par l'intermédiaire d'un milieu qu'il appelle "diaphane". Il pose ainsi les fondements qui serviront plus tard à la compréhension de notre système visuel. Ce n'est qu'au XIeme siècle dans le monde musulman, que Al-Hassan Ibn al-Haytham (965-1040) connu sous le nom Alhazen, comprend le fonctionnement de l'œil. Dans ses différents traités d'optique [3], il sépare la propagation de la lumière et la vision des objets. Il affirme contrairement à Euclide que la lumière provient de l'objet observé [4]. En s'appuyant sur d'innombrables expériences, il pose les fondements des lois de la réflexion et de la réfraction. En effet, pour être vu, un objet doit émettre ou réfléchir de la lumière. Cette lumière est captée par notre œil à travers sa partie transparente qui est le cornet ; l'iris qui joue le rôle de diaphragme va moduler la quantité de lumière et le cristallin focalise la lumière sur un écran appelé rétine. La reconstruction de l'image se fait grâce à des cellules photoréceptrices (cônes et bâtonnets) qui transforment l'information reçue en signal électrique transmis au cerveau via le nerf optique [5] (voir figure 1.1). Le cerveau comme un processeur va permettre de traduire ces informations afin de discerner la couleur, la forme, et le mouvement de l'objet.

L'hypothèse d'Alhazen a été adoptée et considérée comme une vérité absolue. Ainsi pour être vu, un objet doit réfléchir ou émettre de la lumière. Mais au juste, qu'est-ce que la lumière ? C'est exactement l'énigme qui a été à l'origine de la controverse entre les partisans de la théorie corpusculaire (portés par Isaac Newton (1642-1726)) qui soutiennent que la lumière est un flot de particules, et ceux de la théorie ondulatoire (portée par Christiaan Huygens (1629-1695)) pour qui la lumière est une vibration qui se propage. Finalement c'est au début du XXeme siècle que la physique quantique va concilier les deux hypothèses. Selon son interaction avec la matière, la

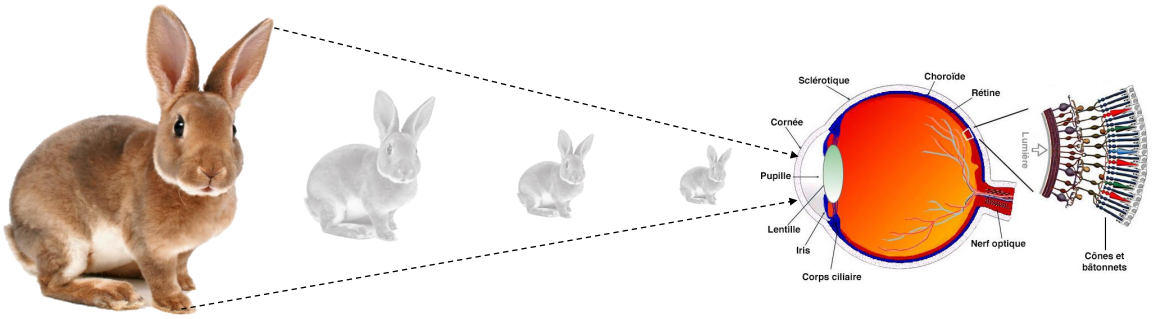


FIGURE 1.1 – Principe de vision et anatomie de l'œil humain [5].

lumière peut se comporter comme une onde (caractérisée par sa longueur d'onde) ou comme un photon (caractérisé par son énergie). L'expérience d'Isaac Newton en 1666 dans sa chambre au volet clos (voir l'image de la figure 1.2 [1]) a permis de décomposer la lumière en un spectre de couleurs visibles par notre œil (rouge, orange, jaune, vert, bleu, indigo [2], violet). Ainsi la lumière va rester cantonnée à 7 couleurs pendant tout le XVIIIème siècle appelé siècle de lumière.

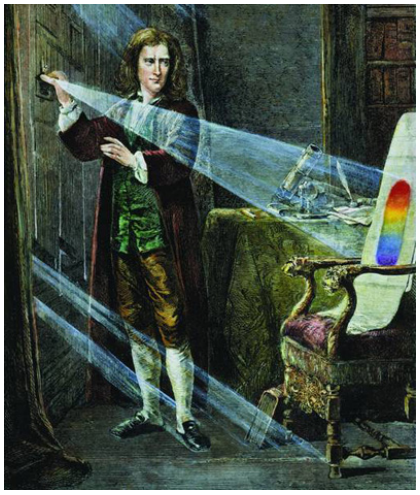


FIGURE 1.2 – Expérience du prisme d'Isaac Newton.

En 1800, l'astronome anglais William Herschel poursuit l'expérience de Newton en mesurant la température des différentes couleurs, il découvre alors l'infrarouge qui n'est pas visible par notre œil. Cette dernière expérience a inspiré Planck et Wien à établir leur célèbre loi appelée respectivement loi spectrale du rayonnement et loi de Wien. Ces lois montrent qu'un corps ayant une température supérieure au zéro absolu est capable de rayonner une onde électromagnétique dont l'intensité maximale dépend de sa température et de la longueur d'onde. La couleur que prend cet objet caractérise sa température. C'est le cas de la résistance de notre four qui devient rouge lorsqu'elle est chauffée. À température "normale" les objets ont un pic de rayonnement qui occupe la bande thermique de l'infrarouge. C'est pourquoi les caméras thermiques appelées

1. Image issue de : http ://diaprojection.unblog.fr/2015/01/
2. L'indigo a été rajouté par Newton pour atteindre le chiffre 7 qui était considéré à l'époque comme un chiffre doté de vertus mystérieuses.

caméras infrarouge (par abus de langage) nous permettent de voir en l'absence totale de lumière. L'expérience de William Herschel a donc permis d'élargir le spectre électromagnétique aux longueurs d'ondes que nos yeux ne peuvent pas voir. Mais la science en est bien loin de s'arrêter là.

Un an après la découverte de l'infrarouge, le chimiste allemand Johann Ritter (1776-1810) expose au spectre de couleur une plaque photographique recouvert de chlorure d'argent qui réagit particulièrement au-delà du violet. Il vient ainsi de découvrir l'ultra-violet qui n'est également pas visible par notre oeil. Le spectre électromagnétique s'agrandit, cependant il n'y aucun moyen de les caractériser. C'est alors qu'à la même époque, Thomas Young (1773-1829) médecin anglais va mettre en place sa célèbre expérience de franges d'interférence qui lui permet de prouver la nature ondulatoire de la lumière, et de mesurer les longueurs d'ondes des différentes couleurs qui sont de l'ordre du micromètre. En 1895 le physicien allemand Wilhelm Conrad Röntgen (1845-1923) découvre les rayons X capables de traverser des objets opaques à la lumière visible tels que les valises, le corps humain, etc. Bien que peu maîtrisés, ces rayons ont été très rapidement exploités en médecine pour la radiographie. Ce n'est finalement qu'en 1912 que Max Von Laue (1879-1960) réussit à mesurer la longueur d'onde de ces rayons qui se trouvent au-delà de l'ultra-violet. Des rayons de longueur d'onde encore plus courte, connue sous le nom de rayons gamma ont été découverts par Ernest Rutherford (1871-1937) en 1914 en observant leur diffraction par des surfaces cristallines.

En parallèle de la recherche en optique, plusieurs chercheurs en électricité et magnétisme tels qu'André-Marie Ampère (1775-1836), Carl Friedrich Gauss (1777-1855), Michael Faraday (1791-1867), Weber Wilhelm (1804-1891), Marie-Curie (1867-1934) ont fait des découvertes révolutionnaires. En 1873, James Clerk Maxwell (1831-1879) réalise la synthèse magistrale de l'électricité et du magnétisme dans son ouvrage "*A Treatise on Electricity and Magnetism*" publié la même année [6]. Ses équations résumées par Oliver Heaviside (1850-1925), ont permis de poser les fondements de la propagation des ondes électromagnétiques en espace libre. En 1885, le physicien allemand, Heinrich Hertz(1857-1894) vérifie expérimentalement la théorie des équations de Maxwell et découvre qu'une onde électromagnétique a les mêmes caractéristiques que la lumière et est capable de se propager en espace libre [7]. Il estime la longueur d'onde d'environ 1 m. Ce sont ces ondes hertziennes qui ont servi de supports de communication des premiers postes radios. Toutes ces découvertes ont permis de dresser le spectre électromagnétique, cependant la frontière entre les ondes radios et l'infrarouge restait encore floue. Cette frontière sera dénommée en 1940 **la bande microonde**, ce qui a favorisé le développement des premiers Radars anglais (appelés *'Plan Position Indicator'* par les militaires) pendant la seconde guerre mondiale [8]. Tout comme l'œil, le Radar est un système d'imagerie qui permet de "voir" (aux longueurs comprises entre 1 m et 1 mm) un objet et d'en déceler, sa position, sa vitesse, ses propriétés diélectriques, voire sa forme. Ce système d'origine militaire est aujourd'hui accessible et très utilisé dans le domaine civil pour des applications médicales, sécuritaires, géodésiques, météorologiques, etc.

Il aura donc fallu presque trois siècles environ pour découvrir le rayonnement électromagné-

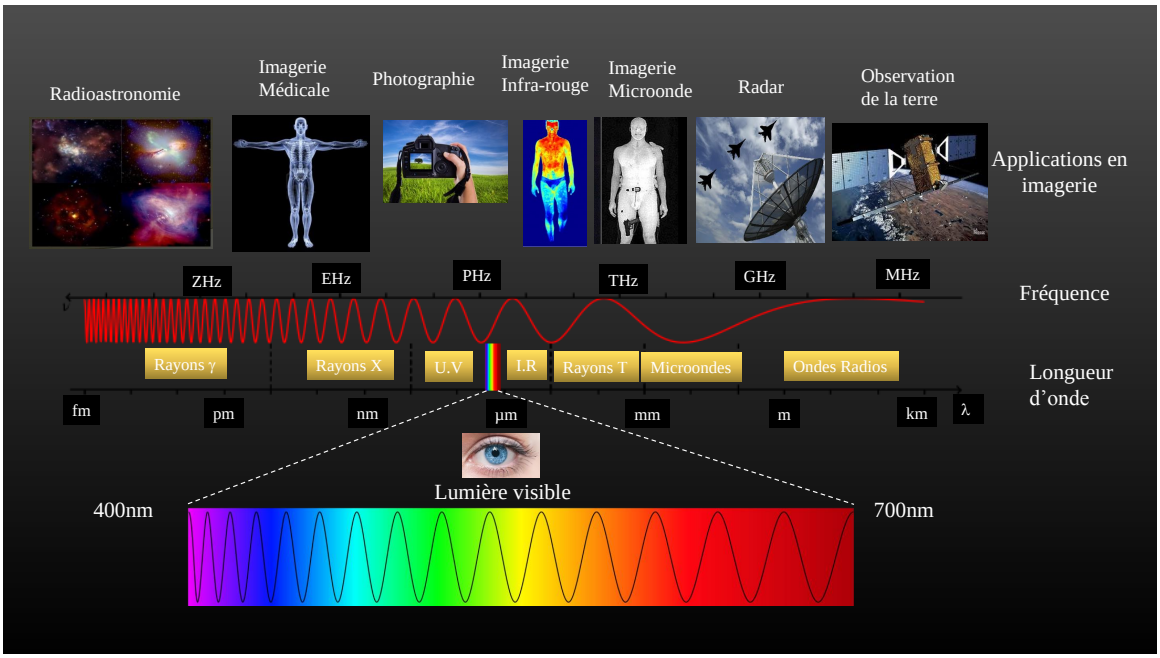


FIGURE 1.3 – Spectre électromagnétique et applications en imagerie.

tique dans toute son étendue comme le montre la figure 1.3, cependant, notre œil n'en voit qu'une infime portion (la lumière visible). Heureusement, les découvertes des grands savants ont permis d'inventer des instruments pour palier le manque de sensibilité de nos organes. Le développement de capteurs ultra-sensibles nous permet ainsi de capter la lumière visible et invisible et de les traduire en images interprétées selon le domaine d'application. Les modestes pages de ce manuscrit ne représentent qu'une minuscule contribution au développement et à l'amélioration de ces instruments et plus particulièrement les systèmes d'imagerie microonde dédiés à la sécurité. Le paragraphe suivant présente d'une manière succincte, les caractéristiques nécessaires d'un objet pour qu'il soit "vu".

1.2 Rayonnement thermique d'un corps noir

Un corps noir est par définition un objet susceptible d'absorber toute la lumière qu'il reçoit sans la réfléchir ni la transmettre. En conséquence (par principe de réciprocité) celui-ci va chauffer et émettre un rayonnement électromagnétique lié à sa température. La loi de Planck permet de connaitre le spectre d'émission de ce corps noir connaissant sa température. Ainsi la brillance spectrale (ou énergie rayonnée par unité de surface apparente et par unité d'angle solide) d'un corps noir à la fréquence f pour une bande de 1 Hz est donnée par l'équation suivante [9] :

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

où :

- $h = 6,62.10^{-34}$ [J/s] : est la constante de la Planck,
- $c = 3.10^8$ [m/s] : la vitesse de la lumière,
- $k = 1,38.10^{-23}$ [J/K] : est la constante de Boltzmann,

– T : la température absolue du corps noir (en [K]).
– $B(f)$: La brillance spectrale est en [W/m².Hz].
– f : la fréquence du signal électromagnétique que rayonne le corps noir.

Ainsi connaissant la température de l'objet, la loi de Wien permet de connaître la longueur d'onde d'émission maximale :

$$\lambda_{max} = \frac{2,898 \times 10^{-3}}{T} \tag{1.2}$$

Par conséquent, la couleur que prend l'objet nous donne une idée sur sa température. En microonde, pour les températures usuelles (supérieures à 100 K) l'équation de Planck aboutit à la relation de Rayleigh-Jeans [10] donnée par l'équation 1.3. Dans ce cas, la brillance spectrale est directement proportionnelle à la température et au carré de la fréquence :

$$B(f) = \frac{2kTf^2}{c^2} = \frac{2kT}{\lambda^2} \tag{1.3}$$

La figure 1.4 montre la brillance spectrale d'un corps noir supposé en équilibre thermodynamique avec l'extérieur, portée à la température au voisinage de 300 K (température du corps humain). On peut remarquer que le maximum d'émission se trouve dans l'infrarouge. C'est pourquoi la caméra thermique (appelée caméra infrarouge) permet d'enregistrer le rayonnement infrarouge émis par les corps portés à des températures autour de 300 K. Ce rayonnement varie en fonction de la température. La caméra permet ainsi de reproduire l'intensité de rayonnement qui permet d'apprécier la température du corps. Il faut noter que la couleur affichée par la caméra n'est qu'une représentation associant une couleur à l'intensité reçue (dans l'optique de faciliter la lecture directe de la couleur). On peut également remarquer sur la figure 1.4.b que les niveaux de brillance spectrale dans la bande des microondes (particulièrement en millimétrique) ne sont pas négligeables, rendant possible la détection du rayonnement du corps noir par des radiomètres.

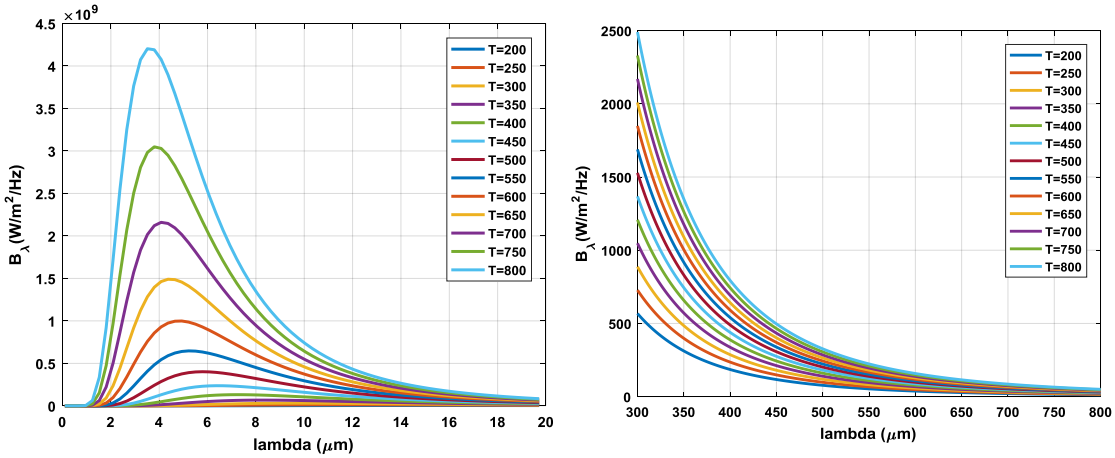


FIGURE 1.4 – Courbe de brillance spectrale en fonction de la longueur d'onde (a) infrarouge, (b) microonde.

Ainsi, tout corps porté à une température supérieure à zéro Kelvin émet un rayonnement spontané d'origine thermique dans tout le spectre électromagnétique [11]. Ce rayonnement s'ex-

plique par l'agitation aléatoire des dipôles électriques microscopiques des molécules qui composent ce corps. En effet, le mouvement aléatoire des molécules engendre une excitation des électrons qui émettent un rayonnement lors de leur désexcitation [12]. En considérant les relations de Wien et de Rayleigh-Jeans, la puissance du bruit thermique est linéairement proportionnelle à sa température T et plus un corps est chaud plus sa fréquence d'émission est grande.

1.3 Puissance captée par une antenne pointée vers un corps noir

La loi de Rayleight-Jeans montre que la puissance du bruit thermique émis par un corps noir est liée à sa température T par l'équation 1.3. Soit une antenne placée en face d'un corps noir comme illustré sur la figure 1.5, cette antenne est caractérisée par son gain (rapport entre la puissance rayonnée par l'antenne dans une direction de l'espace et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope soumise à une même puissance d'alimentation), par son diagramme de rayonnement et par sa bande passante.

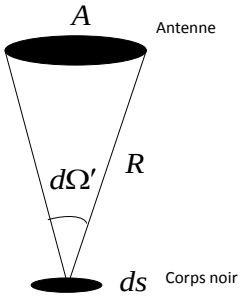


FIGURE 1.5 – Angle solide sous lequel est vu l'antenne par le corps noir.

Cette antenne pointe vers un corps noir ayant une température thermodynamique T. La densité de puissance émise par une surface élémentaire ds dans un angle solide $d\Omega'$, pour une bande de 1 Hz peut s'écrire :

$$p(f) = B(f)dsd\Omega' = \frac{2kT}{\lambda^2}dsd\Omega' \tag{1.4}$$

La densité de puissance reçue par l'antenne est une moyenne pondérée par le diagramme de rayonnement sous différents angles d'incidence. Si le diagramme de rayonnement normalisé (par rapport à la puissance rayonnée) de l'antenne est noté $F(\theta, \phi)$, la densité de puissance p_r reçue par unité de fréquence est donc :

$$p_r(f) = B(f)\frac{1}{2}F(\theta, \phi)dsd\Omega' df \tag{1.5}$$

Si l'antenne a une surface effective notée A_r alors l'angle solide $d\Omega'$ peut s'écrire :

$$d\Omega' = \frac{A_r}{R^2} \tag{1.6}$$

Ainsi cette densité devient :

$$p_r(f) = B(f)\frac{1}{2}F(\theta,\phi)\frac{A_r}{R^2}dsdf \tag{1.7}$$

De même, en se plaçant du côté de l'antenne (voir figure 1.6), l'angle solide sous lequel est vu l'élément de surface est donné par :

$$d\Omega = \frac{ds}{R^2} \tag{1.8}$$

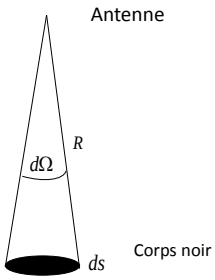


FIGURE 1.6 – Angle solide sous lequel est vu le corps noir depuis l'antenne.

La densité de puissance reçue devient :

$$p_r(f) = B(f).\frac{1}{2}F(\theta,\phi)A_r d\Omega df \tag{1.9}$$

Ainsi la puissance totale (pour toutes les directions et sur toute la bande) s'écrit :

$$P_t(f) = \frac{1}{2}A_r\int_f^{f+\Delta f}\int_\Omega B(f)F(\theta,\phi)d\Omega df = A_r kT\int_f^{f+\Delta f}\int_\Omega \frac{1}{\lambda^2}F(\theta,\phi)d\Omega df \tag{1.10}$$

Á partir de cette relation, il est facilement remarquable que si $\Delta f << f$ alors l'équation de la puissance totale devient :

$$P_t(f) = kT\Delta f\frac{A_r}{\lambda^2}\int_\Omega F(\theta,\phi)d\Omega \tag{1.11}$$

La puissance captée par l'antenne dépend linéairement de la température du corps noir. Cette caractéristique apparaît également dans la loi de Nyquist : la puissance du bruit thermique produit par une résistance sur une bande passante Δf est donnée par [13] :

$$P_b(f) = kT\Delta f \tag{1.12}$$

Par analogie, la puissance captée par l'antenne, dans une bande passante Δf est donnée par la formule de Nyquist :

$$P_t = kT_{eq}\Delta f \tag{1.13}$$

où la température équivalente est donnée par l'équation suivante :

$$T_{eq} = \frac{A_r T}{\lambda^2} \int_{\Omega} F(\theta, \phi) d\Omega = \eta T \tag{1.14}$$

η est le facteur d'antenne. Cette relation montre que la température mesurée par l'antenne est une moyenne pondérée de la température du corps noir. Ainsi le diagramme de rayonnement de l'antenne joue un rôle majeur dans l'illumination de la zone observée ; si l'angle d'ouverture est inférieur à l'angle sous lequel est vu le corps noir et si le niveau des lobes secondaires est relativement faible, alors la température T_{eq} correspond à la température captée par le lobe principal et la puissance est donnée par la formule de Nyquist (équation 1.13). Cependant si le corps est vu sous un angle θ inférieur à l'angle d'ouverture θ_0, la relation devient [14] :

$$P_a = kT_{eq} \left(\frac{\theta}{\theta_0} \right)^2 .\Delta f \tag{1.15}$$

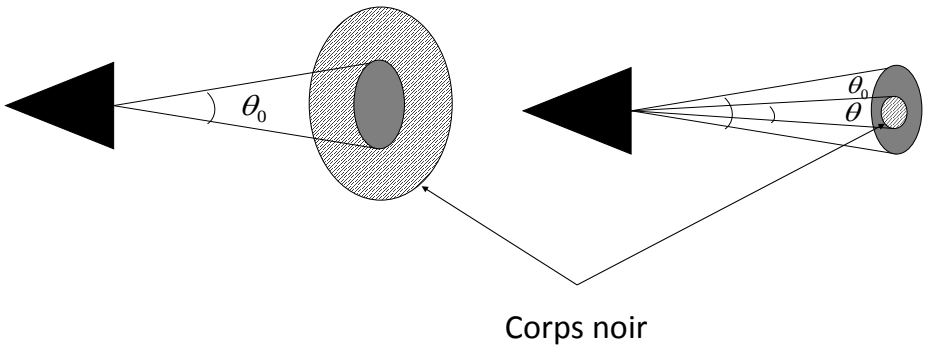


FIGURE 1.7 – Angle d'ouverture de l'antenne [14].

Dans ces conditions, la température mesurée dépend à la fois de celle de l'objet et de l'environnement autour de l'objet. Dès lors, une bonne estimation de la température de l'objet nécessite une antenne à faible niveau de lobes secondaires, afin de minimiser la capture des rayonnements provenant d'autres directions et un angle d'ouverture confiné dans la zone d'observation de l'objet.

1.4 Caractéristiques du rayonnement des matériaux

Un corps noir se définit comme étant un objet absorbant totalement la lumière et émettant un rayonnement électromagnétique d'origine thermique. En réalité, les objets n'absorbent pas totalement la lumière qu'ils reçoivent, bien entendu une partie est réfléchie et une partie est transmise. De ce fait, il est nécessaire de définir un facteur dit d'émissivité qui va compenser cette différence et permet de faire le lien entre l'objet réel (corps gris) et l'objet parfait (corps noir). Ainsi la capacité d'un objet à émettre, réfléchir et transmettre une onde électromagnétique

est caractérisée par [15] :

- son émissivité ϵ : capacité à émettre une onde électromagnétique d'origine thermique.
- sa réflectivité σ : capacité à réfléchir l'onde électromagnétique.
- sa transmittance γ : capacité à se laisser pénétrer par l'onde électromagnétique.

Ces trois composantes dépendent essentiellement des caractéristiques organiques et géométriques des matériaux telles que la permittivité, la perméabilité complexes, l'angle d'incidence, l'angle formé entre le champ électrique et le plan d'incidence, ainsi que la polarisation de l'onde. Ces caractéristiques optiques sont liées par la loi de conservation d'énergie : $\epsilon + \sigma + \gamma = 1$.

Ainsi dans un système d'imagerie, l'image reconstruite dépend essentiellement de ces trois propriétés optiques généralement données en fonction de la fréquence. Le tableau 1.1 donne quelques exemples de ces caractéristiques pour différents matériaux. Plus de détails peuvent être obtenus dans les références [16, 17].

	Emissivité			**Reflectivité**			**Transmittance**		
Fréquence(GHz)	100	500	1000	100	500	1000	100	500	1000
Peau	0.65	0.91	0.93	0.35	0.09	0.07	0	0	0
Denim	0.09	0.49	0.85	0.01	0.01	0.05	0.9	0.5	0.1
Tee-shirt	0.04	0.2	0.3	0	0	0.05	0.9	0.5	0.1
Métal	0	0	0	1	1	1	0	0	0
Céramique(Zircone)	0	0	0	0.9	0.9	0.9			
Explosifs	0.76	0.95	0.94	0.24	0.05	0.06	0	0	0
Béton	0.86	0.91	0.95	0.14	0.09	0.05	0	0	0

Tableau 1.1 – Propriétés radiatives des matériaux en fonctions de la fréquence [16, 17].

À partir de ce tableau, on peut remarquer qu'un objet métallique est entièrement réfléchissant et ce, indépendamment de la fréquence. L'émissivité du corps humain quant à lui augmente avec la fréquence tandis que la transmittance du Tee-shirt décroit avec la fréquence. Il est donc possible de différencier une arme métallique (enfouie sous un vêtement) du corps humain qui apparaît chaud à cause de son fort taux d'émissivité. Les systèmes d'imagerie qui seront présentés plus loin exigent d'avoir un contraste apparent d'émissivité ou de réflectivité entre le corps humain et les éléments environnants. Il en découle que l'intensité du rayonnement d'un objet observé n'est pas uniquement liée à son auto-émission, mais également à la réflexion des ondes générées par les sources d'illumination externes ainsi qu'à la transmission des ondes émises par la scène située en arrière-plan comme le montre la figure 1.8.

En supposant que le facteur d'antenne $\eta = 1$ et que le récepteur est parfait, la température totale mesurée par le capteur est définie par :

$$T_{rec} = T_{obj} + T_{ill} + T_{fond} + T_{atmos} \tag{1.16}$$

où T_{obj} est la température effective (ou apparente) de l'objet et calculée de la manière suivante (avec T_a la température physique de l'objet) :

$$T_{obj} = \epsilon T_a + \sigma T_{ill} + \gamma T_{fond} \tag{1.17}$$

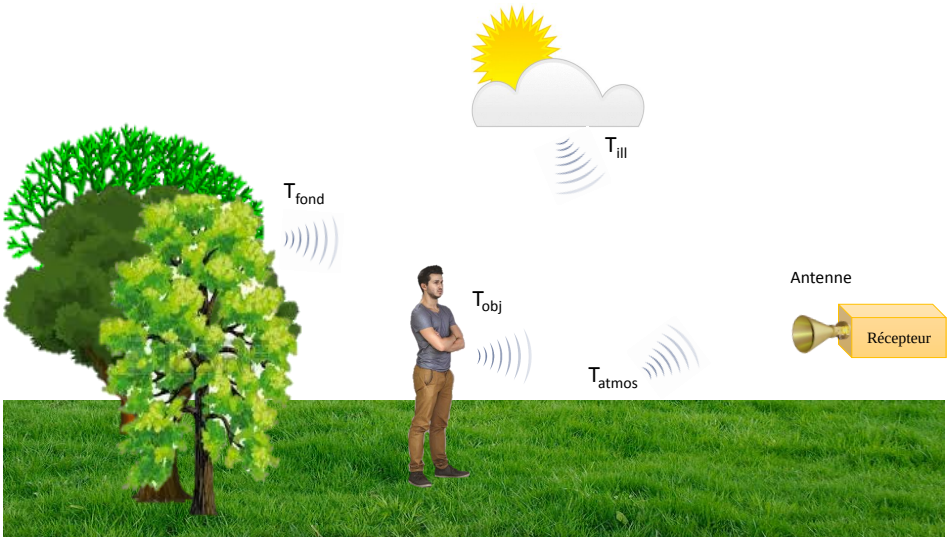


FIGURE 1.8 – Illustration de la température effective mesurée par l'antenne.

T_{ill} est la température d'illumination qui peut être issue d'une source naturelle telle que le soleil, on parle alors de température du ciel (dans le cas d'un système passif), ou une source artificielle telle qu'une antenne émettrice (dans le cas d'un système actif). Cette source d'illumination est très importante et peut servir à augmenter le contraste de température sur l'image reconstruite si l'objet présente une forte réflectivité σ. En considérant la scène de la figure 1.8, la température d'illumination dépend des conditions météorologiques.

T_{atmos} est la température de l'atmosphère qui se comporte également comme un corps noir. En effet, les ondes électromagnétiques subissent l'absorption des molécules (eau, oxygène, dioxyde de carbone, etc) à des fréquences de résonance différentes. La figure 1.9 montre la courbe d'absorption dans différentes conditions météorologiques sur le spectre électromagnétique (avec une densité de vapeur d'eau de 7,5 g/m^3 à 20°C) [18]. Cette courbe présente des pics d'absorption aux fréquences 22 GHz, 60 GHz, 118 GHz, 184 GHz, 324 GHz, l'atténuation étant plus importante dans la bande submillimétrique [19]. Ces fortes atténuations vont inévitablement causer une émission spontanée due à la réciprocité absorption/émission.

Ainsi en considérant une source portée à une température de 290 K à 1 Km, l'atténuation atmosphérique étant de 13 dB à 60 GHz, cette température est atténuée à 14,5 K. A contrario, la température de l'atmosphère est de 285,5 K. Dans ces conditions, la température de l'atmosphère éblouit celle l'objet observé [21]. En outre, d'autres fenêtres présentent de faibles atténuations telles 35, 94, 140, 220 et 360 GHz. Dans ces bandes, l'atténuation de la température de l'objet est relativement faible, et le rayonnement de l'atmosphère devient moins important [19]. De plus, malgré le rayonnement important d'un corps noir dans le domaine de l'infrarouge et du visible, les signaux émis par un objet présentent une intensité plus importante dans la bande millimétrique en cas de faible visibilité [20]. Comme le montre la courbe, contrairement à la bande de l'infrarouge et du visible, le rayonnement en bande millimétrique est moins atténué en condition de mauvaise visibilité (brouillard, fumée, neige, tempête de sable, etc). Les systèmes d'imagerie microonde exploitent cette capacité de l'onde à être détectable même en condition de faible visibilité. De plus, ces systèmes sont peu affectés par le soleil, par conséquent, ils

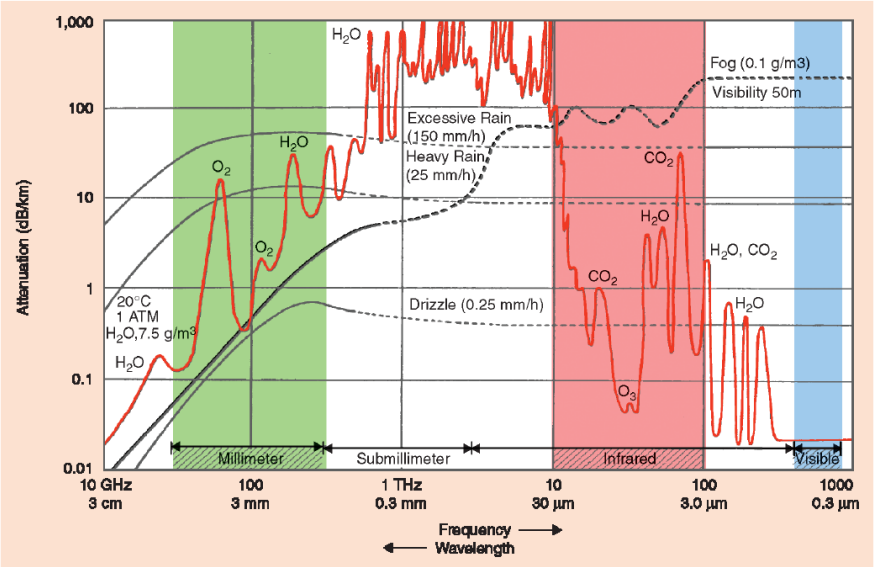


FIGURE 1.9 – Atténuation atmosphérique dans différentes conditions météorologiques [19, 20].

fonctionnent de manière équivalente dans des conditions claires ou de faible visibilité, de jour ou de nuit. Toutes ces capacités font de l'imagerie microonde (en particulier en bande millimétrique) un meilleur candidat pour l'imagerie dans la plupart des applications à faible visibilité et ce, pour de courtes portées.

1.5 Différents systèmes d'imagerie microonde

Les systèmes d'imagerie microonde peuvent être classifiés en deux architectures principales, notamment les systèmes passifs et les systèmes actifs. La figure 1.10 montre un exemple illustrant le principe de fonctionnement d'un système passif.

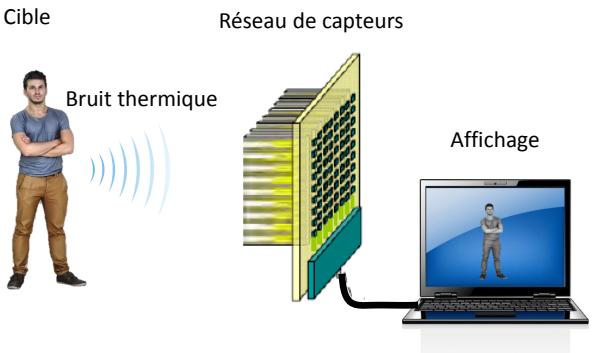


FIGURE 1.10 – Principe d'un système d'imagerie passif.

En effet, un système d'imagerie passif ou radiomètre est basé sur la mesure du rayonnement du bruit d'origine thermique émis par un objet ou une personne. L'amplitude du signal reçu dépend de la température de l'objet et de son taux d'émissivité comme il a été évoqué dans les paragraphes précédents. Le radiomètre ne fonctionne qu'en réception et le niveau des signaux très faible requiert l'utilisation de capteurs ultra-sensibles. Le contraste dans ce cas est conditionné

par la source d'illumination naturelle ou la température ambiante, par exemple les applications "Outdoor" présentent un meilleur contraste. La figure 1.11 montre une comparaison de contraste de température entre le corps humain et l'objet métallique porté par la personne dans un contexte Outdoor et Indoor. Dans ce cas de figure, la température physique du corps humain est portée à 310 K avec une émissivité de 0,9 (à 500 GHz) et une réflectivité de 0,1, tandis que celles de l'objet métallique sont respectivement 0 (en émissivité) et 1 (en réflectivité). Dans le scénario Outdoor, l'objet métallique apparaît froid comparé au corps humain, ce qui permet de faciliter la détection de l'objet. Cependant dans la configuration Indoor, la température radiométrique de l'objet métallique est de 295 K, il en résulte un contraste entre la température du corps humain et l'objet de 13,5 K, ce qui paraît relativement faible comparé au cas Outdoor.

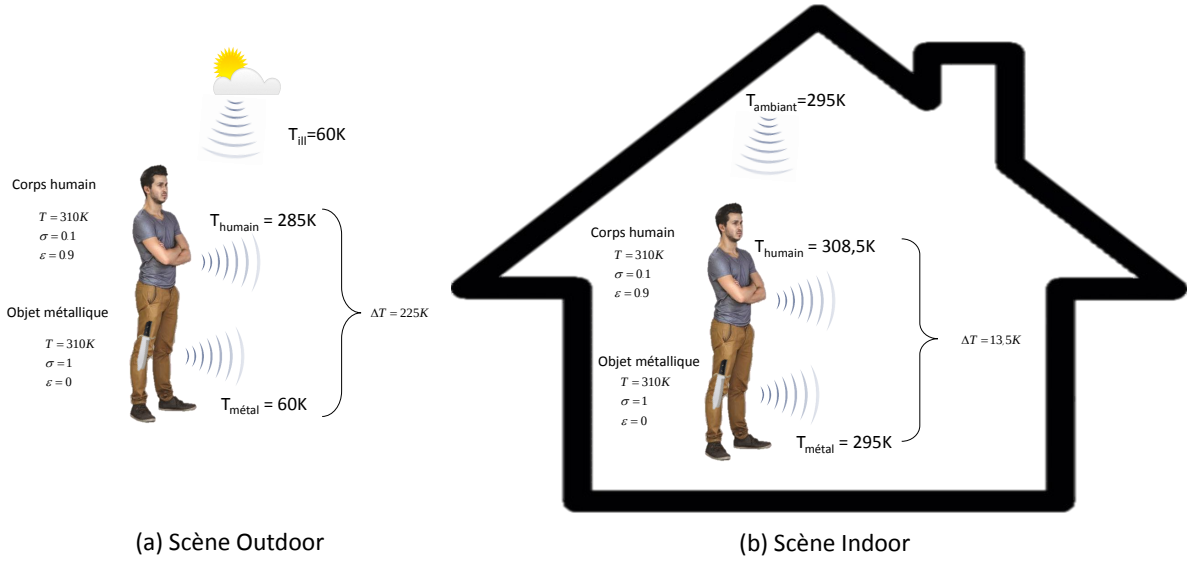


FIGURE 1.11 – Illustration du contraste radiométrique dans un contexte Indoor/Outdoor à 500 GHz.

Afin de garantir un contraste détectable aussi bien pour des applications Indoor et Outdoor, certains systèmes sont constitués de sources (généralement une/des antenne(s)) permettant d'éclairer la scène comme le montre la figure 1.12. Dans ce cas, la source d'illumination émet un signal dont l'amplitude est plus importante que le signal d'origine thermique émis par la scène ; la cible peut donc être considérée comme ayant une température très importante, et sa réflectivité σ représente le paramètre prépondérant. Les signaux réfléchis sont enregistrés par le réseau de capteurs, traités en "post-processing" afin de reconstruire l'image. Le principe de base est le même que celui de l'écholocalisation chez les chauves-souris, découvert par le prêtre catholique, biologiste et physiologiste italien Lazzaro Spallanzani (1729-1799) [22]. La compréhension de ce phénomène associée à la capacité de l'onde électromagnétique à se propager en espace libre a permis le développement des premiers radars anglais utilisés pour détecter les bombardiers allemands pendant la seconde guerre mondiale. Ce dispositif militaire a été plus tard très utilisé pour des applications civiles et constitue aujourd'hui le front-end des systèmes d'imagerie microonde actifs. Comparé à un système passif, ce dispositif est plus robuste en termes de rapport signal à bruit, et est adapté aussi bien pour des applications Indoor que Outdoor. Il permet également d'avoir des informations en profondeur, notamment la distance à

laquelle se trouve la cible.

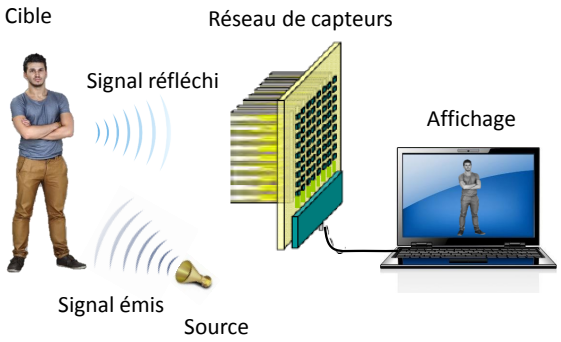


FIGURE 1.12 – Principe d'un système d'imagerie actif.

Ces deux systèmes (actif et passif) bénéficient d'une synergie entre deux disciplines principales. La première étant liée à la conception des systèmes électroniques d'acquisition (émetteurs et/ou récepteurs). La seconde repose sur le développement d'algorithmes de traitement des données collectées pour reconstruire l'image virtuelle de la scène observée. Ces deux disciplines font l'objet d'un vaste champ de recherche dans le seul but de proposer des solutions d'imagerie robustes et fiables tout en respectant les normes définies par la loi et les règlementations. Le paragraphe suivant présente quelques-unes qui régissent l'utilisation des systèmes d'imagerie microonde.

1.6 Réglementations des systèmes d'imagerie microonde dédiés à la sécurité

Contrairement à un système d'imagerie à rayon-X, les microondes sont non-ionisantes et ne présentent aucun risque avéré pour la santé des personnes selon le rapport d'expertise collective de l'AFSSET [3] sur les scanners corporels à ondes millimétriques [23]. D'un point de vue de la règlementation sur l'exposition des personnes aux champs électromagnétiques, les valeurs mesurées pour les scanners corporels à ondes millimétriques sont très inférieures aux prescriptions du décret n°2002-775 [24] (pour les fréquences millimétriques, la densité de puissance surfacique moyennée sur une durée de 2 minutes ne doit pas excéder 10 W/m^2). Toutefois les effets sanitaires dans cette gamme de fréquence sont encore peu documentés et l'organisme recommande l'élaboration d'un protocole de mesure standardisé qui permettrait d'évaluer de manière représentative et précise l'exposition des personnes dans le cas d'un système actif.

En outre, comparée à l'infrarouge, les fréquences microondes ont la capacité de pénétrer différents matériaux diélectriques tels que les vêtements, les matériaux de construction, etc, avec une faible atténuation [20]. Les systèmes d'imagerie à faible puissance (10 mW/cm^2 selon le standard IEEE [25]) s'avèrent être une solution très prometteuse pour le développement de systèmes répondants aux besoins de la sécurité intérieure tels que la détection d'armes et d'explosifs [25, 26],

3. Agence française de sécurité sanitaire de l'environnement et du travail.

la classification de liquides dangereux, la lutte contre le terrorisme [20], etc. Le rapport d'information N°4068 de l'Assemblé Nationale [4] recommande d'ailleurs l'utilisation de ces instruments pour la sûreté aérienne et aéroportuaire.

Outre ces avantages, les systèmes d'imagerie microonde ne sont pas obstrués par les conditions de mauvaise visibilité (brouillard, fumée, incendie, etc) et fonctionnent aussi bien de jour comme de nuit [20]. Cet avantage peut être exploité pour le développement de systèmes de sauvetage en cas d'incendie ou d'avalanche de neige.

1.7 Considérations techniques d'un système d'imagerie

La réalisation d'un système d'imagerie nécessite une mise en commun du matériel électronique et des algorithmes d'imagerie. Le matériel repose essentiellement sur l'association de deux systèmes notamment l'électronique analogique et l'électronique numérique. Le premier permet de capter les signaux électromagnétiques, puis les transpose en bande de base. L'avancée des technologies telles que les amplificateurs à très faible bruit, les capteurs ultra-sensibles, des mélangeurs depuis les années 1950, a permis d'améliorer la sensibilité et robustesse de ces composants [27].

Le second quant à lui permet une rapidité de traitement des données collectées. Certaines technologies modernes de semi-conducteurs offrent de très bonnes performances en termes de rapidité et permettent même une parallélisation du traitement sur GPU (*Graphics Processing Unit*). Il est donc envisageable d'utiliser ces technologies avec un front-end analogique à des fins d'imagerie tout en gardant un coût raisonnable. Il en découle que la conception d'un système d'imagerie de haute qualité et relativement bas-coût requiert inévitablement des solutions en algorithmique et en conception électronique. Des bases théoriques d'imagerie sont donc nécessaires pour relever le défi. La liste suivante dresse quelques paramètres à prendre en compte lors de la conception d'un système d'imagerie actif et/ou passif.

1.7.1 La résolution spatiale ou angulaire

La résolution spatiale ou angulaire d'un système se définie comme étant le pouvoir séparateur des plus petits détails que le système peut distinguer. Elle est liée à la taille de l'ouverture rayonnante D et se mesure à mi-hauteur du lobe principal du faisceau formé par cette ouverture. Elle est définie analytiquement par l'équation 1.18 (en condition de champ lointain) [14] :

$$\delta\theta \approx \frac{\lambda}{D} \tag{1.18}$$

L'image reconstruite est par conséquent une moyenne pondérée dans cette ouverture de la distribution de la réflectivité (dans le cas d'un système actif) ou de l'émissivité (dans le cas d'un système passif). À partir de l'équation 1.18, il paraît évident que l'augmentation de la taille de l'ouverture permet d'améliorer la résolution de l'image, cependant les contraintes de réalisation mécanique et d'encombrement peuvent rapidement limiter cette solution. Il faut noter également

4. http ://www.assemblee-nationale.fr/13/rap-info/i4068.asp

qu'utiliser la bande millimétrique permet d'améliorer la résolution avec une faible ouverture rayonnante.

1.7.2 Le réseau d'antennes

Afin de pallier la contrainte de réalisation mécanique d'une antenne compacte de grande ouverture, certains systèmes sont constitués de plusieurs antennes (de faible ouverture) mises en réseau. La géométrie du réseau est donc très importante dans la mesure où elle détermine la résolution et le champ de vision. En général, il est préférable de choisir un réseau qui permet d'éclairer de manière uniforme la scène (en particulier pour des applications champ proche). Ces aspects seront étudiés plus en détails dans les prochains chapitres.

1.7.3 La résolution en distance (pour les systèmes actifs)

Ce paramètre présente un enjeu majeur pour les applications en champ lointain telles l'auto-guidage, la poursuite et la détection des missiles, la surveillance aérienne, etc. La résolution en distance détermine la capacité du système à distinguer deux ou plusieurs cibles situées dans la même directions (en azimut) mais portés à des distances différentes. La qualité de la résolution dépend de la bande passante Δf du signal émis. En considérant un système idéal, la résolution en distance est donnée par :

$$\delta R = \frac{c}{2\Delta f} \tag{1.19}$$

Elle est également importante pour des applications champ proche qui nécessitent l'étude d'objets ou de milieux multicouches. Dans le cas de l'imagerie pour la sécurité, une grande bande passante est nécessaire si l'on souhaite avoir une image 3D de la cible à imager.

1.7.4 La dynamique de l'image

La dynamique de l'image est un paramètre crucial dans la reconstruction, elle représente le ratio entre l'image et le bruit de fond dû à l'environnement et au bruit des composants. Elle est directement impactée par le matériel utilisé (facteur de bruit, sensibilité des CAN, etc). Le réseau d'antennes ainsi que l'algorithme d'imagerie utilisés contribuent également à l'augmentation où à la minimisation du niveau du bruit de fond de l'image reconstruire.

1.7.5 La sensibilité du système

Ce paramètre est un élément clé des systèmes d'imagerie actifs et passifs. D'une manière générale, les signaux mesurés présentent des niveaux de puissance relativement faibles auxquels s'ajoute le bruit interne du récepteur (lié à l'élévation de température). Ainsi, que ce soit pour un système actif ou passif, le récepteur doit être capable de détecter aussi bien des signaux réfléchis ou émis naturellement par des sources chaudes ou froides.

1.7.6 La sensibilité radiométrique (pour les systèmes passifs)

La sensibilité radiométrique définit la moindre fluctuation de température du rayonnement incident mesurable. Ce paramètre est directement lié à la température du système. Par conséquent, l'amélioration de la sensibilité radiométrique nécessite la réduction du facteur de bruit. Cela peut se faire par l'utilisation d'amplificateurs faible bruit, ou par refroidissement des composants. La bande passante et le temps d'intégration du signal permettent également d'améliorer cette sensibilité. Ces aspects seront étudiés plus en détails dans les prochains chapitres.

1.7.7 La vitesse d'acquisition

Les dernières générations de composants électroniques offrent la possibilité de traiter les informations de manière ultra-rapide, ce qui permet d'envisager des systèmes d'imagerie temps réel. L'architecture du système doit également pouvoir s'adapter en permettant une acquisition rapide de préférence simultanée des signaux. De ce fait, le choix des techniques d'acquisition, qui feront l'objet du paragraphe suivant, reste très important lors de la conception.

1.7.8 La synchronisation du système

Qu'ils soient actifs ou passifs, les systèmes d'imagerie microondes mesurent essentiellement les phases (absolues ou relatives) des signaux captés afin de reconstruire l'image de l'objet. De ce fait, le système doit être capable de mesurer de manière rigoureuse la phase afin d'éviter des défauts de mesure. Cependant la synchronisation de plusieurs chaînes RF s'avère être une tâche relativement difficile. Le design de l'architecture matérielle se présente donc comme un point essentiel afin de garantir une stabilité et une synchronisation des voies de réception. L'étalonnage est également une étape essentielle pour minimiser les erreurs systématiques de phase apportées par le système.

1.7.9 L'encombrement

L'encombrement fait partie des critères de conception d'un système d'imagerie. En général le composant le plus imposant est l'antenne. La taille de ces antennes diminue avec la fréquence, ce qui permet d'envisager la conception de système peu encombrant en bande millimétrique. L'encombrement du système final peut être également lié à la technique de balayage utilisé pour l'acquisition des signaux.

1.7.10 La consommation d'énergie et la dissipation thermique

Malgré les avancées technologiques des composants MMIC [5], il est important de tenir compte de la consommation d'énergie et la dissipation thermique. L'échauffement des composants contribue à la dégradation de la sensibilité et du rapport signal à bruit du système. Cela est d'autant plus vrai que l'architecture du système est dense. Il faut donc privilégier des architectures qui nécessitent moins d'énergie et suffisamment aérées pour favoriser la dissipation de chaleur.

5. Monolithic Microwave Integrated Circuit

1.7.11 Coût du système

La réduction du coût d'un système d'imagerie représente un enjeu majeur pour l'ingénierie système. Tous les paramètres précités permettent de mettre en place des stratégies pour les étapes de conception/validation de systèmes fiables, robustes et relativement moindre coût. La réduction du coût système passe essentiellement par la minimisation du nombre de chaînes RF associées aux capteurs. Le paragraphe suivant présente quelques solutions utilisées dans des systèmes d'imagerie (commerciaux et/ou laboratoires).

1.8 Techniques d'acquisition des signaux

D'un point de vue pratique, un système d'imagerie qu'il soit actif ou passif est généralement constitué d'un réseau d'antennes associé à des chaînes d'émission et/ou réception. Le temps d'affichage de l'image dépend aussi bien du temps d'acquisition que du temps de traitement des signaux. Des techniques de balayage mécaniques ou électroniques sont généralement utilisées pour éclairer toute la scène à imager. Ce paragraphe décrit brièvement quelques méthodes de balayage existantes dans la littérature ainsi que les récents concepts permettant de réduire la complexité des systèmes d'imagerie conventionnels.

1.8.1 Systèmes à balayage mécanique

Dans un système à balayage mécanique, la zone à imager est balayée séquentiellement grâce au mouvement d'une antenne suivant les axes X et Z comme le montre la figure 1.13.a. L'avantage principal de cette technique est sa facilité de mise en œuvre. Elle nécessite une seule voie d'émission et ou de réception.

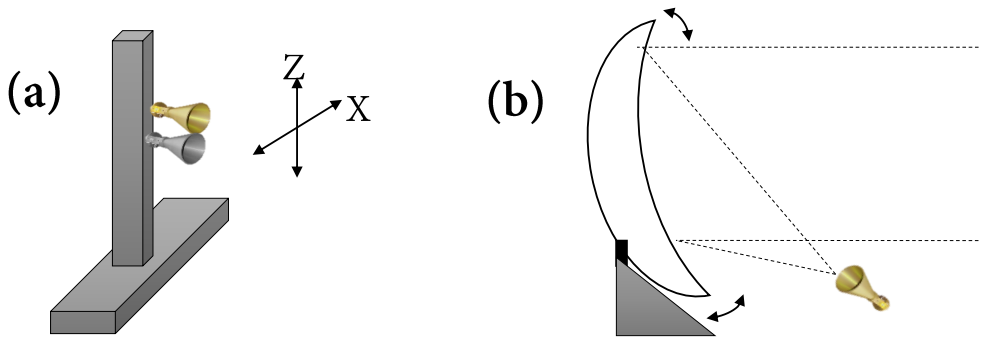


FIGURE 1.13 – Principe de balayage mécanique. (a) Déplacement des antennes suivants les axes X et Z, (b) déplacement mécanique d'un miroir parabolique.

La résolution angulaire de l'image reconstruite (dans le cas du balayage en X et Z) est directement liée à la taille de l'ouverture synthétisée en déplaçant l'antenne. La contrainte de résolution est levée puisque l'on peut se permettre de synthétiser la taille du réseau permettant d'atteindre la résolution souhaitée. Cependant, le mouvement mécanique peut être limité par la

taille et la masse de l'antenne utilisée [28]. Il faut noter que la technique de balayage mécanique nécessite un temps d'acquisition très long pour balayer toute la zone à imager, de ce fait elle ne peut être utilisée pour des applications temps réel.

La figure 1.13.b montre une méthode de balayage mécanique utilisant un miroir parabolique rotatif. La direction de balayage peut être modifiée en tournant légèrement le miroir [29]. Peichl et Dill [30] de *Microwaves and Radar Institute of Germany*, utilisent ce principe sur le radiomètre ABOSCA. L'objectif principal des auteurs était de réaliser un système facilement reconfigurable et capable d'imager une zone d'un hémisphère complet. La rotation du miroir parabolique permet d'obtenir une dimension de l'image et le mouvement en azimut de l'ensemble (parabole+antenne) délivre la deuxième dimension d'image [31]. Le principe du radiomètre est illustré sur la figure 1.14. Le système fonctionne à 90, 37 et 9,6 GHz avec une résolution angulaire en champ lointain de 0,6°, 1,5° et 5,8°. La durée de mesure pour l'hémisphère complet est inférieure à 5 minutes et la sensibilité radiomètrique avoisine 0,1 K. Cette sensibilité traduit la moindre fluctuation en température détectable par le système.

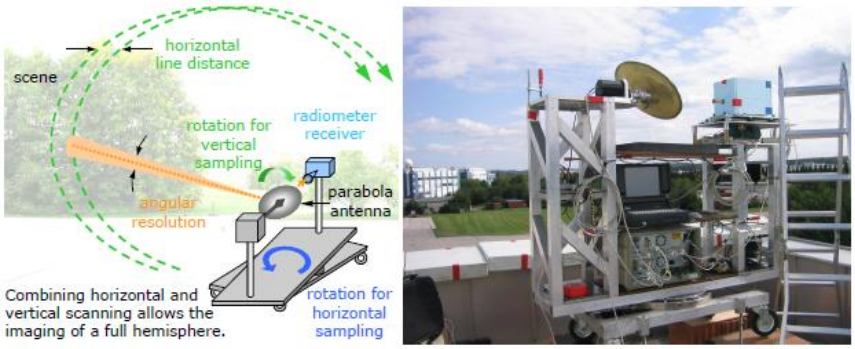


FIGURE 1.14 – Principe de balayage et photographie du radiomètre ABOSCA [30].

D'autres systèmes à balayage mécanique utilisent des lentilles diélectriques. Un exemple de système à balayage mécanique est proposé dans [32] comme le montre la figure 1.15. Le système utilise une lentille de 50cm de diamètre qui focalise les signaux EM sur le récepteur. Ce dernier est constitué d'une antenne de type TSA (Tapered Slot Antenna) à structure corruguée [33, 34] associée à un LNA (MMIC) et un détecteur monté sur le même substrat diélectrique [35]. Le choix de la structure corruguée présente l'avantage d'obtenir un gain élevé (15 dBi) et la suppression des lobes secondaires [33]. Les auteurs ont développé le prototype du système d'imagerie à 35 GHz avec une bande passante allant de 31 GHz à 39 GHz pour l'étude de faisabilité. Dans ce cas, une large bande passante est essentielle puisque la puissance du rayonnement thermique de l'objet à la sortie du récepteur est proportionnel à la bande passante [36]. Deux LNA de type FMM5704X (Eudyna Devices, Inc.) sont montés en série pour obtenir un gain de 40 dB et un facteur de bruit de 4 dB à 35 GHz [37]. Un balayage mécanique est effectué en déplaçant le récepteur (monté sur un rail à déplacement 2D) dans l'axe de la lentille avec un pas de 5mm. Le nombre de points scannés est de 1600 au total dont 40 en azimut et 40 en élévation.

Afin de réduire le temps nécessaire pour parcourir tous les pixels de l'image, un réseau d'antennes peut être placé dans le plan focal de la lentille. Dans ce cas, chaque élément du réseau

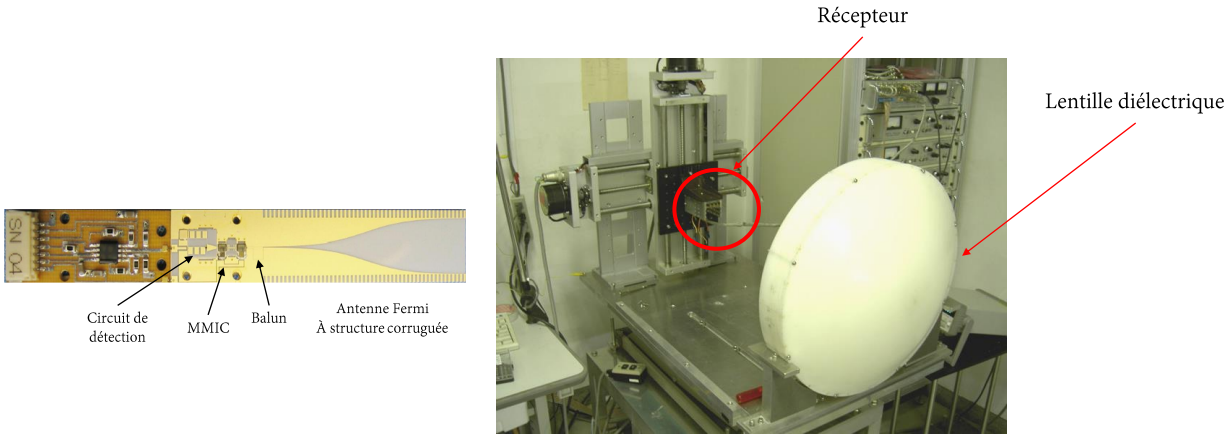


FIGURE 1.15 – Système à balayage mécanique à base de lentille diélectrique [32].

voit un pixel de l'image. Cette architecture est connue sous le nom de réseau à plan focal (*Focal Plane Array*, FPA) [38] et permet de réduire le temps de balayage des systèmes à lentille puisqu'elle permet de générer plusieurs faisceaux simultanément. La figure 1.16 présente un exemple d'architecture FPA.

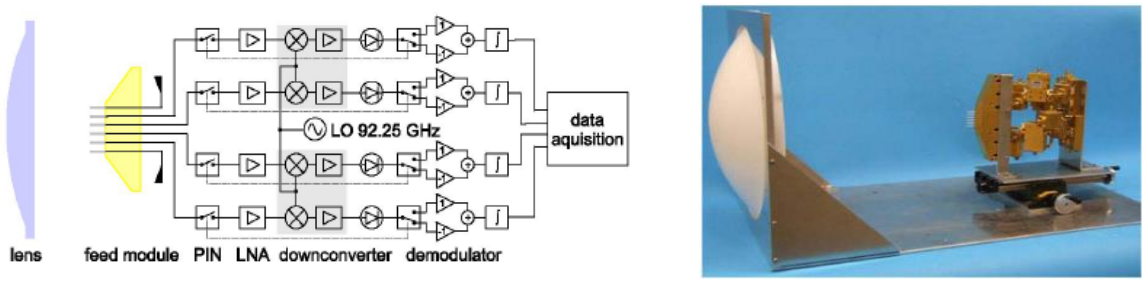


FIGURE 1.16 – Démonstrateur de faisabilité d'un système d'imagerie par réseau à plan focal [38].

1.8.2 Systèmes à balayage électronique

Contrairement au balayage mécanique, la technique électronique nécessite plusieurs antennes en réseau phasé. La zone à observer est éclairée en balayant de manière électronique le faisceau formé par le réseau. Cela est rendu possible grâce à l'application d'une loi de phase particulière permettant d'orienter le faisceau dans la direction souhaitée. Cette pondération est faite soit de manière analogique à l'aide de circuits actifs ou passifs [12, 40], on parle alors de formation de faisceau analogique (ou *Analog Beamforming*, ABF) ; ou de manière numérique en "post-processing", on parle dans ce cas de formation de faisceau numérique (ou *Digital Beamforming*, DBF) [41, 42].

1.8.2.1 Formation de faisceau analogique

La figure 1.17 présente une architecture de formation de faisceau analogique. Elle est constituée d'un réseau d'antennes connectées à des déphaseurs au travers d'un circuit de distribution.

Ces déphaseurs permettent d'appliquer une pondération complexe indépendante à chacune des antennes permettant ainsi d'orienter le faisceau dans la direction souhaitée.

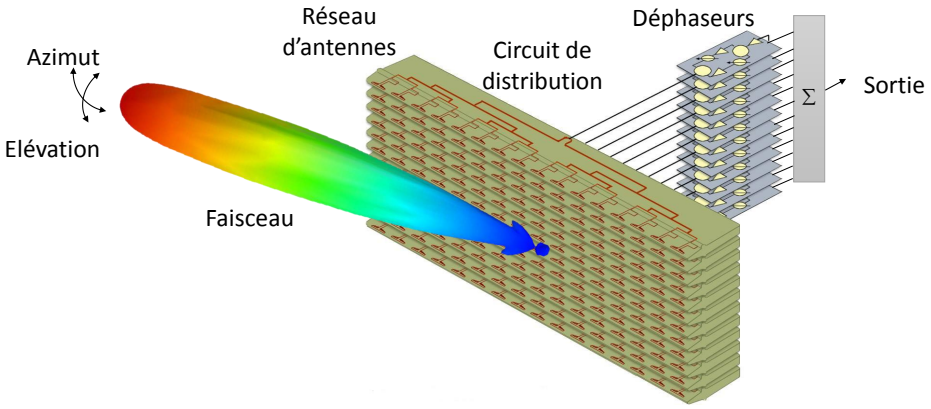


FIGURE 1.17 – Exemple d'architecture d'un système à balayage électronique analogique (en azimut et élévation).

D'un point de vue pratique, l'orientation du faisceau peut se faire à l'aide d'un réseau de circuit actif à commande de phase [43, 44], la figure 1.17 en est un exemple [6]. L'avantage de cette approche réside en la possibilité de contrôler les poids complexes (amplitudes et phases) appliqués à chaque antenne à condition d'avoir des amplificateurs pilotables et des déphaseurs. Ce type de formation de faisceau est exploité sur le système de surveillance "Cobra Dane" utilisé par l'armée américaine en 1976 dans le cadre de la Guerre froide [45]. Certains Radars sont également basés sur cette approche, notamment le RBE2-AESA (Active Electronically Scanned Array) développé par le Groupe français Thalès [7]. Ce Radar est généralement monté sur des avions de chasse tels que le F-16, le F-22 Raptor et le bombardier furtif B-22 [46]. Cette technique est limitée par les déphaseurs qui ne permettent plus un contrôle continu de la phase lorsque la bande passante croît. Les composants tels que les lignes à retards programmables permettent de surmonter cette contrainte [47, 48].

Certaines techniques à balayage électronique sont basées sur l'utilisation de circuits entièrement passifs offrant l'avantage d'être moins coûteux. Ces circuits permettent de créer une loi de phase en fonction de l'entrée du composant sélectionnée. Cela implique donc l'utilisation d'une matrice de commutation connectée à l'entrée du répartiteur. Ainsi, en sélectionnant différentes entrées, le faisceau est orienté dans différentes directions de l'espace permettant de balayer la zone à imager. La lentille de Rotman [49, 50] et la matrice de Butler [51, 52] sont des exemples de circuits de répartition (voir figure 1.18) capables de réaliser de telles fonctions et ceux en utilisant une technologie micro-ruban et donc bas-coût.

Le circuit de Rotman exploite la différence de trajets optiques dans une cavité électromagnétique en fonction du port d'entrée [49]. La différence de trajet entre les voies de sortie du circuit permet d'alimenter les antennes avec différents retards facilitant l'orientation du faisceau en fonction du port d'entrée sélectionné. Le circuit de Butler quant à lui, associe plusieurs

6. http ://www.radartutorial.eu/
7. https ://www.thalesgroup.com/

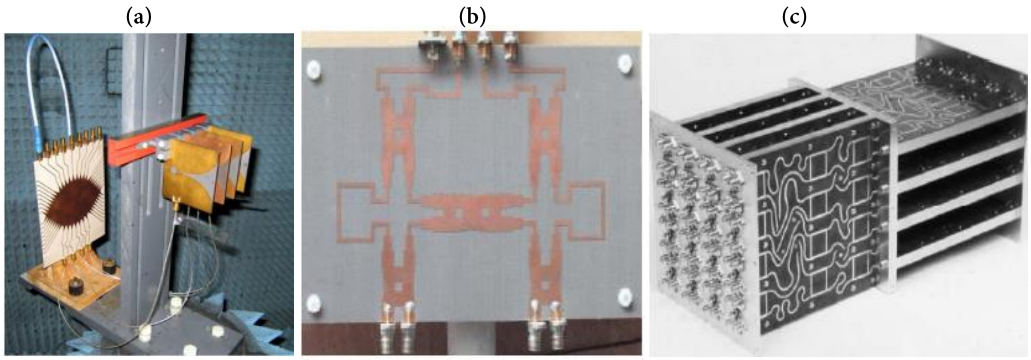


FIGURE 1.18 – Exemples de répartiteurs ABF.(a) Lentille de Rotman connectée à 4 antennes Vivaldi [50]. (b) Matrice de Butler réalisée en technologie micro ruban [52]. (c) Association de plusieurs matrices de Butler permettant le balayage en azimut et en élévation [53].

coupleurs hybrides respectant une loi de phase particulière [52]. Cela permet d'alimenter les antennes connectées à la sortie avec une rampe de phase qui dépend du port d'entrée. La figure 1.18 montre un exemple de lentille de Rotman et matrice de Butler réalisées en technologie micro-ruban et utilisées dans les références [50, 52] pour la formation de faisceau. Malgré leurs avantages en termes de coût et de réalisation, ces circuits sont limités à un nombre fini de directions observables en fonction du design [52] et sont également caractérisés par des pertes importantes. Il est cependant possible d'associer plusieurs circuits permettant une flexibilité de discrétisation des poids complexes rendant possible le scan à la fois en azimut et en élévation avec un nombre de balayages beaucoup plus important [53].

La formation de faisceau peut également être réalisée à l'aide d'une antenne de type leaky-wave comme le montre la figure 1.19 [54]. Cette structure est réalisée soit à l'aide d'une longue fente, soit avec une série de fentes [55]. Le rayonnement de l'onde électromagnétique dans ces fentes est dépointé dans une direction particulière en fonction de la fréquence de travail et de l'espacement entre les fentes [12] : on parle alors de balayage fréquentiel [34]. Ainsi une variation de la fréquence permet le balayage 1D de la scène [56].

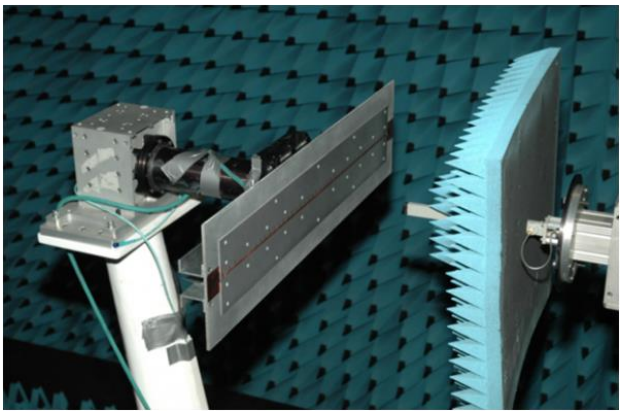


FIGURE 1.19 – Exemple d'antenne leaky-wave planaire [57].

Un autre type de balayage électronique est celui à base de réseaux de réflecteurs (*Reflect array*). Ce réflecteur est constitué de plusieurs éléments en réseau illuminés par une source. Ces éléments permettent grâce à des déphaseurs reconfigurables d'orienter le faisceau dans la direction souhaitée. Contrairement à un système à antenne parabolique où la direction du faisceau est dictée par la forme du réflecteur, le réseau de réflecteurs est entièrement planaire et permet d'envisager une utilisation de la technologie micro-ruban. Il ne nécessite pas de réseau de distribution comme dans un réseau phasé, ce qui permet de réduire considérablement les pertes et donc d'améliorer l'efficacité du système. La figure 1.20 présente un exemple de réseau de réflecteurs utilisé dans la référence [58].

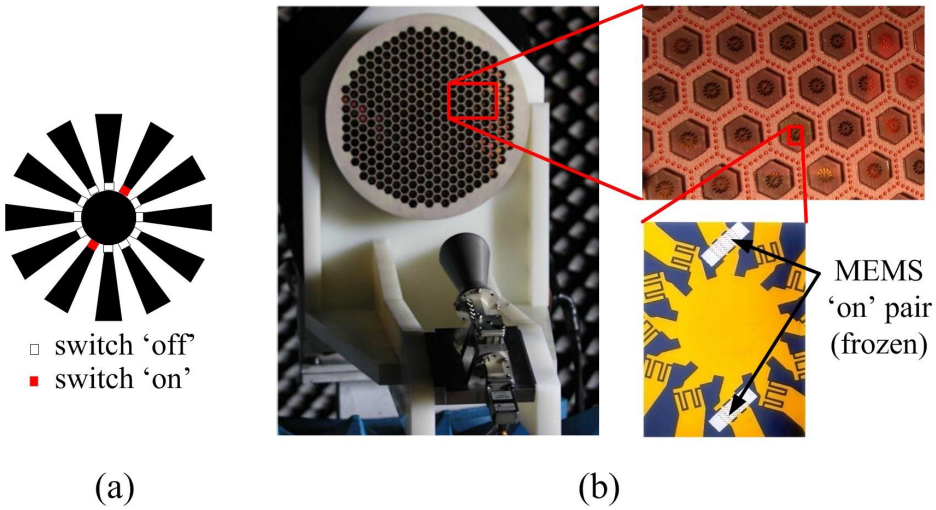


FIGURE 1.20 – Réseau de réflecteurs utilisant la technique de rotation des éléments pour balayer la scène [58, 59], (a) exemple d'une cellule unitaire, (b) implémentation du réseau.

1.8.2.2 Formation de faisceau numérique

L'ensemble des techniques présentées dans le paragraphe précédent sont basées sur des approches analogiques. Par ailleurs, les récentes avancées en électronique numérique et les techniques de traitement algorithmiques ont rendu possible la formation de faisceau numérique. Cette opération est connue sous le nom de *Digital Beamforming*. Les signaux reçus sont numérisés et la loi de phase est appliquée à postériori pour orienter le faisceau de manière intelligente (au niveau logiciel), au moyen d'algorithmes implémentés sur des circuits programmables, par exemple un FPGA (*field-programmable gate array*). L'avantage de cette technique comparée aux précédentes réside dans la vitesse et la souplesse de formation du faisceau. La figure 1.21 montre l'architecture de réception des Radars EcoSAR [60] et DBSAR-2 [61] à balayage numérique du faisceau développé par la NASA pour la cartographie du sol. Cette architecture est constituée de 3 sous-systèmes principaux : le réseau d'antennes composé de 8 émetteurs et 8 récepteurs, l'unité électronique Radar (REU) et l'unité numérique Radar (RDU). Ce système associe à la fois le balayage numérique et le déplacement de l'antenne et est connu sous le nom de Radar à Synthèse d'Ouverture ou *Synthetic Aperture Radar* (SAR) [62]. Ce dernier s'apparente au balayage méca-

nique suivant des axes linéaires comme décrit précédemment. Les signaux reçus par les antennes sont numérisés et les pondérations sont appliquées par le biais d'un algorithme implémenté sur le FPGA afin de dépointer le faisceau dans la direction souhaitée.

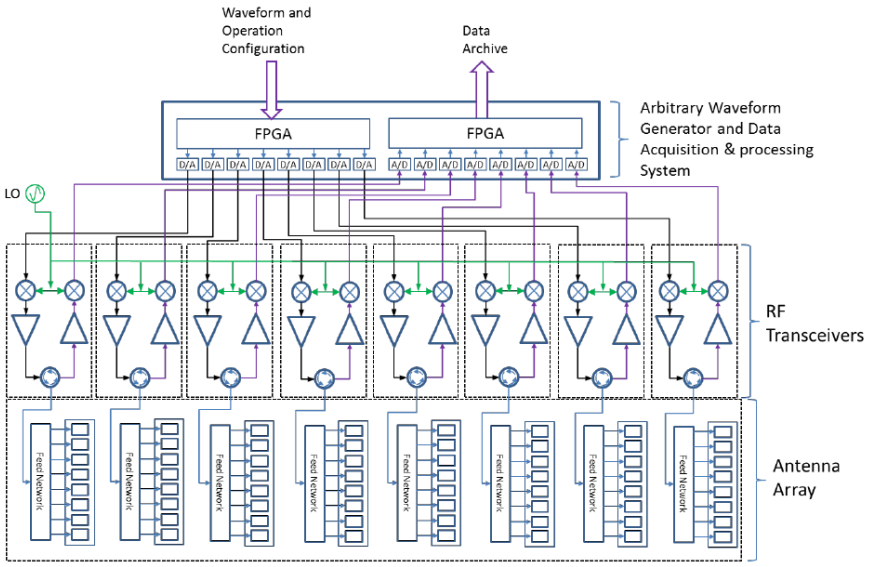


FIGURE 1.21 – Architecture du système de formation de faisceau numérique utilisée sur les Radars EcoSAR [60] et DBSAR-2 [61].

Cette approche nécessite l'utilisation d'autant de voies RF et numériques que le nombre d'antennes du réseau. Il en résulte une complexité du système qui croît avec le nombre d'antennes rendant cette architecture extrêmement coûteuse pour des applications haute résolution (nécessitant un grand nombre d'antennes). Le paragraphe suivant présente quelques techniques proposées dans la littérature permettant de minimiser le nombre d'antennes sans impacter la résolution.

1.8.3 Systèmes Radars MIMO

Un nouveau concept a récemment été proposé afin de réduire considérablement le nombre d'antennes tout en gardant des performances comparables aux systèmes à balayage numérique conventionnels. Ce concept est connu sous le nom de Radar MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) [7] et se base sur l'utilisation de plusieurs émetteurs et récepteurs. La mesure des signaux émis et reçus (en considérant tous les couples émetteurs/récepteurs) permet de créer un réseau virtuel qui apparaît plus grand que le réseau d'antennes physiques. Cela offre la possibilité d'améliorer la résolution avec un faible nombre d'antennes. Les pondérations numériques sont appliquées à postériori pour la formation de faisceau.

1.8.3.1 Radar MIMO séquentiel

Un exemple d'architecture basée sur le principe MIMO est proposé par Ahmed Sherif et ses collaborateurs dans [64]. Ce système comprend au total 768 voies RF d'émission et 768 de réception alimentant respectivement 736 antennes en émission et 736 en réception reparties sur 16 clusters (les autres voies servent de références). Dans cette architecture basée sur une approche

de balayage de faisceau numérique, les émetteurs sont commutés afin d'illuminer séquentiellement l'objet à imager et le front d'onde réfléchi est ensuite échantillonné simultanément par les récepteurs [65]. Les données sont collectées pour chaque paire d'antennes (émetteur/récepteur) et ce, à toutes les fréquences pour former une image volumique 3D de l'objet. Les figures 1.22 et 1.23 montrent les architectures du réseau d'antennes et des récepteurs.

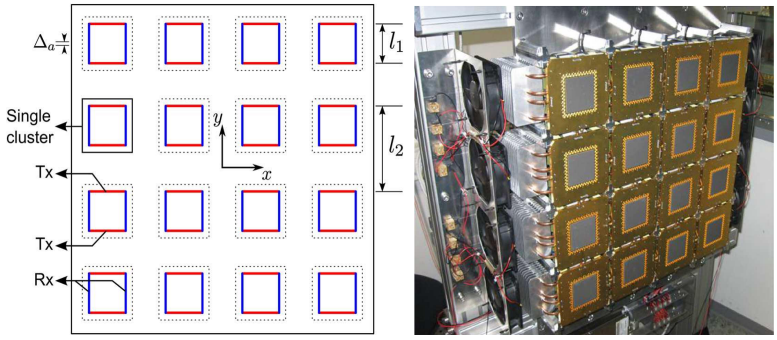


FIGURE 1.22 – Géométrie du réseau multistatique reparti sur 4x4 cluster. Les lignes horizontales représentent les antennes d'émission et les lignes verticales les antennes de réception [64, 66].

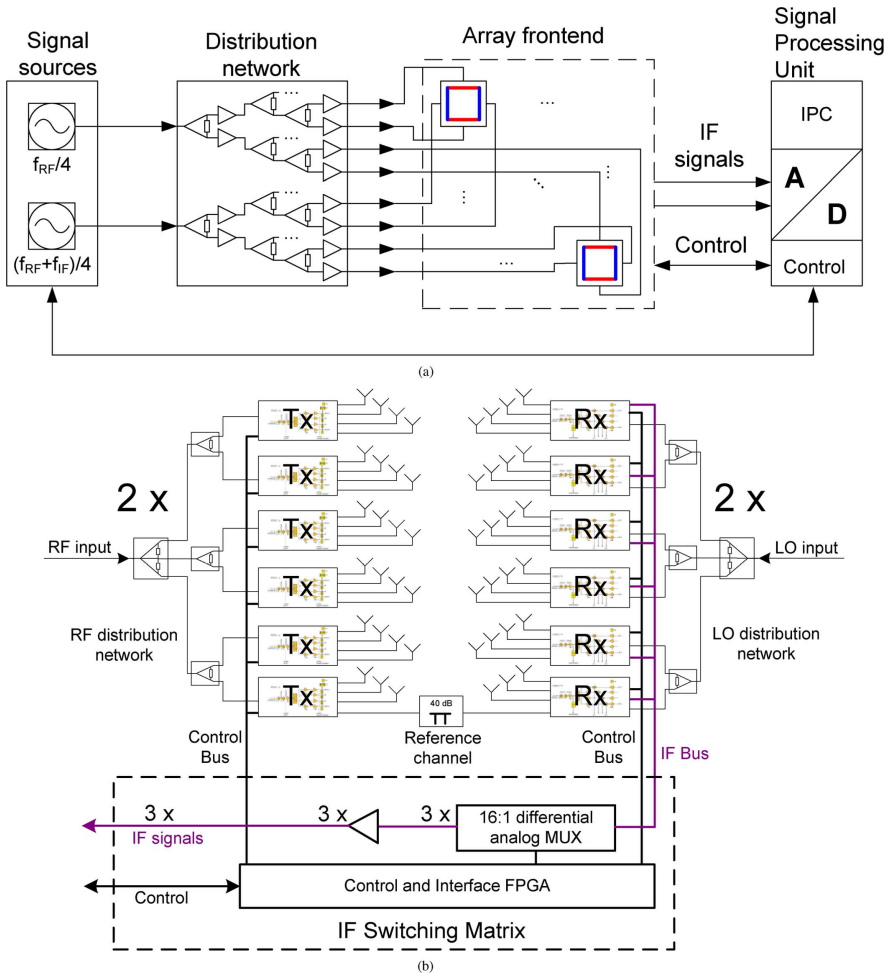


FIGURE 1.23 – Diagramme du système d'imagerie actif développé dans [64]. (a) Diagramme du système entier. (b) Diagramme du cluster.

Le principe du Radar MIMO séquentiel est également utilisé dans le prototype MIRA-CLE X [8] [67] et MIRA-CLE Ka [68, 69] développé par l'Institut de Fraunhofer [9] en Allemagne. Le réseau d'antennes du MIRA-CLE X est constitué de 16 antennes d'émission et 14 en réception disposées de manière à avoir un réseau virtuel constitué de 224 éléments comme le montre la figure 1.24. Les signaux de chaque couple émetteur/récepteur sont collectés de façon séquentielle par le biais d'une matrice de commutation. Le système fonctionne à 9,45 GHz avec une bande passante de 1 GHz. La figure 1.25 montre l'architecture de la version en bande Ka développée dans les références [68, 69].

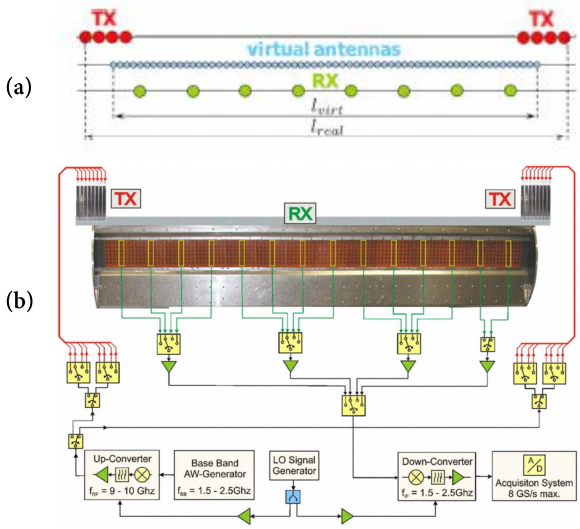


FIGURE 1.24 – Prototype du MIRA-CLE X [67]. (a) Réseau d'antennes et réseau virtuel, (b) Architecture du MIRA-CLE X.

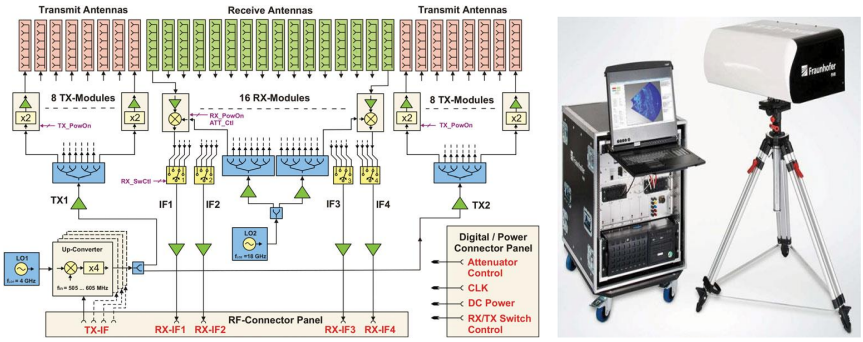


FIGURE 1.25 – Prototype du MIRA-CLE Ka [68].

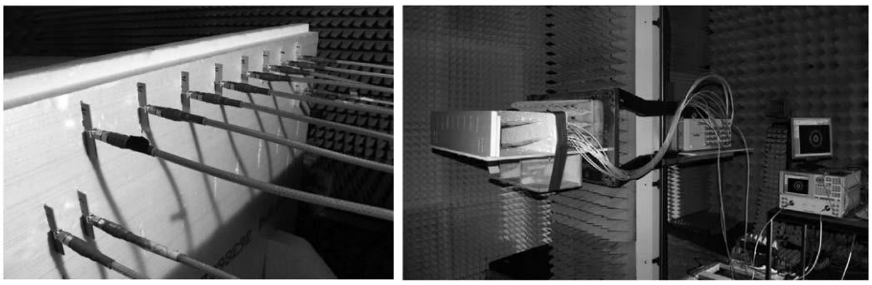
Plusieurs autres architectures de Radar MIMO sont basées sur la mesure séquentielle des signaux [70, 71] de chaque couple d'antennes. L'avantage d'une telle approche réside dans la possibilité d'utiliser une voie RF d'émission et de réception commune aux antennes. Il est également important de remarquer que l'acquisition des signaux se fait sans déplacement mécanique du ré-

8. MIMO RAdar ConfigurabLE in X-band
9. https ://www.fraunhofer.de/

seau d'antennes ni de la cible. Le facteur limitant de cette architecture est le temps d'acquisition qui peut être long dû au temps de commutation nécessaire à l'adressage des antennes du réseau.

1.8.3.2 Radar MIMO-SAR

Une approche hybride associant le mouvement mécanique du réseau d'antennes au concept MIMO a été proposée dans [32, 73, 74]. En combinant la formation de faisceau numérique MIMO et la technique SAR (*Synthetic Aperture Radar*), une image 3D de l'objet observé peut être reconstruite à très haute résolution avec un nombre d'éléments rayonnants significativement réduit. La figure 1.26 montre un exemple de réseau MIMO-SAR constitué de 4 antennes d'émission et 8 antennes de réception connectées à un analyseur de réseau vectoriel (ARV) à travers un commutateur microonde multiport [32]. L'ensemble du réseau est monté sur un rail à déplacement mécanique (en azimut et élévation) pour une reconstruction d'image 3D. Le système fonctionne dans une bande de fréquence allant de 2,8 à 19,5 GHz.



(a) (b)

FIGURE 1.26 – Configuration d'une architecture MIMO-SAR avec un commutateur multiport [32]. (a) Réseau d'antennes MIMO avec 4x8 antennes d'émission/réception, (b) réseau d'antennes MIMO monté sur un rail de déplacement 2D.

Cette approche d'imagerie à balayage de faisceau numérique semble intéressante. Toutefois l'acquisition des données est faite séquentiellement (par le biais d'un commutateur) ou par déplacement mécanique du réseau d'antennes. Cela suppose une scène statique au cours de la collecte des données. Dès lors, tout mouvement de l'objet pendant l'acquisition est suffisant pour produire du flou dans l'image reconstruite.

1.8.3.3 Radar MIMO à multiplexage spatio-temporel

Des techniques de codage espace-temps (STC [10]) [75] basées sur le multiplexage spatio-temporel des formes d'onde à modulation de fréquence linéaire (LFM [11]) ont été proposées dans [76, 77, 78]. Ces signaux présentent une phase quadratique et une fréquence instantanée qui varie linéairement dans le temps. Une implémentation pratique a été proposée dans [79], néanmoins le multiplexage en temps se fait en activant séquentiellement les antennes (un élément émetteur est actif à la fois). La figure 1.27 présente le prototype du système développé à 100 GHz. Le système est constitué de 22 émetteurs (Tx) et 22 récepteurs (Rx) disposés de manière à obtenir

10. Space Time Coding
11. Linear Frequency Modulation

un réseau virtuel de 484 éléments repartis sur une grille rectangulaire. Le signal chirp (à variation linéaire de fréquence) est généré dans la bande de 8,1-8,35 GHz. Ce signal est transmis au module d'émission par le biais d'une matrice de commutation. Le même signal est également guidé vers le module de réception, multiplié et mélangé avec le signal reçu. Les signaux résultant sont échantillonnés simultanément à 50 MHz transférés via le protocole TCP/IP dans le workspace de Matlab. L'algorithm de backpropagation est ensuite appliqué afin de reconstruire et d'afficher l'image. Cela revient à rétro-propager les signaux mesurés afin de les focaliser à l'endroit d'où ils ont été émis, le principe sera décrit dans le prochain chapitre. L'avantage de cette solution est qu'elle permet d'isoler parfaitement chacun des signaux des émetteurs [80], la notion d'orthogonalité des signaux réside dans le multiplexage en temps, mais ne permet pas la mesure simultanée ("one shot").

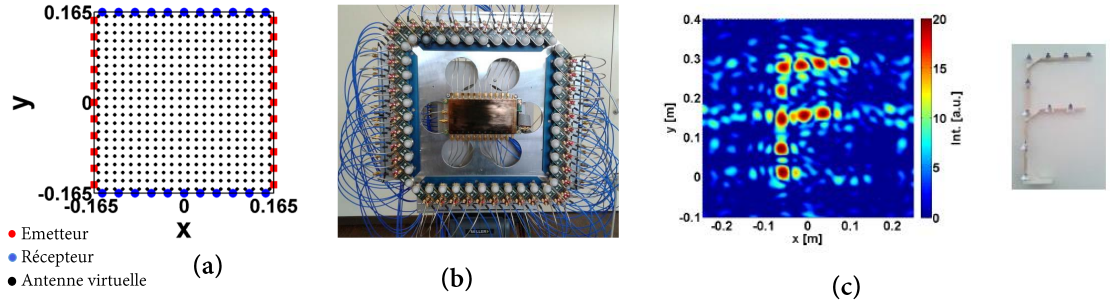


FIGURE 1.27 – Architecture MIMO utilisant des signaux à modulation de fréquence linéaire [79]. (a) Configuration du réseau et réseau virtuel associé, (b) Photographie du réseau, (c) Image reconstruire d'une cible en forme de F.

1.8.3.4 Radar MIMO à formes d'ondes orthogonales

Les sections précédentes ont introduit les méthodes d'acquisition MIMO typiquement basées sur une l'adressage séquentiel des antennes du réseau. Cela peut rapidement limiter le système en termes de temps d'acquisition (lié à la commutation ou au déplacement mécanique du réseau d'antennes). Pour faciliter le sondage simultané de la scène, les signaux émis doivent être orthogonaux. Ainsi, de nombreux articles ont été publiés dans la littérature sur cette thématique. À titre d'exemple, Deng [81] et Sharma [82] ont proposé des ensembles de codes orthogonaux polyphasés basés sur l'algorithme génétique. Une approche similaire utilisant les signaux à saut de fréquence est proposée dans [83, 84]. Comparée à la version FMCW [12], la répartition des fréquences instantanées n'est pas linéaire, ce qui permet d'atteindre de meilleurs propriétés de corrélation. Le prototype de Radar MIMO développé par EADS Innovation Works [85] est un exemple d'implémentation pratique de ce type de formes d'ondes. Ce système utilise néanmoins une matrice de commutation afin d'adresser séquentiellement les antennes. D'autres techniques basées sur le codage intelligent tels que le CDMA, l'OFDM sont également proposées dans [86, 87]. Toutefois, la majorité des solutions proposées dans la littérature restent jusque-là au stade de la recherche ; très peu d'implémentations pratiques sur des dispositifs fonctionnels (avec

12. Frequency Modulated Continuous Wave.

une acquisition simultanée) ont été publiées. Un démonstrateur sera donc mis en place dans les chapitres suivants.

1.8.4 Systèmes à synthèse d'ouverture interférométrique

L'imagerie radiométrique à synthèse d'ouverture interférométrique (SAIR [13]) est une solution très intéressante pour les systèmes d'imagerie passifs. Elle a été initialement proposée en radio-astronomie [88] et permet d'atteindre une haute résolution avec un faible nombre d'antennes. Le principe est basé sur la corrélation paire-à-paire des signaux reçus par les antennes du réseau. Cela permet de mesurer la cohérence spatiale généralement appelée fonction de visibilité qui est liée à la température de brillance de l'objet [89]. Chaque couple d'antennes permet d'obtenir une information relative à la température de la cible. Ainsi, la mesure de plusieurs échantillons de la fonction de visibilité permet la reconstruction de l'image de l'objet observé. Cette mesure est faite en variant l'espacement entre les antennes qui peut se faire par un simple déplacement mécanique de deux antennes (dans le cas d'un système à déplacement mécanique), ou par la sélection de différents couples d'antennes du réseau (dans le cas d'un système multi-antennes). Cette opération permet également de créer un réseau virtuel dont l'ouverture est plus grande que celle du réseau physique. Cela permet d'atteindre une bonne résolution avec un nombre réduit d'antennes. À titre d'exemple un réseau physique en forme de Y permet d'obtenir une couverture hexagonale de fonction de visibilité comme le montre la figure 1.28. Finalement, la reconstruction de l'image est faite en tenant compte de la position de chacun des éléments de l'ouverture synthétisée, et la résolution est liée à la taille de l'ouverture du réseau virtuel. La figure 1.28 présente un exemple de radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique développé dans [90]. Ce système est constitué de 24 éléments chacun alimenté par une voie RF indépendante. Avec une fréquence de travail de 34,1 GHz et une bande passante de 160 MHz, ce système permet d'atteindre une sensibilité radiométrique d'environ 1-3 K en fonction du temps d'intégration.

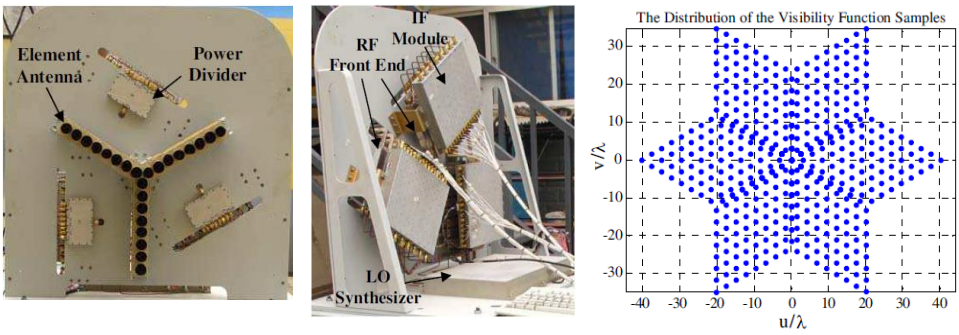


FIGURE 1.28 – Réseau d'antennes Y et la couverture hexagonale de visibilité [90].

Tout comme le Radar MIMO, le SAIR permet de synthétiser un réseau virtuel plus grand que le réseau physique. Cela offre l'avantage de réduire le nombre d'antennes (comparé à un système à ouverture réelle) et l'encombrement des systèmes d'imagerie conventionnels (à base de lentilles focalisantes ou de miroir à rotation mécanique). Bien que le principe SAIR permet

13. Synthetic Aperture interferometric Radiometer.

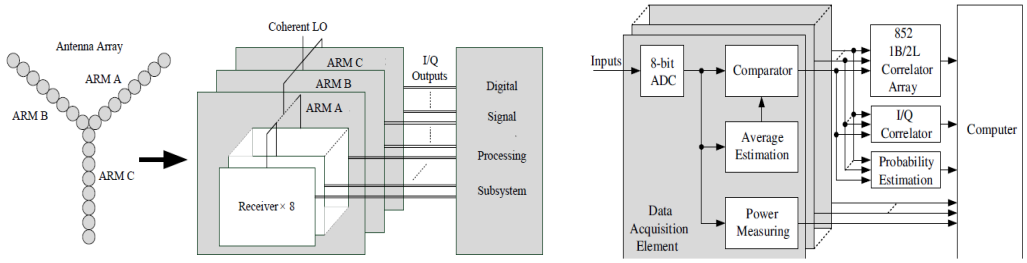


FIGURE 1.29 – Architecture du système BHU-2D [90].

de réduire le nombre d'antennes, la complexité et le coût de l'architecture globale croît avec le nombre d'éléments du réseau. En effet, à chaque élément du réseau est associée une voie RF indépendante comme le montre la figure 1.29. Des solutions ont été proposées dans la littérature permettant de simplifier cette architecture de réception tout en gardant les avantages du SAIR. À titre d'exemple, Yassine Aouil a développé pendant sa thèse un système d'imagerie passif basé sur l'utilisation d'une matrice de commutation autorisant l'allumage séquentiel des antennes de réception [91, 92, 93]. Le principe repose sur l'utilisation de deux canaux de récepteurs associés à un réseau d'antennes au moyen de deux switchs [94, 95] comme le montre la figure 1.30. Le système est constitué d'un réseau d'antennes de 21 patchs disposés de manière optimum afin d'échantillonner les fréquences spatiales sur une ouverture rectangulaire [95]. Les antennes sont connectées à 21 LNA réliés à deux switchs de type SP7T et SP14T. Un récepteur hétérodyne à double-étage est utilisé pour transposer le signal mesuré à 11 GHz autour d'une fréquence IF de 100 MHz. Les signaux acquis sont traités sous Matlab afin d'afficher l'image. Une telle architecture permet de réduire la complexité et le coût des systèmes SAIR classiques tout en conservant des bonnes performances. Toutefois, elle ne permet pas une acquisition simultanée. Le paragraphe suivant présente quelques méthodes permettant de réduire la complexité des systèmes d'imagerie tout en autorisant une acquisition simultanée.

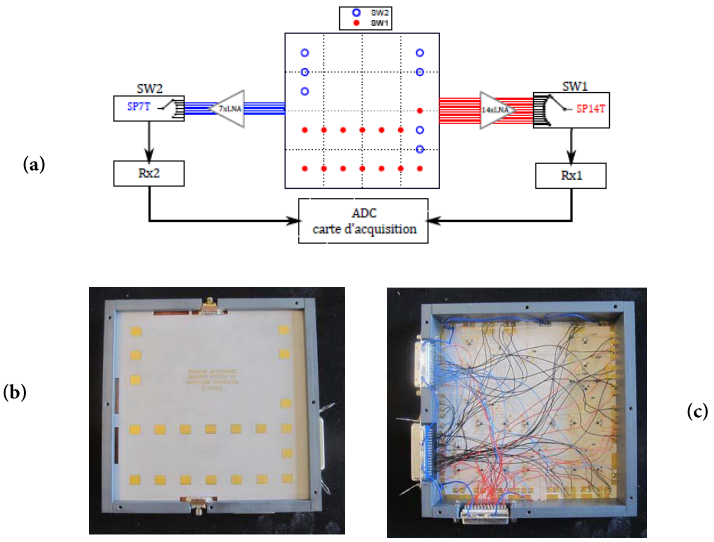


FIGURE 1.30 – Système d'imagerie SAIR commuté, (a) schéma block du système, (b) réseau d'antenne, (c) face arrière intégrant les switchs et modules de réception [18].

1.8.5 Systèmes à acquisition compressée

Le principe d'acquisition compressée (*Compressive sensing*) a été introduit dans [96, 97] pour développer une nouvelle méthode de compression d'image sans perte d'informations. L'objectif des auteurs était de minimiser le nombre d'acquisitions angulaires pour les systèmes d'imagerie par tomographie [98]. Une approche similaire est utilisée dans [99] afin de sous-échantillonner de manière significative la fonction de visibilité mesurée sans pour autant dégrader la qualité de l'image reconstruite. De cette manière, le nombre d'éléments électroniques (antennes, récepteurs, corrélateurs, etc) peut être réduit comparé à un système respectant les critères de Nysquist.

Portée par le même objectif, une méthode de focalisation acoustique a été proposée dans [100] afin de réduire le nombre de transducteurs nécessaires à la reconstruction d'images médicales 3D. Pour ce faire, une cavité chaotique parallélépipédique tronquée sur l'une de ses arêtes (en une forme sphérique) a été utilisée comme composant compressif (voir figure 1.31). Comparée à une cavité de forme régulière, ce type de cavité se distingue par la répartition ergodique des modes de résonance [101]. Ces propriétés permettent d'optimiser la focalisation d'une impulsion par retournement temporel. En exploitant ce principe, il est alors possible de focaliser une impulsion dans toutes les directions de l'espace d'un volume 3D. L'idée a été étendue au domaine des microondes donnant lieu à différentes techniques d'acquisitions compressées.

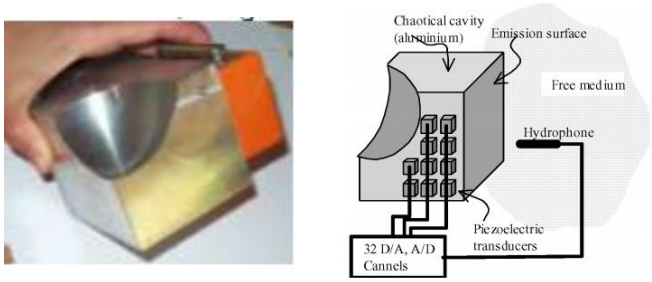


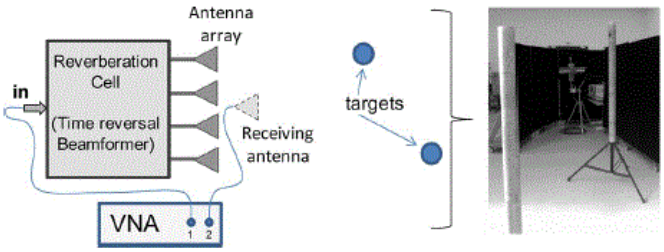
FIGURE 1.31 – Figure expérimentale du kaleidoscope constitué d'une cavité chaotique avec 31 transducteurs connectés à une face [100, 101].

1.8.5.1 Radars à acquisition compressée

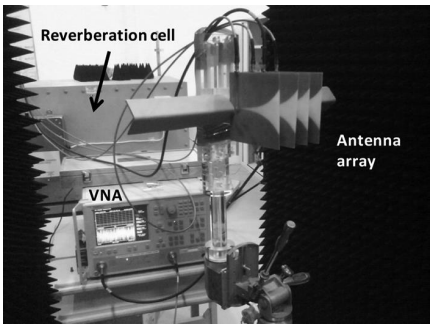
Il a été démontré dans [36, 103] que la méthode de retournement temporel permet une focalisation en plusieurs endroits de l'espace dans une cavité réverbérante microonde. La qualité de focalisation dépend essentiellement de la bande passante et du degré de corrélation des fonctions de transfert du composant [104]. D'une manière pratique, ce composant peut être planaire ou volumique à condition d'avoir des fonctions de transfert décorrelées. Se basant sur le principe initié dans [36, 104], une première expérience de formation de faisceau a été réalisée dans [105]. Une cavité réverbérante de 1,1x0,7x0,6 m^3 initialement conçu pour des applications CEM [14], a été utilisée dans la bande 2-5 GHz. Des sondes ont été placées de manière aléatoire à l'intérieur de la cavité afin d'optimiser le niveau de corrélation des canaux qui sont mesurés au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel. Les quatre ports de sortie ont été connectés à des antennes Vivaldi adaptées dans la bande considérée. Les signaux reçus des antennes sont codés et sommés

14. ETS Lindgren and TX Cedar Park. USA,"smart 1000 mini-reverb cells," 2003.

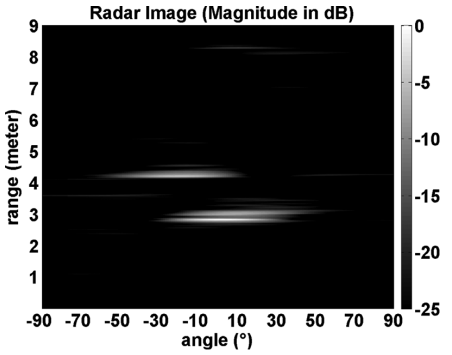
à travers la cavité et seul le signal unique à la sortie du composant est mesuré. Ce principe a été appliqué à la mesure radar comme le montre la figure 1.32. Il faut bien se rendre compte qu'un seul signal est mesuré au lieu d'en mesurer quatre (dans le cas d'un Radar conventionnel).



(a): Synoptique du Radar à acquisition compressée



(b): Banc de mesure



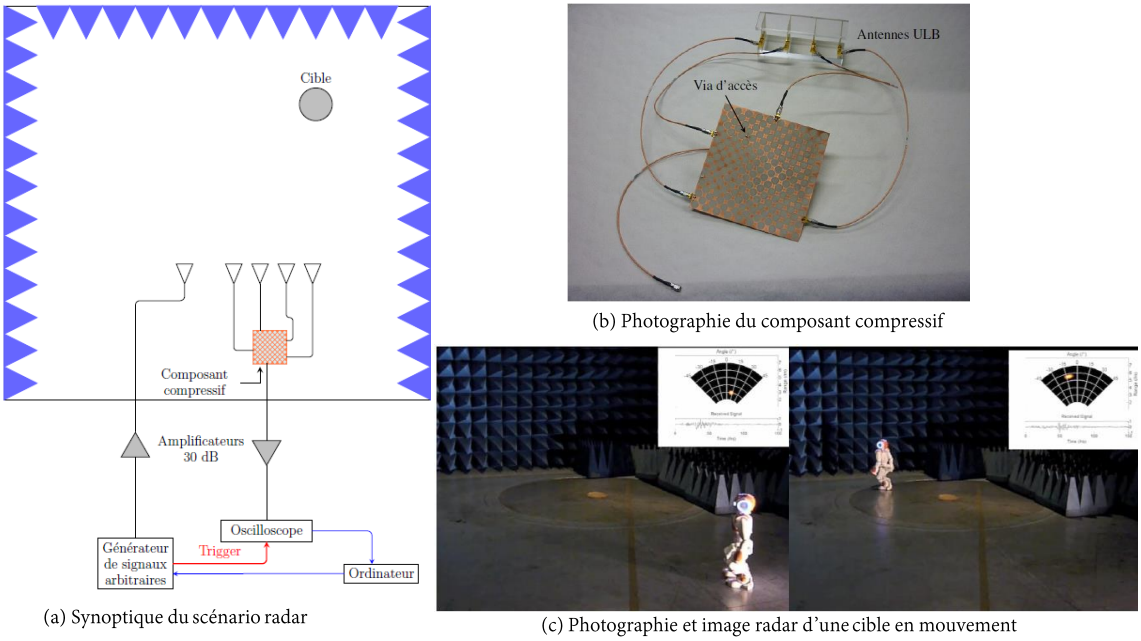
(c): Image radar des deux cylindres métalliques

FIGURE 1.32 – Mesure radar par retournement temporel [105].

Cette expérience a été à l'origine des travaux de thèse de Thomas Fromenteze [106] qui a développé des composants compressifs planaires ainsi que de nouvelles techniques de reconstruction des signaux des antennes [108, 109, 110, 111]. Un exemple de démonstrateur de Radar à acquisition compressée est présenté sur la figure 1.33. Dans cette expérience, un réseau de quatre antennes de réception est connecté à un composant planaire passif qui permet de coder et de sommer les signaux d'antennes sur un seul port de sortie. Les signaux reçus par chaque antenne sont par la suite décodés par des méthodes de décodage appropriées [109]. Ce système radar a permis de détecter des cibles en mouvements [112, 113, 114], à partir d'un seul signal mesuré à la sortie du composant.

Il a été également démontré dans [115, 116] que cette technique peut être appliquée à une architecture de Radar MIMO. Cela permet d'obtenir un système haute résolution (du fait de la caractéristique du Radar MIMO) avec un coût avantageux (du fait de la réduction du nombre de voies RF et numériques au moyen du composant compressif). La preuve de concept a été réalisée avec une cavité volumique surdimensionnée par rapport à la longueur d'onde de travail [116]. Le choix de cette cavité 2×24 ports (entrées/sorties), repose sur sa capacité à offrir de meilleurs propriétés de corrélation nécessaires à la reconstruction des signaux d'antennes. La figure 1.34 montre un exemple d'architecture de Radar MIMO à acquisition compressée ainsi que les résultats expérimentaux obtenus.

En 2013 une approche similaire a été publiée par J. Hunt et. al de Duke [117]. Les auteurs utilisent des résonateurs couplés formant une surface sélective en fréquence. Un balayage fréquentiel permet d'obtenir un digramme de rayonnement différent en fonction de la fréquence.

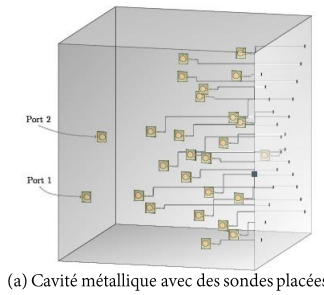


(a) Synoptique du scénario radar

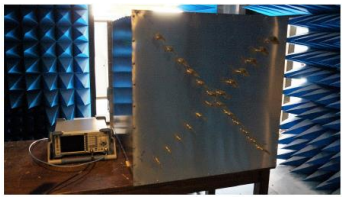
(b) Photographie du composant compressif

(c) Photographie et image radar d'une cible en mouvement

FIGURE 1.33 – Mesure expérimentale radar d'une cible en mouvement par acquisition compressée [112, 113, 114].

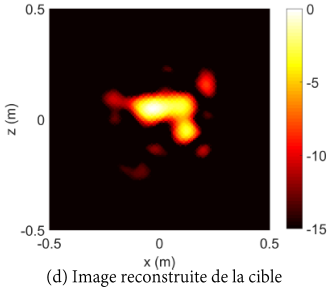


(a) Cavité métallique avec des sondes placées aléatoirement à l'intérieur.



(b) Photographie de la cavité avec 24 antennes Vivaldi connectées à la face avant

(c) Photographie de la cible métallique en forme d'arme de poing



(d) Image reconstruite de la cible

FIGURE 1.34 – Mesure expérimentale d'un système radar MIMO à acquisition compressée [116].

Ce principe est analogue à un codage spatial et la figure 1.35 montre un exemple de résonateur à surface sélective en fréquence ainsi que les diagrammes de rayonnement associés aux fréquences 18,5 GHz, 20 GHz, et 21,5 GHz. Cet avantage est exploité pour générer des motifs d'illumination aléatoires bien adaptés à l'imagerie par acquisition compressée [119]. La première expérience d'imagerie réalisée permis de localiser une cible en mouvement par compensation du rayonnement pré-caractérisé de l'ouverture comme le montre la figure 1.36.

Il est indéniable qu'il existe une grande ressemblance entre l'approche développée au sein du laboratoire XLIM et celle proposée dans [117]. La principale différence entre ces deux techniques

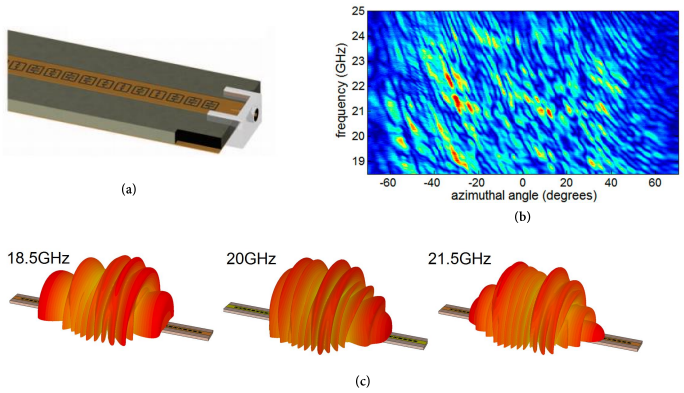


FIGURE 1.35 – Résonateur à surface sélective en fréquence [118]. (a) Exemple de résonateur 1D fabriqué à l'université de Duke. La longueur est de 40 cm et la largeur est de 2,5cm, (b) Diagramme de rayonnement mesuré dans un plan en fonction de la fréquence, (c) Aperçu des diagrammes de rayonnement simulés à 18,5 GHz, 20 GHz et 21,5 GHz.

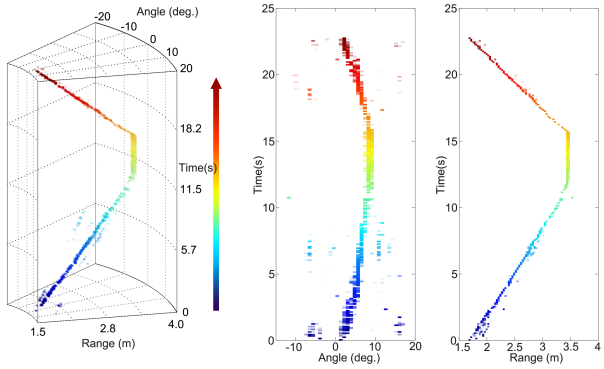


FIGURE 1.36 – Reconstruction de la trajectoire d'une cible en mouvement. La cible est supposée à surface équivalente isotrope [118].

réside dans la partie du système réalisant la compression. Dans la méthode introduite dans [107], la compression des signaux est effectuée par un composant dispersif connecté au réseau d'antennes. Dans ce cas, il est nécessaire de reconstruire les signaux reçus par les antennes, à partir desquels les algorithmes d'imagerie peuvent être appliqués pour la reconstruction de l'image de la scène. Dans le deuxième cas, la compression est directement réalisée par l'ouverture rayonnante. La reconstruction de l'image est faite par rétropropagation du rayonnement dans l'ouverture ou au moyen de méthode de déconvolution itérative de type TWIST (*Two-Step Iterative Shrinkage/Thresholding* [120]).

Ces deux approches compressives ont pour intérêt commun de réduire considérablement la complexité et le coût de l'architecture de réception des systèmes d'imagerie nécessitant plusieurs antennes, et ce, tout en autorisant l'acquisition simultanée. Il est par conséquent possible de reconstruire l'image d'une scène au moyen d'un nombre minimisé de signaux mesurés à la sortie du composant compressif. Le concept trouve également des variantes dans le cas des systèmes passifs, ce qui fait l'objet du paragraphe suivant.

1.8.5.2 Radiomètres à acquisition compressée

Une solution innovante a été publiée récemment (début juin 2016) basée sur le codage de phase [121]. Le système est composé d'un réflecteur compressif et d'un réseau d'antennes en forme de Y comme le montre la figure 1.37. Ce type de réflecteur permet de coder spatialement les signaux qu'il réfléchit [122, 123, 124]. En effet, des conducteurs électriques parfaits (PEC) sont placés sur la face d'une parabole ordinaire, et la réflexion des signaux électromagnétiques sur ces conducteurs permet de créer une loi de phase aléatoire (dépendant de la fréquence) entre les signaux reçus par les antennes placées au foyer. Cette loi de phase aléatoire permet de coder spatialement les signaux d'antennes favorisant ainsi la réduction drastique du nombre de voies RF ainsi que la complexité du système tout en gardant de bonnes performances [121]. Ces déphasages sont pré-caractérisés afin de reconstruire les signaux au moyen des algorithmes d'imagerie [125].

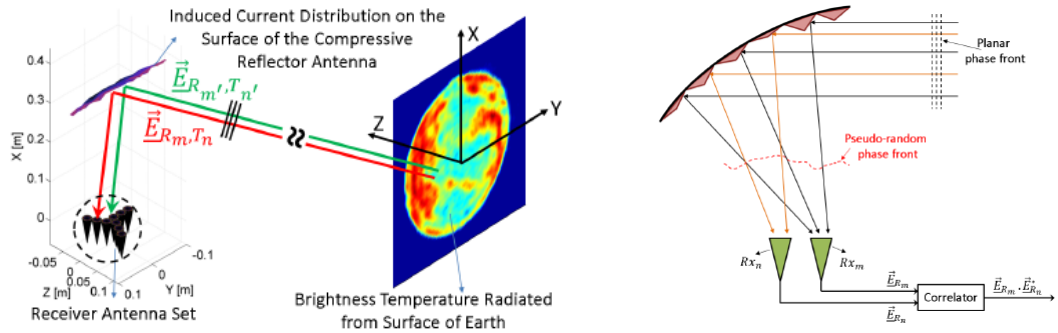


FIGURE 1.37 – Principe d'un système d'imagerie SAIR à réflecteur compressif [121].

Une approche analogue a également été proposée quelques semaines plus tard (fin juin 2016) dans [126]. Dans cette publication, les auteurs décrivent une architecture de radiomètre basée sur le principe des réseaux phasés décrit précédemment. Pour cela, les auteurs utilisent des codes orthogonaux [127] afin de moduler la phase des signaux reçus par les antennes. Ainsi donc, ces signaux sont codés (en phase), sommés et transmis au module de traitement à travers une seule voie de réception. La fonction de visibilité est calculée à partir de la puissance du signal unique mesuré comme le montre la figure 1.38. Le principe théorique a été décrit, et un brevet a d'ailleurs été déposé à cet effet [128], cependant aucune validation expérimentale n'a encore été publiée à ce jour. L'idée de ce concept est comparable à celle qui sera proposée dans la partie 2 du manuscrit à la seule différence que la compression des signaux est faite de manière intrinsèque et entièrement passive (grâce aux fonctions de transfert orthogonales du composant compressif).

1.9 État de l'art des systèmes d'imagerie microonde pour la sécurité

Les événements récents qui ont frappés la France montrent que les menaces liées au terrorisme, au port d'armes et d'explosifs sont bien réelles. Cela éveille les consciences quant à l'amélioration des dispositifs mis en place pour la sécurité des personnes et des biens publics tels les aéroports,

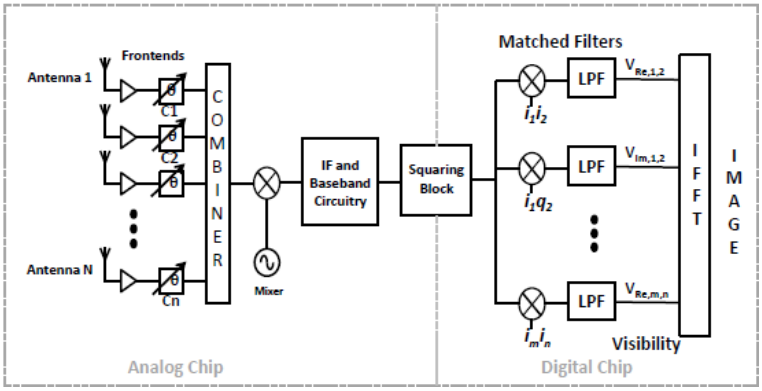


FIGURE 1.38 – Système SAIR à codage de phase [126].

les stades, les centres commerciaux, etc. Les procédures de contrôle pour détecter des armes de poing, des armes blanches et des explosifs sont courantes dans ces établissements. Cependant, aucune distinction n'est possible entre de simples objets inoffensifs, comme des lunettes, boucles de ceinture, clés, etc, et des menaces réelles. Cela conduit à un nombre assez élevé de fausses alarmes. De plus, ces menaces sont de plus en plus évoluées en allant d'une arme en plastique ou céramique à des explosifs liquides [129]. Ces éléments ne peuvent pas être détectés avec des simples détecteurs de métaux. Dès lors, une mesure de sécurité différente est nécessaire pour faire face à ces menaces qui ne cessent d'évoluer. Il est possible d'utiliser des systèmes d'imagerie à rayons-X, ou des systèmes d'imagerie microonde. Les systèmes à rayons-X sont efficaces, toutefois, les possibilités d'effets néfastes sur la santé sont mal perçues par le public. L'imagerie microonde à faible intensité se présente donc comme un candidat potentiel pour l'amélioration des moyens de sécurité. Elle a été proposée dans le domaine de la sécurité pour permettre la détection d'armes dissimulées sous des vêtements ou dans des portes bagages [25, 129]. Le paragraphe suivant donne un état de l'art non exhaustif des systèmes d'imagerie commerciaux ainsi que des démonstrateurs laboratoires dédiés à la détection d'objets cachés sous des vêtements ou dans des valises.

1.9.1 Produits commerciaux

1.9.1.1 Systèmes d'imagerie actifs

L-3 Provision

L-3 provision est un système d'imagerie actif développé par le '*Pacific Northwest National Laboratory*' (PNNL), connu actuellement sous le nom de L-3COM [15]. Ce système fonctionne en mode "stand-off" et est constitué de 128 éléments dont 64 antennes d'émission et 64 antennes de réception disposées linéairement et côte-à-côte. Les 64 antennes d'émission sont associées à 9 modules de commutation SP8T (*single-pole eight-throw*) permettant le balayage séquentiel de la scène [25]. L'ensemble du réseau est déplacé mécaniquement afin de synthétiser une ouverture de 2m en élévation. Les signaux sont mesurés sur une bande allant de 27 à 33 GHz et une transformée de Fourier est appliquée pour reconstruire l'image en 3D [26]. Le temps de balayage est d'environ 2s. Une version améliorée a été développée récemment : le L-3 Provision 2 qui

15. https ://www.l3t.com/

permet un temps de balayage de 1,5s soit 200 à 300 personnes par heure. Les figure 1.39 et 1.40 montrent l'architecture du système ainsi que des images reconstruites d'une personne.

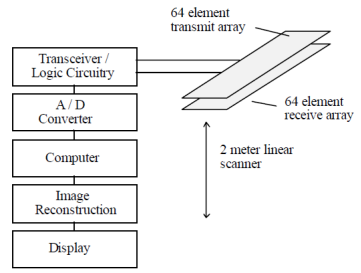


Table 1: Millimeter-wave imaging system specifications	
Frequency range	27 - 33 GHz
Wavelength (30 GHz)	1.0 cm
Number of elements	128
Resolution	0.5 - 1.0 cm
Lateral aperture	0.75 m
Vertical aperture	2.0 m
Scan speed	1.0 second

FIGURE 1.39 – Architecture et photographie du prototype L3-Provision [25].

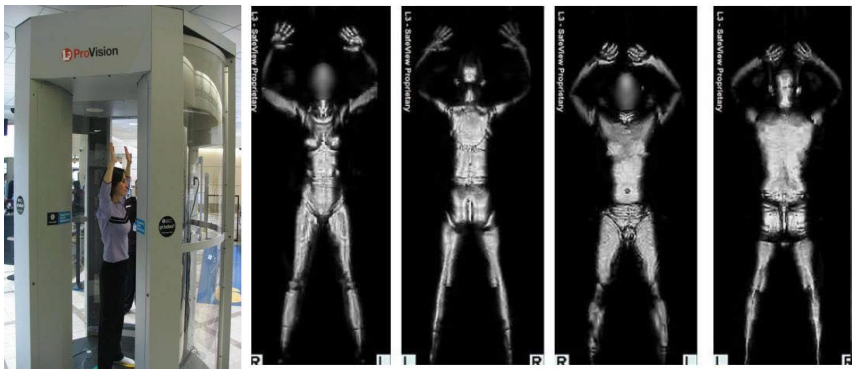


FIGURE 1.40 – Photographie du système commercial et exemple d'images 3D reconstruites d'une personne avec le L3 Provision [25].

Smiths Detection Eqo

Le système d'imagerie Eqo de Smiths Detection [16] est un système d'imagerie actif cohérent fonctionnant à 24 GHz et ne nécessitant aucun mouvement mécanique de l'antenne [130]. Le principe de balayage est assez particulier : le front d'onde de l'émetteur est réfléchi sur une lentille plane programmable de type reflect array (matrice de patchs pilotables) [131] permettant d'éclairer la cible. La lentille RF utilisée est un élément passif, capable de concentrer l'énergie RF dans un volume réduit du champ de vision et ce, grâce à un mécanisme qui modifie la phase de l'onde qui est réfléchie sur la surface. Cela permet de numériser différents voxels correspondant à une phase spécifique de réflecteur [17]. Puisque le balayage est réalisé de manière électronique, le système peut rapidement parcourir la scène rendant possible la reconstruction d'images en temps

16. https ://www.smithsdetection.com/
17. https ://www.youtube.com/watch ?v=BaeVnw5398I

réel, plus de 1×10^7 voxels sont scannés par seconde [132]. Ce système nécessite également une rotation de la personne pour une vue à 360°. La figure 1.41 montre une photographie du système issue du site officiel de Smith Detection.

FIGURE 1.41 – Système d'imagerie actif Smiths Detection Eqo [130, 131].

Qpass Rhode & Schwarz

Le *Quick Personnel Automatic Safe Screening* (QPASS) est un système d'imagerie actif développé par Rhode & Schwarz [18]. Il est basé sur le principe du Radar MIMO et est constitué de 3008 émetteurs et 3008 récepteurs fonctionnant sur la bande de 70-80 GHz [64]. Ces récepteurs sont repartis sur 32 clusters et permettent d'obtenir une résolution d'image inférieure à 2 mm et une dynamique (rapport entre l'image et le bruit arrière) de l'image supérieure à 30 dB. Le temps d'acquisition des signaux est de l'ordre de 16 ms et le temps d'affichage de l'image est de l'ordre de 6 s. La figure 1.42 montre une photographie du système issue du site officiel de Rhode & Schwarz.

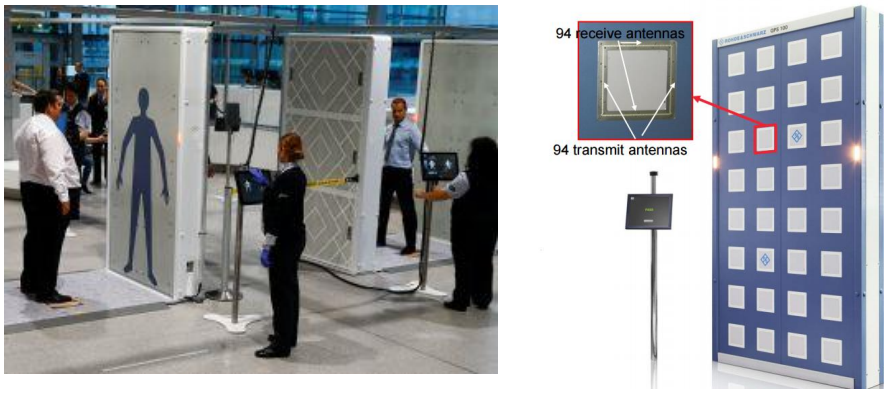


FIGURE 1.42 – Système d'imagerie QPS100 de Rohde & Schwarz.

18. https ://www.rohde-schwarz.com/

1.9.1.2 Systèmes d'imagerie passifs

Millivision Portal System S350

Le Portal System S350 est un système d'imagerie passif développé par Millivision's Tech [19]. Ce système est constitué d'un réseau d'antennes cornets à 94 GHz placé dans le plan focal d'un miroir rotatif, les signaux reçus par les antennes sont amplifiés, détectés et numérisés au moyen de 8 détecteurs ultra-sensibles. Un contrôle artificiel de la température ambiante dans la cabine du portail permet d'améliorer le contraste de l'image. Le S350 est également proche temps-réel avec une fréquence d'image de 10 Hz autorisant le contrôle d'environ 250 passagers par heure. L'image 3D est obtenue grâce à une rotation 360° des passagers. La figure 1.43 montre une photographie du système ainsi qu'une image reconstruite d'une personne portant une arme (l'image est issue du site internet de Millivision [20]).

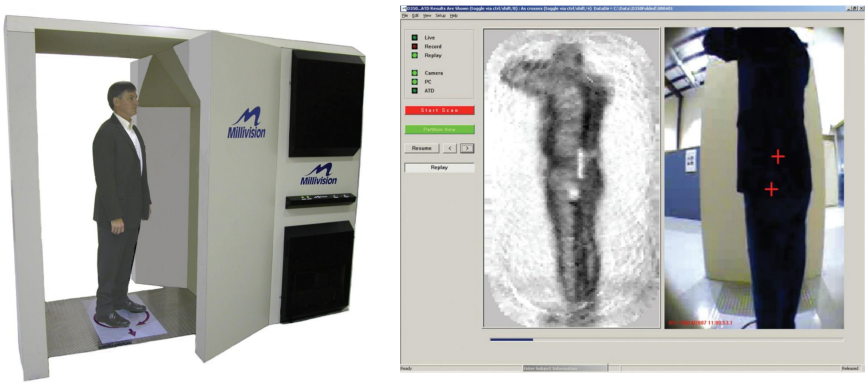


FIGURE 1.43 – Système Millivision Portal System S350.

Sago Systems, Inc.

Le système d'imagerie passif de Sago Systems (filiale de Trex Enterprises [21]) est constitué d'un réseau linéaire de capteurs fonctionnant à 94 GHz. Il combine à la fois le balayage mécanique et électronique. Cette approche permet de réduire le nombre de récepteurs et donc d'avoir un système relativement bas-coût. L'inconvénient de ce système repose essentiellement sur le temps d'acquisition qui peut être long en raison de la technique d'acquisition. Il est cependant possible d'avoir un système quasi-temps réel, cela implique une dégradation de la sensibilité radiométrique puisque le système balaye toute la scène avec un temps d'intégration réduit. La figure 1.44 présente une photographie de l'instrument ainsi que des images reconstruites .

Brijot Imaging Systems

La compagnie américaine Brijot Imaging System [22] a développé plusieurs systèmes d'imagerie fonctionnant en bande millimétrique. Le système Brijot GEN2 en particulier est basé sur une méthode de balayage mécanique avec une fréquence de rafraîchissement d'images allant de 4 à

19. http ://www.millivision.com/
20. http ://www.millivision.com/
21. http ://www.trexenterprises.com/
22. http ://www.brijot.com/

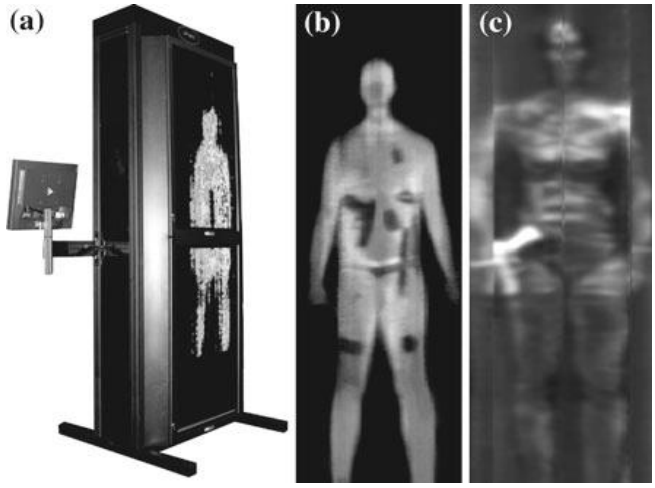


FIGURE 1.44 – Système d'imagerie passif de Sago System, iPat portal. (b) et (c) sont respectivement les images reconstruites en Indoor et Outdoor [130].

12 Hz. La résolution de l'image est de 6 x 6 cm^2 à une distance de 3-5 m. La figure 1.45 montre une photographie du système ainsi que l'image reconstruite.

FIGURE 1.45 – Système d'imagerie passif Brijot GEN2 System [130].

Thruvision Systems

Le système T4000 est un système conçu par Thruvision Systems pour des applications indoor comme le montre la figure 1.46.a. Ce système utilise 8 récepteurs hétérodynes fonctionnant à 250 GHz. Ces récepteurs sont couplés à un miroir optique réfléchissant permettant ainsi de couvrir un zone de 18,9° x 24,8° (Horizontal x Vertical) [130]. La résolution de l'image est de l'ordre de 1,26° et le système est capable d'imager à une distance allant de 3 à 25 m. Une version de cette caméra pour des applications outdoor est le T5000 (voir figure 1.46.b) qui présente une zone de vision plus restreinte de l'ordre de 17,3°(Horizontal)x15,5°(Vertical), ainsi un mouvement mécanique de la scène est nécessaire pour balayer toute la scène à imager.

Quinetiq iSPO-30

Le système QinetiQ isPO-30 a été conçu pour des applications outdoor. Il est constitué d'un Miroir réflecteur Cassegrain et offre une zone de vision de 10°(Horizontal) x 20°(vertical) avec

(a) Thruvision T4000 installé en indoor

(b) Thruvision T5000 et image reconstruite en outdoor

FIGURE 1.46 – Système d'imagerie Thruvision [133].

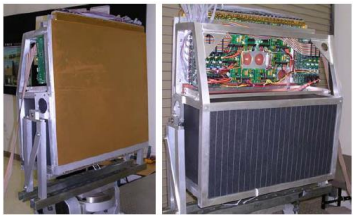
une fréquence de rafraîchissement de 10 Hz. Le système fonctionne dans la bande de 90 à 100 GHz et offre une sensibilité radiométrique de 4 K. La figure 1.47 montre une photographie du système installé en outdoor ainsi que l'image reconstruite d'une personne.

FIGURE 1.47 – Système d'imagerie Qinetiq iSPO-30 [134].

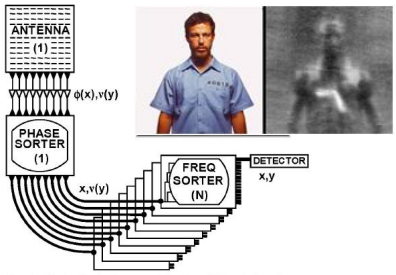
Trex

Le Trex est un système passif développé par la filiale Sago Systems, Inc de Trex Enterprises Corporation [23]. Cet instrument est constitué d'une antenne elliptique à balayage fréquentiel fonctionnant dans la bande 74-94 GHz [135]. Cette technique permet un balayage de 128 pixels (à la vertical) en quelques fractions de seconde (1/30) [136]. L'image bidimensionnelle est obtenue par rotation mécanique de l'antenne, ce qui permet de produire un image de 180 x 60 pixels en 2 s. La sensibilité de ce système est de 2-5 K et peut être améliorée en moyennant les images sur une plus longue période [137]. La figure 1.48 montre l'architecture et une photographie du prototype.

23. http ://www.trexenterprises.com/



(a) Prototype basé sur l'architecture du Trex



(b) Architecture du Trex et image reconstruite

Parameter	Specification / Performance
Field of View	30° × 20°
Antenna Size	60 cm × 60 cm × 0.08 cm
Operating Band	76 – 94 GHz
Spatial Resolution	5.2 milliradians
Number of Pixels	192 × 128
Frame Update Rate	30 Hz
Temp Sensitivity	5 Kelvin (2 Kelvin @ 5 Hz)

(c) Caractéristiques du Trex

FIGURE 1.48 – Système d'imagerie passif Trex [136, 138].

MilliCam90

La Millicam90 est un système d'imagerie passif développé par la société française MC2-Technologies [24]. Cet instrument est constitué d'une lentille permettant la focalisation des signaux électromagnétiques sur un réseau de capteurs millimétriques. Le mouvement mécanique de la lentille permet de balayer toute la scène sur une zone d'observation de 2 x 1 m^2 avec une résolution de 2,5 x 2,5 cm^2 à une distance de 2,5 m. Le système est capable d'imager une scène allant de 1-10 m et offre la possibilité d'ajuster les paramètres de rafraîchissement jusqu'à 10 images/s. À titre d'exemple, une image de 200 x 50 pixels peut être reconstruite avec une fréquence de rafraîchissement de 1 Hz. La sensibilité radiométrique peut également être ajustée en moyennant l'image. La figure 1.49 montre une photographie de l'instrument ainsi que quelques images reconstruites (photographie issue du site officiel de MC2-Technologies).

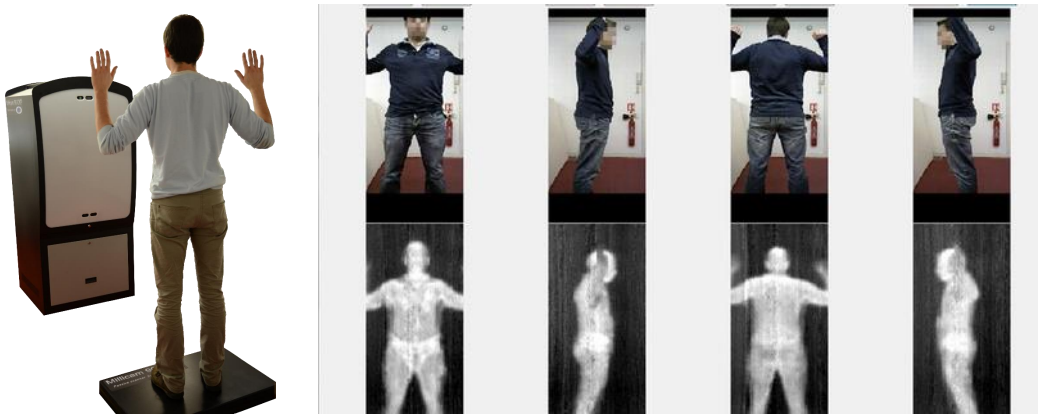


FIGURE 1.49 – Système d'imagerie Millicam90.

Ce paragraphe a permis de citer quelques produits commerciaux, il convient néanmoins de préciser que plusieurs autres compagnies développent ce type d'instruments tels que Northrop

24. http ://www.mc2-technologies.com/

Grumman, Farran Technology, Fujitsu , Alfa Imaging, etc. Le paragraphe suivant s'appesantira sur quelques prototypes laboratoires des instruments dédiés à la sécurité.

1.9.2 Prototypes laboratoires

1.9.2.1 Systèmes d'imagerie actifs

Université de Delft

Plusieurs prototypes de système d'imagerie pour la détection d'objets dissimulés ont été développés à l'Université de Delft pendant la thèse de Xiaodong Zhug [139]. La majorité de ces prototypes sont basés sur l'approche MIMO-SAR. La figure 1.50 montre un exemple de prototype fonctionnant dans la bande de 10-18 GHz. Le système est constitué 4 antennes démission et 16 antennes de réception formant une ouverture de 50 cm à l'horizontal et 3 cm à la verticale. L'ensemble du réseau est monté sur un rail permettant de parcourir une zone à imager de 40 cm avec un pas de 0,5 cm. Afin d'éviter tout mouvement (même respiratoire) pendant l'acquisition, l'arme est portée au pied de la personne à imager et l'image reconstruite permet de déduire sa forme comme le montre la figure 1.50.

FIGURE 1.50 – Prototype de système de détection d'arme développé à l'Université de Delft [139].

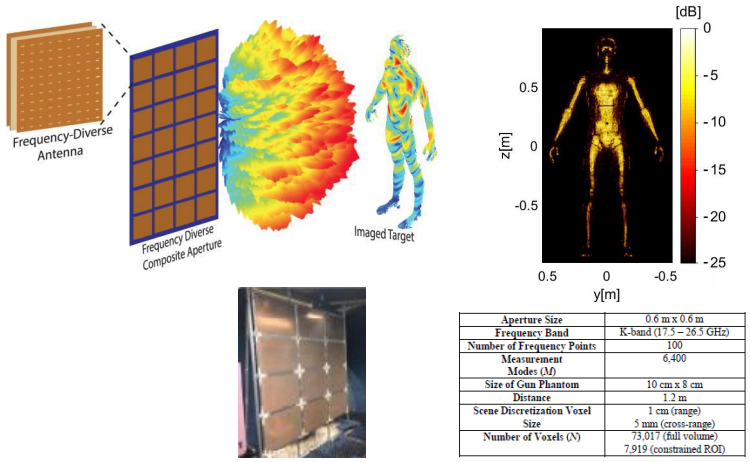
Université de Duke

L'équipe du professeur David Smith de l'Université de Duke utilise des matériaux à diversité fréquentielle pour développer des systèmes d'imagerie appliqués à la sécurité [140]. Les antennes utilisées sont capables de générer des diagrammes de rayonnement différents en fonction de la fréquence [141]. Ainsi, l'image de la scène est obtenue grâce à un balayage fréquentiel et un algorithme d'imagerie adapté. La référence [142] présente un résumé des prototypes de systèmes développés dont un exemple est donné sur la figure 1.51.

1.9.2.2 Projet ANR-SAMOSA

Le projet SAMOSA [25] (ScAnner Micro-Onde pour la Sécurisation des Aéroports) a pour objectif de développer un scanner pour améliorer le niveau de détection des matières explosives [143]. Pour se rendre compte des premières difficultés techniques et montrer la faisabilité du système, un prototype préliminaire a été mise en œuvre. Un système mécanique équipé de deux

25. http ://www.agence-nationale-recherche.fr/ ?Projet=ANR-10-SECU-0011



Aperture Size	0.6 m x 0.6 m
Frequency Band	K-band (17.5 – 26.5 GHz)
Number of Frequency Points	100
Measurement Modes (M)	6,400
Size of Gun Phantom	10 cm x 8 cm
Distance	1.2 m
Scene Discretization Voxel Size	1 cm (range) 5 mm (cross-range)
Number of Voxels (N)	73,017 (full volume) 7,919 (constrained ROI)

FIGURE 1.51 – Principe et prototype des systèmes d'imagerie développés à l'Université de Duke [141, 142].

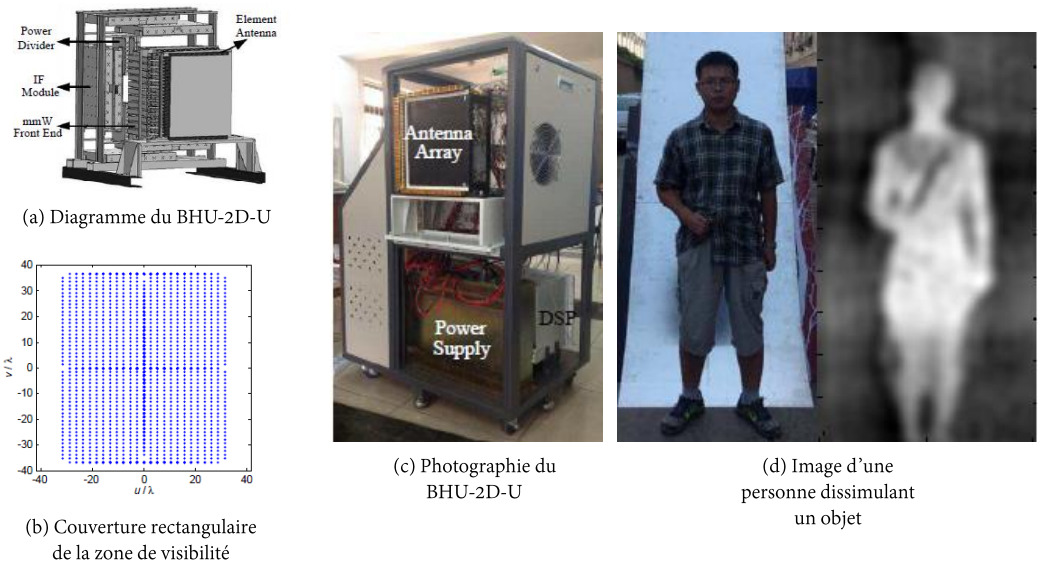
antennes cornets (une en émission et une en réception) permet de scanner la scène. Les premiers tests d'imagerie sont effectués dans la bande de 0,8-12 GHz sur un mannequin en matériau plastique et rempli d'eau comme le montre la figure 1.52. Ce dernier peut être tourné à 360° afin d'obtenir une image 3D.

FIGURE 1.52 – Prototype préliminaire du projet SAMOSA [143].

1.9.2.3 Systèmes d'imagerie passifs

Université de Beihang

Le BHU-2D est un passif basé sur l'approche à Synthèse d'ouverture interférométrique [144]. La figure 1.53 présente la version BHU-2D-U dans laquelle les 48 antennes de réception sont placées en forme de U. Selon les auteurs, cette forme a été choisie parce qu'elle permet une couverture rectangulaire de visibilité. Ce système fonctionne à 34 GHz avec 400 MHz de bande passante. La sensibilité radiométrique peut atteindre 1 K pour 1s d'intégration du signal [145]. L'avantage d'un tel système repose en sa rapidité d'acquisition puisqu'il ne nécessite pas de balayage mécanique. La scène est éclairée simultanément sur une zone de 22°(Horizontal) x 40°(Vertical). L'utilisation de l'approche à synthèse d'ouverture interférométrique permet d'améliorer la résolution (1,4° x 1,2°) avec un faible nombre de capteurs.



(a) Diagramme du BHU-2D-U

(b) Couverture rectangulaire de la zone de visibilité

(c) Photographie du BHU-2D-U

(d) Image d'une personne dissimulant un objet

FIGURE 1.53 – Système d'imagerie BHU-2D [145]

Université de Lille

L'université de Lille développe en collaboration avec la société MC2-Technologies une nouvelle génération de caméra millimétrique [146]. L'objectif de ce projet est de remplacer les instruments actuels (basés sur une pré-amplification du signal avant la détection) par des systèmes de détection directe au moyen de détecteurs ultra-sensibles. Ces détecteurs peuvent être des diodes thermoioniques non polarisées [147] ou des diodes reposant sur l'effet d'avalanche [148].

La première famille de diode est basée sur une hétérojonction et un gradient de matériaux semi-conducteurs III-V. Ce type de composant peut être optimisé afin de maximiser la sensibilité de la diode aussi bien à température ambiante qu'à température cryogénique. De plus, la cryogénisation de la diode est un moyen efficace pour améliorer la sensibilité radiométrique du système, l'objectif de ce projet étant d'atteindre une sensibilité inférieure à 1 K. Le second type de diode repose sur une jonction PN à gap étroit. Les auteurs envisagent une optimisation afin de maximiser la sensibilité. Aucune image de prototype n'est disponible à ce jour.

Démonstrateur Qinetic

Quinetic a développé deux prototypes de systèmes d'imagerie passifs basés sur l'approche à synthèse d'ouverture interférométrique [149, 150]. Les prototypes de réseau utilisés sont repartis sur une maille hexagonale de façons à avoir une redondance minimale des fonctions de visibilité [151], ce qui permet de synthétiser une plus grande ouverture avec le minimum d'antennes possibles. La figure 1.54 présente un aperçu des démonstrateurs fonctionnant à 22 GHz [152] et à 94 GHz [153], développés spécialement pour un système d'imagerie champ proche dédié à la sécurité des personnes.

Le système à 22 GHz est constitué de 32 antennes cornets circulaires (chaque antenne présente un gain de 9 dBi), chacune connectée à un récepteur hétérodyne (à mélangeur sub-harmonique) à deux étages, avec une fréquence d'oscillateur local de 9,4 GHz et 3,71 GHz. Cela permet de

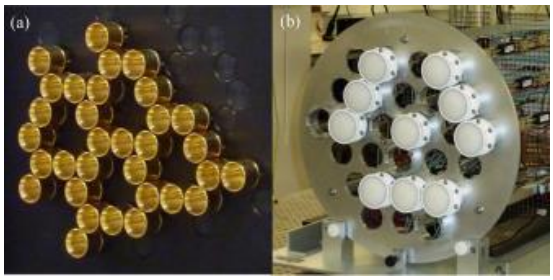
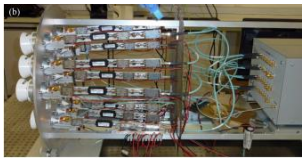


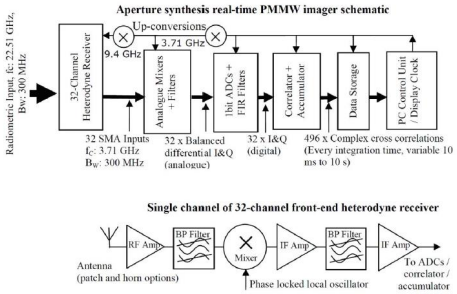
FIGURE 1.54 – Réseau d'antennes du prototype Qinetiq :(a) 32 voies de 22 GHz,(b) 10 voies de 94 GHz [154].

descendre le signal en bande de base sur une bande de 300 Mhz qui est ensuite numérisé par un convertisseur analogique numérique (CAN) 1-bit suivi d'un corrélateur numérique (permettant la mesure simultanée de 496 fonctions de visibilité complexes en temps réel). Le convertisseur 1-bit est souhaitable du fait du faible coût [154], en revanche en termes de sensibilité, ils sont moins performants que des CAN 3 ou 4 bits [155]. Selon les auteurs, la température système est de l'ordre de 388 ± 38 K en tenant compte des 32 voies et le temps d'acquisition varie de 5 ms à 10 s. La figure 1.55 montre l'architecture du système à 22 GHz.

(a) Photographie du démonstrateur à 22Ghz



(c) Photographie du démonstrateur à 94Ghz



(c) Architecture du démonstrateur à 32Ghz

FIGURE 1.55 – Photographie et architecture des démonstrateurs QinetiQ [150, 154].

Le deuxième prototype à 94 GHz comprend 10 antennes cornet circulaires (chaque antenne ayant un gain de 35 dBi) avec une lentille placée sur la face avant [154]. L'architecture de réception reste la même que la précédente avec des mélangeurs sub-harmonique double étage associés à un oscillateur de 45 et 3,71 GHz. La température système est de 1627±221 K due à l'absence de LNA dans l'architecture de réception. Les auteurs développent actuellement des récepteurs ultra-performants et peu couteux, cela permet d'envisager des systèmes de sécurité commerciaux basés sur la synthèse d'ouverture interférométrique d'ici quelques années [156].

1.10 Conclusion

Les différentes sections de ce chapitre ont permis de présenter une liste non exhaustive des produits commerciaux et des démonstrateurs laboratoires de systèmes de télédétection. Cette

étude permet de mettre en avant la diversité des dispositifs existants ainsi que les différentes techniques d'acquisition des signaux nécessaires à la reconstruction de l'image. Que ce soit un système d'imagerie passif ou actif, chacun des instruments précités permettent avec une méthode de reconstruction plus ou moins complexe d'obtenir une image de la scène observée. Le fil conducteur des systèmes actuels ou de générations futures est la réduction du coût tout en gardant de bonnes performances (résolution, sensibilité et surtout rapidité : mesure temps réel). Cela ne peut se faire d'une manière significative qu'en minimisant le coût de l'architecture de réception et/ou de transmission sans affecter les performances. L'optimisation du coût système peut être faite soit à travers de nouvelles solutions de fabrication de circuits intégrés bas-coût ou en réduisant le plus possible le nombre de voies RF. La technique à balayage mécanique semble bien adaptée, cependant le temps d'acquisition relativement long, la rend moins avantageuse pour des applications temps réel. De plus, tout mouvement de la cible pendant le temps d'acquisition peut engendrer des erreurs de mesures. La technique à balayage numérique offre quant à elle l'avantage de la rapidité, cependant la complexité et le coût de l'architecture croissent avec le nombre de capteurs du réseau.

Les récentes techniques basées sur l'approche du Radar MIMO (pour les systèmes actifs) et de la synthèse d'ouverture interférométrique (pour les systèmes passifs) présentent de nombreux avantages en termes de résolution de l'image, de réduction drastique du nombre de capteurs, etc. Toutefois, ces concepts sont très peu utilisés sur des systèmes commerciaux (dédiés à la sécurité) comme il a été constaté dans les paragraphes précédents. Chacune de ces deux approches (MIMO et SAIR) sera donc la base des concepts qui seront présentés dans ce manuscrit. Dans un premier temps, leurs apports par rapport aux systèmes d'imagerie conventionnels seront présentés et des bancs de mesure permettront de valider les concepts en bande S (2-4 GHz). En outre, malgré les nombreux avantages que présentent ces deux approches, l'architecture adoptée repose essentiellement sur le principe de réception des systèmes conventionnels (par acquisition séquentielle). La méthode la plus rigoureuse pour un système à acquisition simultanée est d'alimenter simultanément toutes les antennes du réseau, chacune étant connectée à une voie RF indépendante. Cette solution paraît viable, néanmoins l'encombrement et le coût global du système peuvent être limitants dans le cas d'une architecture nécessitant plusieurs antennes. Dès lors, des solutions permettant de minimiser le coût des architectures actuelles du Radar MIMO et du SAIR seront proposées. Cela se fera par le biais de composants focalisants et entièrement passifs permettant le codage analogique des signaux d'antennes. Thomas Fromenteze [106] a prouvé pendant sa thèse à XLIM, que ce type de composants ultra large bande offrent l'avantage de simplifier fortement l'architecture des systèmes d'imagerie. Ils permettent d'adresser M antennes du réseau vers N ($N \ll M$) chaînes de réception. Dans la suite, il sera question d'appliquer ce type de composants focalisant au concept MIMO et SAIR afin de garantir un meilleur compromis performances/coût. Le prochain chapitre introduit le concept MIMO ainsi que les solutions proposées permettant d'effectuer une acquisition simultanée tout en minimisant la complexité du système.

Bibliographie

[1] Buderi, Robert (1996). The Invention That Changed the World : How A Small Group of Radar Pioneers Won the Second World War and Launched a Technological Revolution. New York, NY : Simon and Schuster.

[2] B. Maitte, "Une histoire de la lumière. De Platon au photon : De Platon au photon". Le Seuil, 2015.

[3] Ibn Al-Haytham,"The Optics of Ibn Al-Haytham : On Direct Vision Books" 1-3 (Two Volume Set) (Studies of the Warburg Institute) Hardcover – December 1, 1989

[4] Sabra, A. I., ed. (1983), "The Optics of Ibn al-Haytham, Books I–II–III : On Direct Vision. The Arabic text, edited and with Introduction," Arabic-Latin Glossaries and Concordance Tables, Kuwait : National Council for Culture, Arts and Letters

[5] C. Rocancourt, “Caractérisation moléculaire de la rétine embryonnaire et larvaire de la lamproie Petromyzon marinus,” Université d’Orléans, 2010.

[6] J. C. Maxwell, "A treatise on electricity and magnetism", vol. 1. Clarendon press, 1881.

[7] W .Gordy ,"Millimeter and Submillimter wave in physics", in Proc. Symp. Millimeter wave, Polytechnic Inst Brooklyn, NY, Vol IX,pp1-23, Mar .31-Apr.2,1959.

[8] Van Keuren, D.K. (1997). ’Science Goes to War : The Radiation Laboratory, Radar, and Their Technological Consequences’. Reviews in American History. 25 : 643–647.

[9] Evans, G.McLeish, RF radiometer handbook, Artech house 1977.

[10] B. Smith, M.H. Carpentier, The Microwave Engineering Handbook : Microwave systems and applications,Springer Science+Business Media Dordrecht, 1993 1rst Edition.

[11] G. Gaussorgues, S. Chomet, Infrared Thermography, Springer Science+Business Media, B.V, 1993 1rst Edition.

[12] G. Gaussorgues,La thermographie infrarouge : principes, technologie, applications, Edition Technique & Documentation, 1999 (4° Ed.).

[13] D. M. Pozar, "Microwave engineering", 4. ed. Hoboken, NJ : Wiley, 2012.

[14] Ahmed Mamouni, "Radiométrie Hyperfréquence. Application à la mesure atraumatique de la température au sein des tissus vivants (Thermographie microonde)", Thèse de 3ème cycle, Lille 20 Nov 1978.

[15] A. Luukanen, R. Appleby, M. Kemp, and N. Salmon, “Millimeter-Wave and Terahertz Imaging in Security Applications,” in Terahertz Spectroscopy and Imaging, vol. 171, K.-E. Peiponen, A. Zeitler, and M. Kuwata-Gonokami, Eds. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2012, pp. 491–520.

[16] Bjarnason, J. E. ; Chan, T. L. J. ; Lee, A. W. M. ; Celis, M. A. ; Brown, E. R., Millimeter-wave, terahertz, and mid-infrared transmission through common clothing, Applied Physics Letters, Volume 85, Issue 4, id. 519 (2004)

[17] R. Appleby and H. B. Wallace, “Standoff Detection of Weapons and Contraband in the 100 GHz to 1 THz Region,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 11, pp. 2944–2956, Nov. 2007.

[18] A. H. Lettington, D. Dunn, M. Attia, and I. M. Blankson, “Passive millimetre-wave imaging architectures,” Journal of Optics A : Pure and Applied Optics, vol. 5, no. 4, p. S103, 2003.

[19] K. Mizuno, “Comparison of the capabilities of the millimeter wave region and the THz region,” in Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific, 2006, pp. 1827–1832.

[20] L. Yujiri, M. Shoucri, and P. Moffa, “Passive millimeter wave imaging,” IEEE microwave magazine, vol. 4, no. 3, pp. 39–50, 2003.

[21] M. Sato and K. Mizuno, Millimeter-wave imaging sensor. INTECH Open Access Publisher, 2010.

[22] Arita,HT & Fenton, Flight and echolocation in the ecology and evolution of bats, Tree Vol.12, 1997.

[23] A.Alain, D.Jean-Claude, D.Jean-François, H.Martine, V.Paolo , "Évaluation des risques sanitaires liés à l'utilisation du scanner corporel à ondes « millimétriques » ProVision 100", Rapport d'expertise collective de AFSSET,2010.

[24] Décret n°2002-775 du 3 mai 2002 pris en application du 12° de l'article L. 32 du code des postes et télécommunications et relatif aux valeurs limites d'exposition du public aux champs électromagnétiques émis par les équipements utilisés dans les réseaux de télécommunication ou par les installations radioélectriques. Téléchargeable à l'adresse suivante : http ://www.santepublique-editions.fr/objects/04-decret-2002-775-du-3-mai-2002-relatif-aux-valeurs-limites-d-exposition-du-public-aux-champs-electromagnetiques.pdf

[25] D. M. Sheen, D. L. McMakin, H. D. Collins, T. E. Hall, and R. H. Severtsen, “Concealed explosive detection on personnel using a wideband holographic millimeter-wave imaging system,” in Aerospace/Defense Sensing and Controls, 1996, pp. 503–513.

[26] D. M. Sheen, D. L. McMakin, and T. E. Hall, “Three-dimensional millimeter-wave imaging for concealed weapon detection,” Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 49, no. 9, pp. 1581–1592, 2001.

[27] J. C. Wiltse, “History of millimeter and submillimeter waves,” IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 32, no. 9, pp. 1118–1127, 1984.

[28] Peichl, M., Dill, S., Jirousek, M., Süß, H., "Microwave Radiometry - Imaging Technology and Applications", Proc. of WFMN 2007, ITG conference on Wave Propagation in Communication, Microwave Systems and Navigation, Review Lecture, Chemnitz, Germany, CD-ROM (2007).

[29] T. J. Parker and International Conference on Infrared and Millimeter Waves, 23rd International Conference on Infrared and Millimeter Waves : conference digest : 7-11 September 1998, University of Essex, Colchester, Essex, United Kingdom. S.l. : s.n., 1998.

[30] M. Peichl, S. Dill, M. Jirousek, and H. Süß, “The monitoring of critical infrastructures using microwave radiometers,” 2008, p. 69480K.

[31] M. Peichl, S. Dill, M. Jirousek, and H. Suess, “Passive microwave remote sensing for security applications,” in Radar Conference, 2007. EuRAD 2007. European, 2007, pp. 32–35.

[32] K. Mizuno et al., “New applications of millimeter-wave incoherent imaging,” in Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, 2005, p. 4–pp.

[33] S. Sugawara, Y. Maita, K. Adachi, K. Mori and K. Mizuno, “Characteristics of a MM-Wave Tapered Slot Antenna with Corrugated Edges,” IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.533-536, June 1998.

[34] H. Sato, K. Sawaya, Y. Wagatsuma and K. Mizuno, “Design of Narrow-width Fermi Antenna with Circular Radiation Pattern,” IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation Digest, vol. 4, pp. 4312-4315, Monterey, June 2004

[35] M. Joung, Y. Suzuki, T. Tanaka, K. Kagaya, K. Watanabe, S. Kim, Y. Nakayama, R. Ishikawa, Y. Wagatsuma, and K. Mizuno, “Passive Millimeter-Wave Imaging Using a 2- Dimensional Antenna Array,” Proc. 2003 Asia-Pacific Microwave Conf., pp. 1284-1287 (TEP41), Seoul, Nov. 2003.

[36] M. E. Tiuri, “Radio Astronomy Receivers,” IEEE Trans Antennas Propagat., vol. 12, pp. 930-938, Dec. 1964.

[37] K. Mizuno et al., "Millimeter-Wave Imaging Technologies and Their Applications," 2007 IEEE International Vacuum Electronics Conference, Kitakyushu, 2007, pp. 1-2. doi : 10.1109/IVELEC.2007.4283195

[38] J. Richter, D. Notel, F. Kloppel, J. Huck, H. Essen, and L. Schmidt, “A multi-channel radiometer with focal plane array antenna for W-band passive millimeterwave imaging,” in Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, 2006, pp. 1592–1595.

[39] D. Liu, U. Pfeiffer, and J. Grzyb, Advanced Millimeter-Wave Technologies : Antennas, Packaging and Circuits. J. Wiley & Sons, 2009. [Online]. Available : http ://books.google.fr/books ?id=iVtrwmDCn7oC

[40] R. J. Mailloux, Electronically Scanned Arrays, Synthesis Lectures on Antennas. Morgan & Claypool Publishers, 2007. [Online]. Available : http ://dx.doi.org/10.2200/S00081ED1V01Y200612ANT006

[41] R. Rincon et al., “Digital Beamforming Synthetic Aperture Radar Developments at NASA Goddard Space Flight Center,” 2016.

[42] G. Babur, G. O. Manokhin, A. A. Geltser, and A. A. Shibelgut, “Low-cost Digital Beamforming on Receive in Phased Array Radar,” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2017.

[43] S.-R. Ryu, H. Vardhan, B. Banerjee, and R. Prakash, “Continuous Active Phase Shifter Design and Analysis for Millimeter-Wave Circuits,” IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs, vol. 60, no. 10, pp. 627–631, Oct. 2013.

[44] S. J. Kim and N.-H. Myung, “A new active phase shifter using a vector sum method,” IEEE microwave and guided wave letters, vol. 10, no. 6, pp. 233–235, 2000.

[45] Justin Oakes, “COBRA DANE team moves forward with radar’s sustainment plan,” Air Force Materiel Command, July 10, 2015, http ://www.afmc.af.mil/news/story.asp ?id=123452662

[46] www.defense.gouv.fr/actualites/dossiers/le-bourget-2013/les-materiels-presentes/rafale-rbe2-aesa

[47] Á. Á. Vázquez, B. Q. Ruiz, and J. L. G. García, “Low cost variable delay line for impulse radio UWB architectures,” in IST Mobile & Wireless Communications Summit, 2005.

[48] E. Ackerman, S. Wanuga, D. Kasemset, W. Minford, N. Thorsten, and J. Watson, “Integrated 6-bit photonic true-time-delay unit for lightweight 3-6 GHz radar beamformer,” in Microwave Symposium Digest, 1992., IEEE MTT-S International, 1992, pp. 681–684.

[49] Walter Rotman and R Turner, " Wide-angle microwave lens for line source applications" in Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, 11(6) :623632, 1963.

[50] A. Lambrecht, S. Beer, and T. Zwick, “True-Time-Delay Beamforming With a Rotman-Lens for Ultrawideband Antenna Systems,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no.10, pp. 3189–3195, Oct. 2010.

[51] Jesse Butler," Beam-forming matrix simplies design of electronically scanned antennas", Electron. Des., 9(8) :170173, 1961.

[52] Chia-Chan Chang, Ruey-Hsuan Lee, and Ting-Yen Shih, “Design of a Beam Switching/Steering Butler Matrix for Phased Array System,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 2, pp. 367–374, Feb. 2010.

[53] Wulf-Dieter Wirth. "Radar Techniques Using Array Antennas", FEE Radar, Sonar, Navigation & Avionics Series. Number 10. IET, 2001.

[54] A. A. Oliner and D. R. Jackson, “Leaky-wave antennas,” Antenna engineering handbook, vol. 4, p. 12, 1993.

[55] M. Ettore, "Analysis and design of efficient planar leaky-wave antennas". Siena : Universita Degli Studi di Siena, 2008.

[56] J. du Preez and S. Sinha, “Leaky-Wave Antennas,” in Millimeter-Wave Antennas : Configurations and Applications, Cham : Springer International Publishing, 2016, pp. 19–38.

[57] Dr. David Jackson, "Recent Advances in Leaky-Wave Antennas," International Union of Radio Science (URSI) Electromagnetic Theory Symposium, 2013, Hiroshima, Japan.

[58] S. V. Hum and J. Perruisseau-Carrier, “Reconfigurable reflectarrays and array lenses for dynamic antenna beam control : A review,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 1, pp. 183–198, 2014.

[59] H. Legay, B. Pinte, M. Charrier, A. Ziaei, E. Girard, and R. Gillard, “A steerable reflectarray antenna with MEMS controls,” in Phased Array Systems and Technology, 2003. IEEE International Symposium on, 2003, pp. 494–499.

[60] R. F. Rincon et al., “ECOSAR : P-band digital beamforming polarimetric and single pass interferometric SAR,” in Radar Conference (RadarCon), 2015 IEEE, 2015, pp. 0699–0703.

[61] R. Rincon et al., “Next generation Digital Beamforming Synthetic Aperture Radar (DBSAR-2),” in Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2015 IEEE International, 2015, pp. 2774–2777.

[62] R. Rincon et al., “Digital Beamforming Synthetic Aperture Radar Developments at NASA Goddard Space Flight Center,” 2016.

[63] D. W. Bliss and K. W. Forsythe, "Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging : degrees of freedom and resolution," in Signals, Systems and Computers, 2004. Conference Record of the Thirty-Seventh Asilomar Conference on, 2003, vol. 1, pp. 54–59.

[64] S. S. Ahmed, A. Schiessl, and L.-P. Schmidt, "A Novel Fully Electronic Active Real-Time Imager Based on a Planar Multistatic Sparse Array," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 59, no. 12, pp. 3567–3576, Dec. 2011.

[65] A. Schiessl, S. S. Ahmed, A. Genghammer, and L.-P. Schmidt, "A technology demonstrator for a 0.5 m x 0.5 m fully electronic digital beamforming mm-wave imaging system," in Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on, 2011, pp. 2606–2609.

[66] S. S. Ahmed, A. Schiess, and L.-P. Schmidt, "Near field mm-wave imaging with multistatic sparse 2D-arrays," in Radar Conference, 2009. EuRAD 2009. European, 2009, pp. 180–183.

[67] J. Klare, O. Saalmann, H. Wilden, and A. R. Brenner, "First Experimental Results with the Imaging MIMO Radar MIRA-CLE X," in Synthetic Aperture Radar (EUSAR), 2010 8th European Conference on, 2010, pp. 1–4.

[68] O. Biallawons, J. Klare, and O. Saalmann, "Technical realization of the MIMO radar MIRA-CLE Ka," in Radar Conference (EuRAD), 2013 European, 2013, pp. 21–24.

[69] O. Biallawons, J. Klare, and O. Saalmann, "Realization and calibration of the MIMO radar MIRA-CLE Ka," International Journal of Microwave and Wireless Technologies, vol. 6, no. 3–4, pp. 405–413, Jun. 2014.

[70] G. L. Charvat, J. Goodwin, M. Tobias, J. Pozderac, and J. Peabody, "Detection algorithm implementation and measured results for a real-time, through-wall radar system using a TDM MIMO antenna array," in Radar Conference (RADAR), 2012 IEEE, 2012, pp. 0240–0246.

[71] T. S. Ralston, G. L. Charvat, and J. E. Peabody, "Real-time through-wall imaging using an ultrawideband multiple-input multiple-output (MIMO) phased array radar system," in Phased Array Systems and Technology (ARRAY), 2010 IEEE International Symposium on, 2010, pp. 551–558.

[72] X. Zhuge and A. Yarovoy, "A sparse aperture MIMO-SAR-based uwb imaging system for concealed weapon detection," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 49, no. 1, pp. 509 –518, jan. 2011.

[73] V. Krozer, T. Löandffler, J. Dall, A. Kusk, F. Eichhorn, R. Olsson, J. Buron, P. Jepsen, V. Zhurbenko, and T. Jensen, "Terahertz imaging systems with aperture synthesis tech-niques," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 58, no. 7, pp. 2027 –2039, July 2010.

[74] F. Gumbmann and L.-P. Schmidt, "Millimeter-Wave Imaging With Optimized Sparse Periodic Array for Short-Range Applications," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 49, no. 10, pp. 3629–3638, Oct. 2011.

[75] S. Pramanik, N. B. Sinha, and C. K. Sarkar, "Signal Processing Algorithm of Space Time Coded Waveforms for Coherent MIMO Radar : Overview on Target Localization."

[76] U. K. Majumder, M. R. Bell, and M. Rangaswamy, “A novel approach for designing diversity radar waveforms that are orthogonal on both transmit and receive,” in Radar Conference (RADAR), 2013 IEEE, 2013, pp. 1–6.

[77] W.-Q. Wang, "MIMO SAR OFDM Chirp Waveform Diversity Design With Random Matrix Modulation," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 53, no. 3, pp. 16151625, Mar. 2015.

[78] G. Babur, O. A. Krasnov, A. Yarovoy, and P. Aubry, "Nearly Orthogonal Waveforms for MIMO FMCW Radar", Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, vol. 49, no. 3, pp. 14261437, 2013.

[79] D. Bleh et al., “A 100 GHz FMCW MIMO radar system for 3D image reconstruction,” in Radar Conference (EuRAD), 2016 European, 2016, pp. 37–40.

[80] Feger, Reinhard, et al. "A 77-GHz FMCW MIMO radar based on an SiGe single-chip transceiver." Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on 57.5 (2009) : 1020-1035.

[81] Hai Deng, "Polyphase code design for Orthogonal Netted Radar systems," Signal Processing, IEEE Transactions on , vol.52, no.11, pp.3126,3135, Nov. 2004.

[82] G. V. K. Sharma and K. R. Rajeswari, “MIMO Radar Ambiguity Optimization using Phase Coded Pulse Waveforms,” International Journal of Computer Applications, vol. 61, no. 10, pp. 18–23, 2013.

[83] Y. Zhang and M. Amin, “MIMO radar exploiting narrowband frequency-hopping waveforms,” in Proc. 16th European Signal Processing Conf., Lausanne, Switzerland, 2008.

[84] S. Gogineni and A. Nehorai, “Frequency-hopping code design for MIMO radar estimation using sparse modeling,” Signal Processing, IEEE Transactions on, vol. 60, no. 6, pp. 3022–3035, 2012.

[85] T. Spreng, U. Prechtel, B. Schonlinner, V. Ziegler, A. Meusling, and U. Siart, “UWB near-field MIMO radar : Calibration, measurements and image reconstruction,” in Radar Conference (EuRAD), 2013 European, 2013, pp. 33–36.

[86] V. Riché, S. Méric, J.-Y. Baudais, and E. Pottier, “Investigations on OFDM signal for range ambiguity suppression in SAR configuration,” IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 52, no. 7, pp. 4194–4197, 2014.

[87] J.-Y. Baudais, S. Méric, V. Riché, and E. Pottier, “MIMO-OFDM signal optimization for SAR imaging radar,” EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2016, no. 1, Dec. 2016.

[88] A.Richard Thompson, James M. Moran, George W., "Interferometry and synthesis in radio astronomy". 1st ed. New York : Wiley,1986.

[89] I.Corbella, N. Duffo, M. Vall-llossera, A. Camps, and F. Torres, “The visibility function in interferometric aperture synthesis radiometry,” IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, no. 8, pp. 1677–1682, Aug. 2004.

[90] C. Zheng, X. Yao, A. Hu, and J. Miao, “A passive millimeter-wave imager used for concealed weapon detection,” Progress In Electromagnetics Research B, vol. 46, pp. 379–397, 2013.

[91] Yassine Aouial," Étude et conception d'un système d'imagerie passive à courte portée basé sur la synthèse de réseau d'antennes commutables. Application dans les bandes Ku et Ka.", Thèse de doctorat soutenue en 2012, Université de Renne 1.

[92] Y. Aouial, S. Méric, O. Lafond, and M. Himdi, "A 2D synthetic aperture radiometry demonstrator by switching strategy at X band," in Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS), 2013 IEEE International Conference on, 2013, pp. 1–4.

[93] Y. Aouial, S. Méric, O. Lafond, and M. Himdi, "A synthetic aperture interferometric radiometer test at X-band for potential improvements at W-band," in Microwave Conference (EuMC), 2013 European, 2013, pp. 1851–1854.

[94] Y. Aouial, S. Méric, O. Lafond, and M. Himdi, "Passive millimeter wave imaging : 2D sparse array optimization for low cost system architecture," in Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on, 2012, pp. 3421–3425.

[95] Y. Aouial, S. Méric, O. Lafond, and M. Himdi, "Synthesis of Sparse Planar Arrays for Passive Imaging Systems Based on Switch Submatrix," IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 9, no. 6, pp. 1007–1011, Nov. 2012.

[96] E. J Candès, Justin Romberg, and Terence Tao," Robust uncertainty principles : Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information", Information Theory, IEEE Transactions on, 52(2) :489509, 2004 (Prepint).

[97] E. J Candes and Terence Tao, " Near-optimal signal recovery from random projections : Universal encoding strategies", Information Theory, IEEE Transactions on, 52(12) :54065425, 2004 (Preprint).

[98] E. J Candes, Justin K Romberg, and Terence Tao, " Stable signal recovery from incomplete and inaccurate measurements", Communications on pure and applied mathematics, 59(8) :12071223, 2005.

[99] L. D., H. F., and G. Z. -, "The Compressive Imaging for Synthetic Aperture Interferometric Radiometer," Journal of Convergence Information Technology, vol. 8, no. 9, pp. 22–29, May 2013.

[100] Gabriel Montaldo, Delphine Palacio, Mickael Tanter, and Mathias Fink. "Time reversal kaleidoscope : A smart transducer for three-dimensional ultrasonic imaging", Applied physics letters, 84(19) :38793881, 2004.

[101] Gabriel Montaldo, Delphine Palacio, Mickael Tanter, and Mathias Fink, "Building three-dimensional images using a time-reversal chaotic cavity", Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, IEEE Transactions on, 52(9) :14891497, 2005.

[102] 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.

[103] Abdelwaheb Ourir, Geoffroy Lerosey, Fabrice Lemoult, Mathias Fink, and Julien de Rosny. "Farfield subwavelength imaging of magnetic patterns", Applied Physics Letters, 101(11) :111102, 2012.

[104] Ijaz Haider Naqvi, G.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) :643650, 2010.

[105] David Carsenat and Cyril Decroze, "UWB antennas beamforming using passive timereversal device", Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, 11 :779782,2012.

[106] Thomas FROMENTEZE, "Développement d'une technique de compression passive appliquée à l'imagerie microonde", thèse de doctorat soutenue le 01 Septembre 2015, Université de Limoges.

[107] Thomas Fromenteze, David Carsenat, and Cyril Decroze, "A precorrection method for passive UWB time-reversal beamformer", Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, 12 :836840, 2013.

[108] T. Fromenteze, C. Decroze, and D. Carsenat, "Miniaturized device for passive microwave UWB beamforming," in Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference on, 2014, pp. 354–358.

[109] T. Fromenteze, C. Decroze, and D. Carsenat, "Waveform Coding for Passive Multiplexing : Application to Microwave Imaging," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, no. 2, pp. 593–600, Feb. 2015.

[110] T. Fromenteze, E. Kpre, D. Carsenat, and C. Decroze, "Clean Deconvolution Applied to Passive Compressed Beamforming," Progress In Electromagnetics Research C, vol. 56, pp. 163–172, 2015.

[111] T. Fromenteze, E. L. Kpré, C. Decroze, and D. Carsenat, "Passive compression technique applied to UWB beamforming and imaging architectures," International Journal of Microwave and Wireless Technologies, vol. 8, no. 4–5, pp. 815–823, Jun. 2016.

[112] Video of an Isotropic Target With a Simple Trajectory [Online]. Available :http ://www.unilim.fr/pages_perso/thomas.fromenteze/Videos/S1.MOV

[113] Video of an Isotropic Target With a Complex Trajectory [Online]. Available : http ://www.unilim.fr/pages_perso/thomas.fromenteze/Videos/S2.MOV

[114] Video of a Non-Isotropic Target [Online]. Available : http ://www.unilim.fr/pages_perso/thomas.fromenteze/Videos/S3.MOV

[115] T. Fromenteze, C. Decroze, and D. Carsenat, "Passive UWB multiplexing device for a single-port MIMO RADAR," in Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International, 2014, pp. 1–4.

[116] T. Fromenteze, E. L. Kpre, D. Carsenat, C. Decroze, and T. Sakamoto, "Single-Shot Compressive Multiple-Inputs Multiple-Outputs Radar Imaging Using a Two-Port Passive Device," IEEE Access, vol. 4, pp. 1050–1060, 2016.

[117] John Hunt, Tom Driscoll, Alex Mrozack, Guy Lipworth, Matthew Reynolds, David Brady, and David R Smith, "Metamaterial apertures for computational imaging", Science, 339(6117) :310313, 2013.

[118] J. D. Hunt, "Metamaterials for Computational Imaging," Duke University, 2013.

[119] G. Lipworth, J. Hunt, A. Mrozack, D. Brady, and D. R. Smith, "Simulations of 2D metamaterial apertures for coherent computational imaging," in Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS), 2013 IEEE International Conference on, 2013, pp. 1–4.

[120] José M Bioucas-Dias and Màrio AT Figueiredo. "A new twist : two-step iterative shrinkage/thresholding algorithms for image restoration", Image Processing, IEEE Transactions on, 16(12) :29923004, 2007.

[121] A. Molaei, G. Allan, J. Heredia, W. Blackwell, and J. Martinez-Lorenzo, "Interferometric sounding using a compressive reflector antenna," in 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2016, pp. 1–4.

[122] R. Obermeier and J. A. Martinez-Lorenzo, "Model-based optimization of compressive antennas for high sensingcapacity applications," arXiv preprint arXiv :1507.05684, 2015.

[123] J. Martinez Lorenzo, J. Juesas, and W. Blackwell, "Single transceiver compressive antenna for high-capacity sensing and imaging applications," in Antennas and Propagation (EuCAP), 2015 9th European Conference on, April 2015, pp. 1–3

[124] J.H.Juesas, G.Allan, A.Molaei, L.Tirado, W.Blackwell and J. A. Martinez Lorenzo, "Consensus-based imaging using admm for a compressive reflector antenna," in IEEE AP-S International Symposium, 2015.

[125] S. Becker, J. Bobin, and E. J. Candès, "Nesta : a fast and accurate first-order method for sparse recovery," SIAM Journal on Imaging Sciences, vol. 4, no. 1, pp. 1–39, 2011

[126] V. Chauhan, K. Greene, and B. Floyd, "Code modulated interferometric imaging system using phased arrays," 2016, p. 98300D.

[127] K.W. Henderson, "Some notes on the Walsh functions," IEEE Transactions on Electronic Computers EC-13, 5052 (Feb 1964).

[128] B. Floyd, V. Chauhan, "Code modulated phased array interferometric imaging," disclosure 15106, Provisional Patent Application, USA (06 May 2015).

[129] D. L. McMakin, D. M. Sheen, and H. D. Collins, "Remote concealed weapons and explosive detection on people using millimeter-wave holography," in Security Technology, 1996. 30th Annual 1996 International Carnahan Conference, 1996, pp. 19–25.

[130] K.-E. Peiponen, J. A. Zeitler, and M. Kuwata-Gonokami, Eds., "Terahertz spectroscopy and imaging", Berlin : Springer, 2013.

[131] P. Corredoura, Z. Baharav, B. Taber, G. Lee, "Millimeter-wave imaging system for personnel screening : scanning 107 points a second and using no moving parts" SPIE 6211, 62110B (2006)

[132] James D. Taylor, Ultrawideband Radar : Applications and Design, CRC Press, Taylor & Francis Group

[133] A. Y. Pawar, D. D. Sonawane, K. B. Erande, and D. V. Derle, "Terahertz technology and its applications," Drug Invention Today, vol. 5, no. 2, pp. 157–163, Jun. 2013.

[134] David J. Daniels, EM Detection of Concealed Targets, A John Wiley & Sons, Inc Publication, 2010.

[135] Kolinko, V. G. ; Lin, S. H ; Shek, A. ; Manning, W. ; Martin, C. ; Hall, M. ; Kirsten, O. ; Moore, J.& Wikner, D. A., "A passive millimeter-wave imaging system for concealed weapons and explosives detection", Proc. SPIE, Vol. 5781, pp.85-92, USA 2005.

[136] C. Martin, S. Clark, J. Galliano, and J. Lovberg, “Advances in millimeter-wave imaging technology for enhanced vision systems,” in Digital Avionics Systems Conference, 2002. Proceedings. The 21st, 2002, vol. 2, p. 11D4–11D4.

[137] J. A. Lovberg, C. Martin, and V. Kolinko, “Video-rate passive millimeter-wave imaging using phased arrays,” in Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International, 2007, pp. 1689–1692.

[138] R. C. Hansen, "Phased array antennas", New York : Wiley, 1998.

[139] Xiaodong Zhug, Short Range Ultra-Wideband Imaging with Multiple-Input Multiple-Output Arrays, PhD dissertation at Delft University of Technology, 2010.

[140] Okan Yurduseven1, Thomas Fromenteze, Jonah N. Gollub, Computational Frequency-Diverse Microwave Imaging Using an Air-Filled Cavity-Backed Antenna, 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP).

[141] O. Yurduseven, J. N. Gollub, A. Rose, D. L. Marks, and D. R. Smith, “Design and Simulation of a Frequency-Diverse Aperture for Imaging of Human-Scale Targets,” IEEE Access, pp. 1–1, 2016.

[142] J. N. Gollub, O. Yurduseven and al, "Computational Imaging Using Frequency-Diverse Metasurfaces", 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP).

[143] G. Le Fur et al., “Airport Security Microwave Scanner,” in Workshop Interdisciplinaire sur la Sécurité Globale-WISG2014, 2014.

[144] C. Zheng, X. Yao, A. Hu, and J. Miao, “Initial results of a passive millimeter-wave imager used for concealed weapon detection BHU-2D-U,” Progress In Electromagnetics Research C, vol. 43, pp. 151–163, 2013.

[145] C. Zheng, X. Yao, A. Hu, and J. Miao, “A passive millimeter-wave imager used for concealed weapon detection,” Progress In Electromagnetics Research B, vol. 46, pp. 379–397, 2013.

[146] J.F. Lampin, M. Zaknoune, X. Wallart, L. Desplanque, E. Peytavit, et al.. "MILLIPRISM : millimeter wave passive radiometric imaging system", 8ème Workshop Interdisciplinaire sur la Sécurité Globale, WISG 2014, 2014, Troyes, France

[147] E. Dieulesaint and P. Defranould, “Diode à plasma permettant la conversion thermoionique,” Journal de Physique Appliquée, vol. 24, no. S10, pp. 173–182, 1963.

[148] Mohammad Habib Ullah Habib ; Nicole Mcfarlane, "A Tunable Dynamic Range Digital Single Photon Avalanche Diode", IEEE Electron Device Letters, 2017, 38,

[149] N.A. Salmon, J. Beale, J. Parkinson, S. Hayward, P. Hall, R. Macpherson, R. Lewis, and A. Harvey, “Digital beam-forming for passive millimetre wave security imaging,” IET Seminar Digests, vol. 2007, no. 11961, pp. 181–181, 2007.

[150] N. A. Salmon, J. Beale, A. Beard, M. Dean, S. Hayward, P. Hickling, S. T. Chiw, H. Ghafouri-Shiraz, P. Hall, R. Macpherson, R. Lewis, A. H. Lettington, and D. Dunn, “An all electronic passive millimetre wave imaging system,” R. Appleby and D. A. Wikner, Eds., vol. 5789, no. 1. SPIE, 2005, pp. 11–15.

[151] N. A. Salmon, S. Hayward, R. L. Walke, and R. Appleby, “Electronic scanning for passive millimeter-wave imaging,” R. Appleby, D. A. Wikner, R. Trebits, and J. L. Kurtz, Eds., vol. 5077, no. 1. SPIE, 2003, pp. 71–76.

[152] N. A. Salmon, R. Macpherson, A. Harvey, P. Hall, S. Hayward, P. Wilkinson, and C. Taylor, “First video rate imagery from a 32-channel 22-ghz aperture synthesis passive millimetre wave imager,” K. A. Krapels, N. A. Salmon, and E. Jacobs, Eds., vol. 8188, no. 1. SPIE, 2011, p. 818805.

[153] N. A. Salmon, I. Mason, P. Wilkinson, C. Taylor, and P. Scicluna, “First imagery generated by near-field real-time aperture synthesis passive millimetre wave imagers at 94 ghz and 183 ghz,” K. A. Krapels and N. A. Salmon, Eds., vol. 7837, no. 1. SPIE, 2010, p. 78370I.

[154] N. A. Salmon, “3-D Radiometric Aperture Synthesis Imaging,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 11, pp. 3579–3587, Nov. 2015.

[155] A. Thomson, M. Moran, and G. Swenson, “Analysis of the interferometer response,” in Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy. New York, NY, USA : Wiley, 2004.

[156] N. A. Salmon, P. N. Wilkinson, C. T. Taylor, and M. Benyezzar, “Minimising the costs of next generation aperture synthesis passive millimetre wave imagers”, Eds., vol. 8188, no. 1. SPIE, 2011, p. 818808.

Deuxième partie

Techniques MIMO pour l'imagerie microonde active

Chapitre 2

Radar MIMO (Multiple-Input, Multiple-Output) : concepts et avantages

Sommaire

2.1 Introduction 69
2.2 Définition et caractéristiques du Radar MIMO 70
2.3 Comparaison du Radar MIMO aux Radars conventionnels 73
2.4 Notions de réseaux virtuels 77
2.5 Formulation du problème inverse en imagerie MIMO 84
2.6 Méthodes de reconstruction de l'image 86
2.7 Mise en œuvre expérimentale d'un banc de mesure Radar MIMO . 90
2.8 Conclusion 96

2.1 Introduction

Le Radar (*RAdio Detection And Ranging*) est un système de télédétection actif, il permet de mesurer la réflectivité d'une cible à l'aide d'ondes électromagnétiques. Ce système tire ses origines depuis la découverte de Heinrich Rudolf Hertz en 1888, qui a démontré la capacité de réflexion des ondes électromagnétiques par des surfaces métalliques. En effet, les Radars utilisent un émetteur (qui transmet un signal électromagnétique) et un récepteur (qui détecte le signal réfléchi par la cible). L'écho est traité de manière à discerner la position et la vitesse de la cible. La distance est mesurée à partir du temps aller-retour du signal émis, tandis que la vitesse est estimée à partir de la variation de la fréquence du signal émis.

À l'instar de Heinrich Hertz, de nombreux scientifiques et ingénieurs ont contribué au développement du Radar dès le début du XXème siècle. En 1904, l'allemand Christian Hülsmeyer développe et pose un brevet sur un système de télédétection [1, 2], il montre alors qu'il est possible de détecter la présence de bateaux dans un brouillard très dense à l'aide d'ondes radios. Bien que limité par sa capacité de détection, le système développé par Hülsmeyer fut une forme précoce de Radar qui a motivé de nombreuses expériences de détection à l'aide d'antennes radios entre 1920 et 1930. En 1934, la France dépose un brevet sur un système de détection à ondes décimétriques qui a été utilisé sur le navire Oregon (en 1934) puis le paquebot Normandie (en 1935) pour la détection des icebergs. En 1935, l'anglais Robert Watson-Watt démontre et pose un brevet sur un système Radar fonctionnel [3]. Ce système présente toutes les caractéristiques d'un Radar conventionnel comme connu actuellement, ce qui a permis aux Britanniques de mettre en place le premier réseau de Radars appelé *"Chain Home air defense radar"* qui a servi pendant la seconde guerre mondiale [4]. Le Radar a joué un rôle crucial dans la victoire des alliés, et l'expérience concrète des aptitudes du Radar a poussé les ingénieurs à apporter de nombreuses améliorations techniques à leur invention tant au niveau matériel (antennes, récepteurs, etc) qu'au niveau des traitements du signal numériques. D'une part, l'invention du Radar à synthèse d'ouverture (SAR) dans les années 1950 a ouvert la voie à l'obtention d'images radars à très haute résolution. D'autre part, l'application de la transformée de Fourier rapide (qui représente la base de la majorité des traitements numériques radars) [5], a contribué activement à l'amélioration de ce système. L'utilisation du Radar s'est aujourd'hui étendue à d'autres domaines que le domaine militaire et sont accessibles au grand public pour des applications civiles telles la mesure du niveau des océans (altimétrie), le contrôle du trafic aérien, la navigation maritime, la météorologie, les mesures géodésiques, etc.

Depuis son invention, ce système ne cesse de connaître des améliorations considérables permettant d'envisager son utilisation pour des applications champs proches telles la détection d'armes, la vision à travers les murs, le sauvetage en cas d'incendie ou d'avalanche, etc. Cependant, ce type d'applications nécessitent une haute résolution, ainsi les Radars conventionnels deviennent difficilement utilisables. Toujours guidés par l'optique d'amélioration et d'adaptabilité de ce système, des techniques de design du réseau et de traitement plus ou moins compliquées sont proposées par les scientifiques et ingénieurs.

Récemment, le concept du Radar MIMO (Multi-Input Multi-Output) a été proposé dans la littérature, ce qui a rapidement captivé l'attention de nombreux chercheurs qui travaillent ac-

tuellement sur cette thématique. Emprunté du domaine des systèmes de télécommunications, le concept MIMO présente de nombreux avantages comparés aux Radars conventionnels. Toutefois, ce concept reste relativement récent et fait l'objet de nombreuses notions théoriques avec très peu de mise en œuvre pratique sur des dispositifs commerciaux. L'objectif de ce chapitre est de présenter d'une part, les différents apports du concept MIMO par rapport aux Radars existants, notamment en termes de diversité spatiale, de réseau virtuel, de résolution spatiale ou angulaire, etc. D'autre part, un banc de mesure expérimental sera mis en œuvre afin de valider le principe théorique. L'enjeu de ce chapitre étant de montrer la capacité du MIMO à réduire considérablement le nombre d'antennes sans affecter les performances des systèmes conventionnels.

2.2 Définition et caractéristiques du Radar MIMO

Certains systèmes d'imagerie radar actuels sont basés sur des réseaux d'antennes phasées pour une formation de faisceau numérique. En effet, l'association de plusieurs antennes en réseau permet de combiner leur capacité de rayonnement pour augmenter le gain dans une direction particulière. Les signaux émis par les antennes sont généralement identiques, et la variation de la phase relative appliquée en entrée de chacun des éléments permet l'orientation du lobe principal du faisceau (formé par le réseau) dans une direction souhaitée. La figure 2.1 montre un exemple d'architecture de formation de faisceau pour des sources cohérentes.

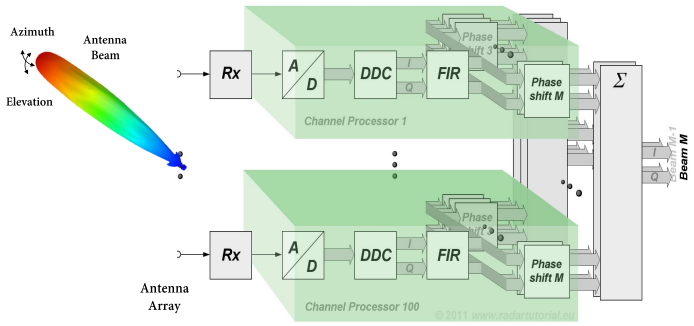


FIGURE 2.1 – Exemple de formation de faisceau numérique.

L'objectif est donc de couvrir une zone observable par le balayage d'un faisceau avec un gain élevé (au lieu d'un large faisceau à faible gain). Cependant, une relation coexiste entre l'ouverture angulaire et le niveau des lobes secondaires : si l'ouverture diminue, le niveau des lobes secondaires augmente et vice-versa. À titre d'exemple, si l'on considère un réseau d'antennes linéaire de pas d avec un faisceau pointant dans une direction θ donnée au voisinage de la normale au réseau, et pour un nombre N d'éléments rayonnants, l'ouverture est donnée par la relation [6] :

$$\delta\theta = \frac{0,8858 \times \lambda}{N \times d \times \cos(\theta)} \tag{2.1}$$

Il en découle qu'une bonne résolution angulaire nécessite un nombre important d'antennes, rendant l'architecture de plus en plus complexe et coûteuse. Le Radar MIMO se présente

comme une solution viable permettant de réduire considérablement le nombre d'antennes tout en gardant un bon compromis performances/coût système.

Le terme "MIMO" (*Multiple-Input Multiple-Output*) indique l'utilisation de plusieurs antennes d'émission et de réception [7, 8] et a été emprunté aux systèmes de télécommunications qui exploitent d'une part la diversité spatiale pour minimiser la probabilité d'apparition des phénomènes de "*fading*". En effet, les signaux émis subissent différents "*fading*" indépendants (en fonction du chemin optique emprunté), ce qui permet de garder un rapport signal à bruit quasi-constant à la réception. D'autre part, les signaux émis sont orthogonaux, cela permet d'augmenter la capacité du canal et donc le débit comparé au cas SISO (Single-Input Single-Output) [9].

Le concept MIMO a été appliqué pour la première fois dans le domaine des systèmes radars en 1984 par l'ONERA et THOMSON-CSF sur le RIAS (Radar à Impulsion et Antenne Synthetiques) [10, 11]. Bien que ce système n'adoptât pas encore le terme MIMO, il était constitué de plusieurs d'antennes d'émission émettant des signaux orthogonaux et de plusieurs antennes de réception permettant de collecter les signaux dédiés à la formation de faisceau, au filtrage doppler, à l'estimation de la signature radar (*Radar Cross Section, RCS*) des cibles. Les émetteurs et récepteurs étaient largement espacés, ainsi les auteurs exploitaient la diversité spatiale pour réduire les fluctuations da la RCS des cibles sans se soucier de la résolution. Finalement, ce n'est qu'en fin d'année 2003 que le terme Radar MIMO a été introduit par Bliss [7], indiquant l'utilisation de plusieurs antennes d'émission et de réception comme le montre la figure 2.2. En plus de la diversité spatiale, l'auteur démontre la capacité du MIMO à améliorer la résolution sans avoir à augmenter le nombre d'antennes. Cela est rendu possible grâce à la mesure de toutes les fonctions de transfert du canal liant chaque couple d'émetteur/récepteur à la cible, cela revient à créer un réseau virutel (en post-traitement) généralement plus grand que le réseau physique comme il sera démontré plus en détails dans la suite.

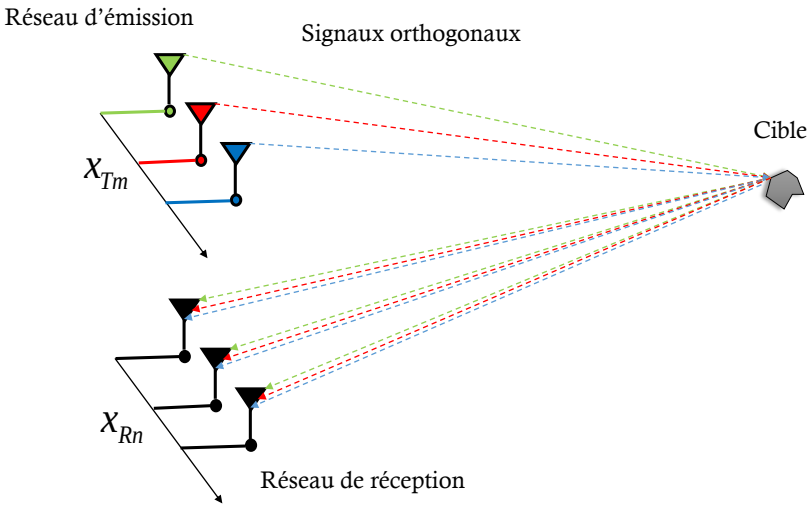


FIGURE 2.2 – Illustration du principe Radar MIMO.

De plus, contrairement au réseau phasé qui est limité à la transmission d'une seule forme d'onde dupliquée sur chacune des antennes, le réseau MIMO a la capacité de transmettre des signaux orthogonaux favorisant une large illumination de la scène et une facilité de mesure simultanée des informations nécessaires à la reconstruction d'images. Néanmoins, la notion d'orthogonalité des signaux émis n'est pas une condition sine qua non au principe MIMO. Dès lors, la mesure des fonctions de transfert du canal peut se faire de différentes manières : soit avec des signaux cohérents émis séquentiellement (pour un système à commutation), soit avec des signaux orthogonaux (pour un système à acquisition simultanée), l'objectif étant de distinguer les fonctions de transfert pour chaque couple émetteur/récepteur.

D'un point de vue de la disposition du réseau d'émission et de réception, le Radar MIMO adopte deux types de configurations principales : le Radar MIMO statistique et le Radar MIMO cohérent comme le montre la figure 2.3.

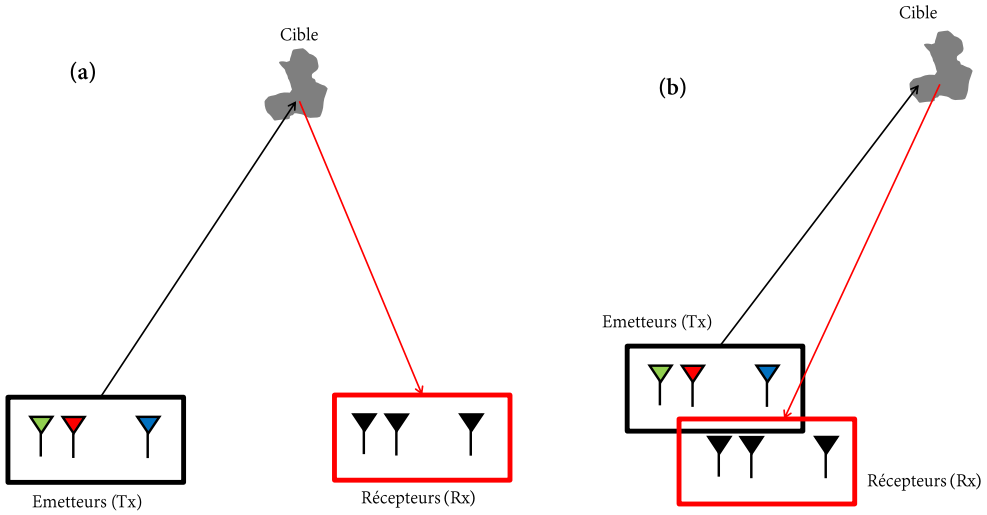


FIGURE 2.3 – Différentes configurations de Radar MIMO. (a) Radar MIMO statistique : les émetteurs et récepteurs sont largement espacés. (b) Radar MIMO cohérent : les émetteurs et récepteurs sont colocalisés.

- **Radar MIMO statistique** : les émetteurs et récepteurs sont largement espacés de manière à voir la cible sous divers angles d'incidences et donc de réduire les fluctuations de la réflectivité de la cible [8]. Cette configuration permet d'améliorer la robustesse de détection de la cible grâce à la diversité spatiale [12, 13]. Un exemple d'application est le RIAS cité précédemment [10]. Cependant, la disposition des antennes rend la modélisation de la cible et le traitement des données beaucoup plus complexes.

- **Radar MIMO cohérent** : contrairement au cas statistique, les émetteurs et récepteurs sont colocalisés (ou étroitement espacés) rendant possible la goniométrie [14]. Dans ce cas, on suppose que la réflectivité de la cible est la même (puisqu'elle est vue sous un même angle) avec un retard relativement faible entre chaque couple d'antennes (émet-

teur/récepteur). Le réseau d'antennes peut être clairsemé afin d'optimiser les performances de détection de la cible. En d'autres termes, les performances du Radar MIMO peuvent être caractérisées par le réseau virtuel qui est le résultat de la convolution spatiale entre le réseau d'émission et de réception. Il est donc possible d'adapter un réseau d'antennes physique pour créer un réseau virtuel généralement plus grand permettant d'améliorer la résolution. Toutefois, l'amélioration de la résolution impacte inévitablement le niveau des lobes secondaires et donc la dynamique de l'image. De ce fait, le design du réseau d'antennes requiert un compromis entre le niveau des lobes secondaires et la résolution.

Dans le contexte de la thèse, la seconde configuration semble plus adaptée, elle constituera donc la base de tous les concepts qui seront développés dans la suite. Le paragraphe suivant illustre le principe du Radar MIMO cohérent en s'appuyant sur des études comparatives avec des Radars conventionnels de type SIMO (*Single-Input Multiple-Output*) et SAR (*Synthetic Aperture Radar*).

2.3 Comparaison du Radar MIMO aux Radars conventionnels

Afin de mettre en évidence les avantages du Radar MIMO par rapport aux Radars conventionnels, il convient de présenter les outils mathématiques nécessaires qui serviront dans la suite, à préciser que les notations utilisées ici sont propres à ce chapitre. Les formulations italiques désignerons des scalaires (par exemple a), la police minuscule gras pour les vecteurs colonnes ou lignes (par exemple $\mathbf{a}$) et Majuscule gras pour les matrices (par exemple $\mathbf{A}$). Les symboles, $(.)^{\dagger}$, $(.)^{*}$ représentent respectivement la transposée conjuguée (conjuguée hermitienne), et la conjuguée élément par élément. Le produit de convolution est représenté par le symbole $*$, et le produit élément par élément (produit d'Hadamard) est donné par $\odot$. La norme d'un vecteur $\vec{a}$ est donnée par $|\vec{a}|$ ou a. L'élément de la ligne m et de la colonne n de la matrice $\mathbf{A}$ est notée $\mathbf{A}_{m,n}$. Les termes Tx et Rx seront très souvent utilisés et désigneront respectivement les antennes d'émission et de réception.

- (x_{Tm}, y_{Tm}) : coordonnées cartésiennes de l'antenne m du réseau d'émission.
- (x_{Rn}, y_{Rn}) : coordonnées cartésiennes de l'antenne n du réseau de réception.
- $\mathbf{r}_T$: vecteur position des antennes Tx.
- $\mathbf{r}_R$: vecteur position des antennes Rx.
- $\mathbf{g}_T(x)$: fonction de distribution spatiale des Tx.
- $\mathbf{g}_R(x)$: fonction de distribution spatiale des Rx.
- $\vec{u}$: vecteur d'orientation du réseau d'émission (ou de réception) à la cible.
- $\mathbf{a}_T(u)$: facteur de réseau des Tx.
- $\mathbf{a}_R(u)$: facteur de réseau des Rx.
- $\mathbf{a}(u)$: facteur de réseau du réseau virtuel MIMO.
- M : nombre de Tx.
- N : nombre de Rx.
- N_V : nombre d'antennes virtuelles.

- d_T : pas du réseau d'émission.
- d_R : pas du réseau de réception.
- f : la fréquence
- k : la norme du vecteur d'onde plane
- N_s : nombre d'échantillons fréquentiels.
- N_p : nombre de pixels de l'image.
- $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times M \times N_s}$: matrice des interactions émetteurs-cible-récepteurs.
- $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M \times N_s}$: fonction de transfert du canal réel.
- $\sigma \in \mathbb{C}$ indique la réflectivité de la cible.
- vec($\mathbf{X}$) indique un vecteur ligne obtenu en concaténant les colonnes de la matrice $\mathbf{X}$.

2.3.1 Formation de faisceau classique

Ce paragraphe présente un cas de formation de faisceau numérique conventionnel en considérant les hypothèses suivantes :

- le réseau est constitué de 3 antennes en configuration monostatique,
- les antennes sont isotropes et espacées de d,
- la cible est supposée ponctuelle et à SER [1] isotrope,
- tous les rayons en direction de la cible sont parallèles (condition de champ lointain),
- les pertes en espace libre sont ignorées.

La figure 2.4 présente le scénario radar dans lequel les antennes sont nommées A, B, C et positionnées en $\{-d, 0, d\}$ ($d = |\vec{d}|$). L'antenne B placée au centre du repéré est prise comme référence de phase. La cible est placée en un point P de l'espace porté à un angle θ_0 par rapport à la normale du réseau.

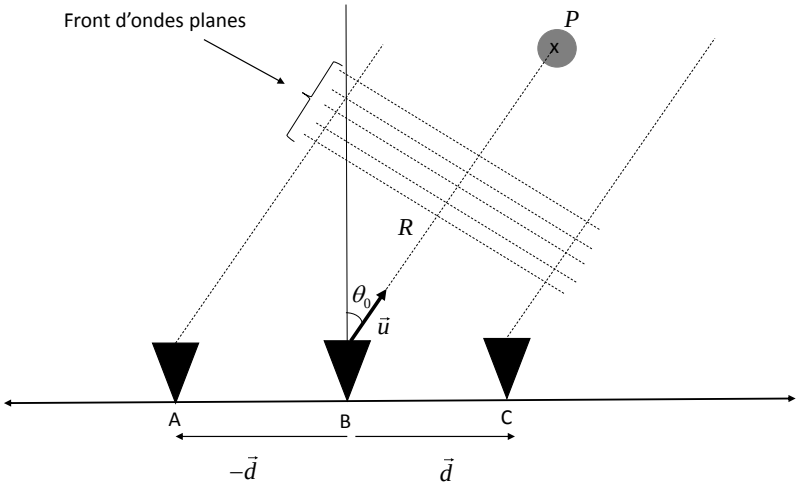


FIGURE 2.4 – Réseau de 3 antennes isotropes pointant dans la direction d'une cible à SER isotrope.

Pour une direction $\vec{u}$ d'observation, le vecteur d'onde est donnée par $\vec{k} = \frac{2\pi}{\lambda}.\vec{u} = k.\vec{u}$ et la distance $|\overrightarrow{BP}| = R$.

1. Surface Équivalente Radar

Partant de ces considérations, le signal émis et reçu par l'antenne C parcourt 2 fois la distance $|\overrightarrow{CP}|$ (trajet aller-retour). Le déphasage h_C subi par le signal s'écrit donc :

$$h_C = \exp(-j2\overrightarrow{k}.\overrightarrow{CP}) \tag{2.2}$$

ce qui peut également s'écrire :

$$\begin{aligned} h_C &= \exp(-j2k.\overrightarrow{u}.\overrightarrow{CP}) \\ &= \exp(-j2k.\overrightarrow{u}.(\overrightarrow{BP} - \overrightarrow{d})) \\ &= \exp(-j2k.\overrightarrow{u}.\overrightarrow{BP}) \times \exp(j2k.\overrightarrow{u}.\overrightarrow{d}) \\ &= \exp(-j2k.R) \times \exp(j2k.\overrightarrow{u}.\overrightarrow{d}) \end{aligned} \tag{2.3}$$

Le vecteur $\overrightarrow{d}$ peut s'écrire $\overrightarrow{d} = \frac{\overrightarrow{d}}{|\overrightarrow{d}|} \times d$. En remplaçant cette expression dans l'équation 2.3, on obtient :

$$\begin{aligned} h_C &= \exp(-j2k.R) \times \exp(j2k.\overrightarrow{u}.\frac{\overrightarrow{d}}{|\overrightarrow{d}|} \times d) \\ &= \exp(-j2k.R) \times \exp(j2\zeta.d) \end{aligned} \tag{2.4}$$

Avec $\zeta = k.\overrightarrow{u}.\frac{\overrightarrow{d}}{|\overrightarrow{d}|}$. De la même manière, les déphasages subits par les signaux émis et reçus par les antennes A et B sont donnés par :

$$h_A = \exp(-j2k.R) \times \exp(-j2\zeta.d) \tag{2.5}$$

$$h_B = \exp(-j2k.R) \times \exp(j\zeta 0.d) \tag{2.6}$$

La matrice du canal obtenue après commutation de chaque antenne est donnée par l'équation 2.7. Le terme $\exp(-j2k.R)$ étant commun à chacun des trajets, il sera ignoré pour une facilité de lecture. Le contenu de cette matrice est similaire à celui d'un système SAR-SISO (Single Input Single Output) dans lequel l'antenne est déplacée séquentiellement au point A, B et C.

$$\mathbf{H}_{SAR} = \begin{pmatrix} \exp(j\zeta 2d) & 0 & 0 \\ 0 & \exp(j\zeta 0d) & 0 \\ 0 & 0 & \exp(-j\zeta 2d) \end{pmatrix} \tag{2.7}$$

De même dans une configuration SIMO (*Single-Input and Multiple-Output*) dans laquelle une seule antenne émet (par exemple B) et toutes les antennes reçoivent (A,B et C), la fonction de transfert est donnée par l'équation 2.8.

$$\mathbf{H}_{SIMO} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \exp(j\zeta d) & \exp(j\zeta 0d) & \exp(-j\zeta d) \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{2.8}$$

Les matrices définies par les équations 2.7 et 2.8 sont utilisées à postériori pour réaliser une formation de faisceau numérique. Cependant, elles ne sont pas entièrement exploitées : elles présentent des éléments nuls pour une configuration de type SAR ou SIMO. La mesure de toutes les fonctions de transfert $\mathbf{H}_{m,n}$ constitue donc un degré de liberté supplémentaire à la formation de faisceau. Le paragraphe suivant présente le cas du Radar MIMO dans lequel tous les éléments de la matrice du canal sont pris en compte.

2.3.2 Formation de faisceau MIMO

En supposant que le réseau d'antennes de la figure 2.4 est utilisé en configuration MIMO, chaque antenne émet un signal qui est non corrélé aux autres signaux [16]-[17]. Cela permet d'une part, d'illuminer instantanément une plus grande zone de couverture (comparé au Radar SAR et SIMO) et d'autre part, d'avoir accès à tous les éléments de la matrice du canal. Ainsi, à partir des équations définies dans le paragraphe précédent, la matrice des fonctions de transfert du canal MIMO peut donc s'écrire :

$$\mathbf{H}_{MIMO} = \begin{pmatrix} \exp(j\zeta 2d) & \exp(j\zeta d) & \exp(j\zeta 0d) \\ \exp(j\zeta d) & \exp(j\zeta 0d) & \exp(-j\zeta d) \\ \exp(j\zeta 0d) & \exp(-j\zeta d) & \exp(-j\zeta 2d) \end{pmatrix} \tag{2.9}$$

En partant de cette caractéristique générale du réseau MIMO, les systèmes radar traditionnels peuvent être considérés comme un cas particulier du MIMO.

- Le SAR peut être considéré comme une particularité du système MIMO, bien qu'il soit constitué d'une seule antenne déplacée mécaniquement ou de plusieurs antennes adressées séquentiellement. La position de ces antennes est enregistrée pour le traitement conjoint des informations collectées [18]. La différence majeure entre le SAR conventionnel et le MIMO, est que le SAR ne permet pas d'avoir la matrice complète du canal pour chaque couple Tx/Rx. D'une manière équivalente on pourrait dire qu'on ne mesure que la diagonale de la matrice du canal $\mathbf{H}_{MIMO}$ [15, 19].

  NB : *Il convient de préciser que le terme SAR employé ici désigne un réseau SISO (Single Input Single Output) commuté dans lequel chaque antenne émet et reçoit séquentiellement. Il ne faut donc pas confondre à la technique SAR aéroportée connue de la communauté scientifique (le principe reste quasi-identique sur une petite échelle).*

- La configuration SIMO (une seule antenne émet et plusieurs reçoivent) correspond à une seule ligne ou une seule colonne de la matrice $\mathbf{H}_{MIMO}$. Ce type de Radar est généralement connu sous le nom de Radar à réseau phasé [20].

- Le MIMO contient toutes les informations de la matrice du canal, ce qui augmente la probabilité de détection et/ou d'estimation de l'angle d'arrivée des signaux reçus.

À titre comparatif, la figure 2.5 présente les facteurs de réseau équivalent dans le cas où le réseau de la figure 2.4 est utilisé en configuration SAR, SIMO et MIMO. Les antennes sont espacées de $d = 0,7 \times \lambda$, λ étant la longueur d'onde correspondant à une fréquence de 3 GHz. Ces facteurs de réseau sont calculés à partir des équations 2.7, 2.8 et 2.9 en posant $\zeta = k\sin(\theta)$ (avec $\theta \in [-90 : 90]$), et en sommant toutes les contributions des éléments des matrices considérées.

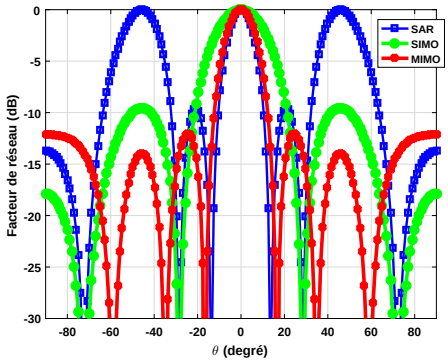


FIGURE 2.5 – Comparaison des facteurs de réseau pour le cas SAR, SIMO, et MIMO.

Le facteur de réseau SAR présente une ouverture angulaire relativement faible de l'ordre de 13°, cependant, il présente des lobes de réseau pouvant engendrer des images fantômes. L'angle d'ouverture du SIMO est relativement plus large de l'ordre de 25°, mais ne présente pas de lobes de réseau. Le MIMO quant à lui, regroupe l'avantage des deux configurations et le meilleur compromis ouverture angulaire/niveau de lobes secondaires. La résolution angulaire de 14° approxime celle du réseau SAR avec un niveau de lobes secondaires relativement bas, ce qui contribue à l'amélioration de la dynamique. Ces avantages sont liés à l'exploitation de tous les éléments de la matrice du canal pour une formation de faisceau en émission et en réception permettant d'introduire la notion de réseau virtuel.

2.4 Notions de réseaux virtuels

2.4.1 Canal MIMO

En se basant toujours sur le réseau d'antennes de la figue 2.4, il a été démontré au paragraphe précédent que la fonction de transfert du canal est donnée par la matrice 2.9. La structure de la matrice permet de faire deux remarques importantes :

- La première concerne les différents déphasages créés par le réseau physique qui permet de considérer un réseau virtuel constitué de 5 antennes. Ce réseau est équivalent à un

réseau SIMO dans lequel les éléments sont placés en $\{-2d, -d, 0, d, 2d\}$. Ainsi, à partir d'un réseau physique, il est possible de créer un réseau virtuel plus grand, offrant la possibilité d'améliorer la résolution sans avoir à augmenter le nombre d'antennes.

- La seconde est la répétition des termes de phase dans la matrice pour ce cas particulier de configuration linéaire. Il est donc essentiel de tenir compte de ces redondances lors de la formation de faisceau. En d'autres termes, chacune des antennes virtuelles se verrait pondérée par un poids égal au nombre de redondances dans la matrice. Cela permet de minimiser le niveau de lobes secondaires et donc d'améliorer la dynamique. Dans la mesure où aucune redondance n'est autorisée, les antennes peuvent être suffisamment espacées pour créer un réseau virtuel plus grand (respectant les critères d'échantillonnage de Nyquist).

2.4.2 Réseau Virtuel MIMO

Soit à considérer un réseau constitué de M émetteurs (Tx) et N récepteurs (Rx) uniformément espacés, les positions des antennes peuvent être définies comme suit :

$$x_T = m \times d_T, m = \{0, 1, 2, ..., M-1\}. \tag{2.10}$$

$$x_R = n \times d_R, n = \{0, 1, 2, ..., N-1\}. \tag{2.11}$$

Avec d_T et d_R respectivement les espaces entre les antennes Tx et les antennes Rx. La fonction de distribution des antennes Tx et Rx sont respectivement données par :

$$\mathbf{g}_T(x) = \sum_{m=0}^{M-1} \delta(x - x_T) \tag{2.12}$$

$$\mathbf{g}_R(x) = \sum_{n=0}^{N-1} \delta(x - x_R) \tag{2.13}$$

Le facteur de réseau lié aux fonctions de distribution spatiale en émission et en réception est donné par l'équation 2.14 [21] :

$$\begin{aligned}
\mathbf{a}(\theta) &= \sum_{x_T} \sum_{x_R} \mathbf{g}_T(x) e^{-ikx_T \sin(\theta)} \mathbf{g}_R(x) e^{-ikx_R \sin(\theta)} dx_T dx_R \\
&= \underbrace{\sum_{x_T} \mathbf{g}_T(x) e^{-ikx_T \sin(\theta)} dx_T}_{\mathbf{a}_T(\theta)} \times \underbrace{\sum_{x_R} \mathbf{g}_R(x) e^{-ikx_R \sin(\theta)} dx_R}_{\mathbf{a}_R(\theta)} \\
&= FT[\mathbf{g}_T(x)] \times FT[\mathbf{g}_R(x)] \\
&= FT[\mathbf{g}_T(x) * \mathbf{g}_R(x)]
\end{aligned} \tag{2.14}$$

$FT[.]$ désigne la transformée de Fourier spatiale. L'équation 2.14 indique que le facteur de réseau effectif résulte du produit des facteurs de réseau $\mathbf{a}_T(\theta)$ et $\mathbf{a}_R(\theta)$. Cela revient également à effectuer la transformée de Fourier spatiale du produit de convolution des distributions spatiales

$g_T(x)$ et $g_R(x)$. Par conséquent, le réseau effectif également appelé réseau virtuel est défini par sa fonction de distribution spatiale donnée par l'équation 2.15 :

$$\mathbf{g}_V(x) = \mathbf{g}_T(x) * \mathbf{g}_R(x) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \delta(x - (x_T + x_R)) \tag{2.15}$$

Ainsi, en combinant les équations 2.10, 2.11 et 2.14, le facteur de réseau MIMO peut s'écrire comme suit :

$$\mathbf{a}(\theta) = FT[\mathbf{g}_V(x)] = \sum_{x_T} \sum_{x_R} \mathbf{g}_T(x)\mathbf{g}_R(x) e^{-ik(md_T + nd_R)\sin(\theta)} dx_T dx_R \tag{2.16}$$

En posant $\beta = d_R \sin(\theta)$ et $\gamma = d_T/d_R$, l'équation 2.16 devient :

$$\mathbf{a}(\theta) = \sum_{x_T} \sum_{x_R} \mathbf{g}_T(x)\mathbf{g}_R(x) e^{-ik\beta(m\gamma + n)} dx_T dx_R \tag{2.17}$$

Exemple 1 : Réseau d'antennes uniformément espacées ($\gamma = 1$)

La figure 2.6 montre le réseau virtuel résultant pour une configuration $M = N = 4$ et $d_T = d_R = d$.

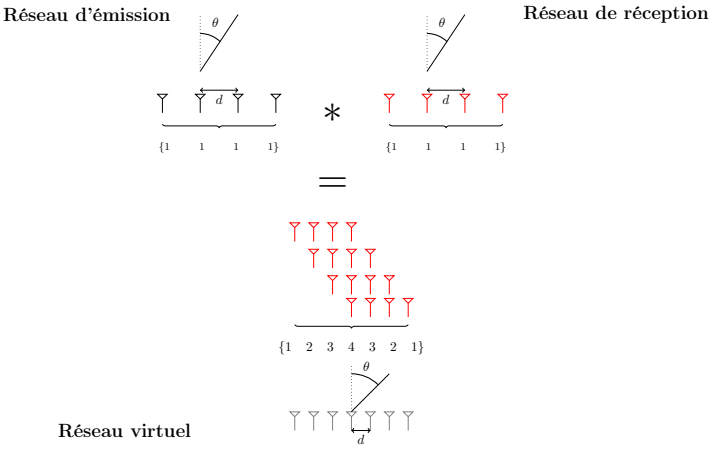


FIGURE 2.6 – Réseau Virtuel avec $\gamma = 1$.

Ainsi :

- en **Émission** : $\{\underbrace{1\ \ 1\ \ 1\ \ 1}_{4}\}$
- en **Réception** : $\{\underbrace{1\ \ 1\ \ 1\ \ 1}_{4}\}$
- **réseau virtuel** : $\{\underbrace{1\ \ 2\ \ 3\ \ 4\ \ 3\ \ 2\ \ 1}_{7}\}$

Dans ce cas, le réseau virtuel est constitué de 7 antennes uniformément espacées de d. D'une manière générale avec un réseau de M antennes d'émission et N antennes de réception, le réseau virtuel est constitué de $M + N - 1$ antennes si $d_T = d_R$ et présente des éléments redondants. Il convient donc d'appliquer des pondérations en amplitude (lors de la formation de faisceau) sur l'élément redondant en fonction du nombre de répétitions.

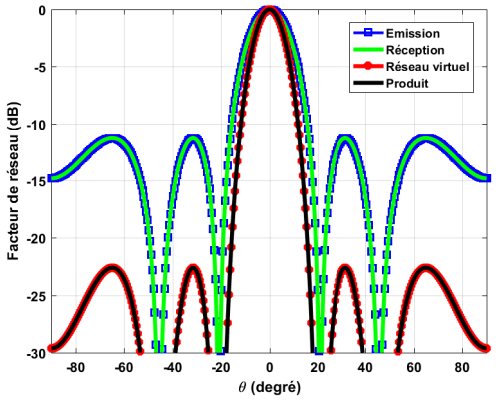


FIGURE 2.7 – Facteurs de réseau normalisé avec $\gamma = 1$ à 3 GHz.

La figure 2.7 présente le facteur de réseau résultant pour un espacement de $d = 0,7\lambda$ (à 3 GHz), λ étant la longueur d'onde de travail. Cette configuration permet de minimiser le niveau de lobes secondaires (liés aux facteurs de réseaux des Tx et Rx) et d'améliorer légèrement la résolution. Il est possible d'optimiser la résolution en espaçant les antennes de manière à avoir un réseau physique clairsemé. Cela contribue à la réduction des redondances dans la matrice du canal mais en contrepartie, le niveau des lobes secondaires augmente. D'autres types de configuration permettent l'optimisation de la résolution sans dégrader la dynamique, notamment les réseaux à pas non-identiques ou de type log périodique [15]. Le paragraphe suivant donne un exemple de réseau à pas non-identiques.

Exemple 2 : Réseau d'antennes espacées de manière non uniforme ($\gamma = 1/M$)

Dans cet exemple, les pas entre éléments sont choisis de sorte à respecter la relation $d_R = M \times d_T$, avec $M = N = 4$. Le terme $\{m\gamma + n\}$ prend donc les valeurs $\{0, 1, ..., M \times N - 1\}$ correspondants aux positions des $M \times N = 16$ éléments virtuels créés à partir de $M + N = 8$ éléments physiques. Ainsi :

- en **Émission** : $\{\underbrace{1\ \ 1\ \ 1\ \ 1}_{M}\}$
- en **Réception** : $\{\overbrace{1\ \underbrace{0\ \ 0\ \ 0}_{M\text{-}1}}^{1}\ \overbrace{1\ \underbrace{0\ \ 0\ \ 0}_{M\text{-}1}}^{2}\cdots\overbrace{1\ \underbrace{0\ \ 0\ \ 0}_{M\text{-}1}}^{N}\}$
- **réseau virtuel** : $\{\underbrace{1\ \ 1\ \ 1\ \ \cdots 1}_{M \times N}\}$

La figure 2.8 montre le réseau équivalent obtenu à partir des réseaux physiques tels décrits précédemment. L'avantage de cette configuration réside en l'amélioration de la résolution avec très peu d'antennes tout en gardant le niveau de lobes secondaires relativement bas comme le montre la figure 2.9. En effet, le réseau Tx respecte les conditions d'échantillonnage de Nyquist tandis que les Rx sont largement espacés pour créer une ouverture plus grande, ce qui explique le faisceau relativement étroit et l'apparition de lobes de réseau du facteur $\mathbf{a}_R(\theta)$. Ces lobes coïncident avec les zéros de rayonnement du facteur $\mathbf{a}_T(\theta)$, ce qui favorise l'amélioration de la résolution tout en garantissant l'absence des lobes de réseau.

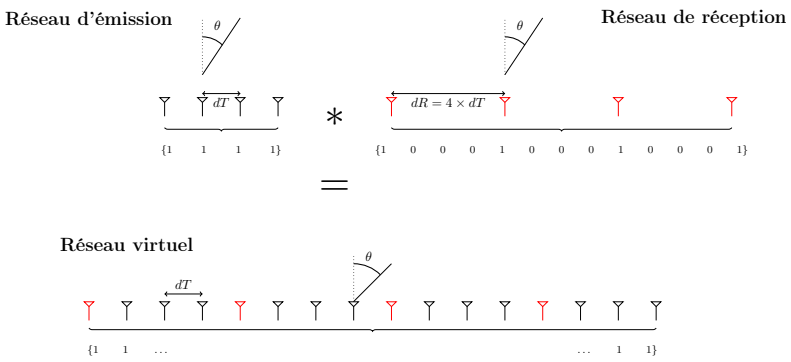


FIGURE 2.8 – Réseau Virtuel avec $\gamma = 1/m_T$.

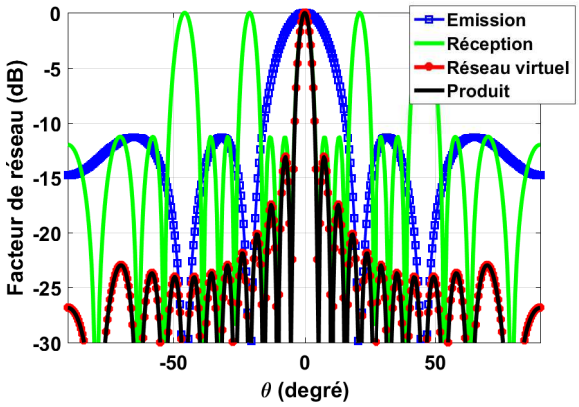


FIGURE 2.9 – Facteur de réseau normalisé avec $\gamma = 1/m_T$ à 3 GHz.

Exemple 3 : Cas d'un réseau 2D

La notion de réseau virtuel introduite précédemment est extensible à un réseau 2D. En effet, en considérant le système de coordonnées sphériques dans lequel l'axe z est normal au plan du réseau (voir figure 2.10), les facteurs de réseau $\mathbf{a}_T(\xi,\eta)$ et $\mathbf{a}_R(\xi,\eta)$ sont respectivement donnés par les équations suivantes :

$$\mathbf{a}_T(\xi,\eta) = \iint_{x_T y_T} g_T(x,y) e^{-ik(x_{Tx}\xi + y_{Tx}\eta)} dx_T dx_R \tag{2.18}$$

$$\mathbf{a}_R(\xi,\eta) = \iint_{x_R y_R} g_R(x,y) e^{-ik(x_{Rx}\xi + y_{Rx}\eta)} dx_T dx_R \tag{2.19}$$

avec $(\xi,\eta) = (sin(\theta)cos(\phi), sin(\theta)sin(\phi))$ les cosinus directeurs.
Le facteur de réseau virtuel est donc donné par l'équation 2.20 :

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\xi,\eta) &= \mathbf{a}_T(\xi,\eta) \times \mathbf{a}_R(\xi,\eta) \\ &= FT_{2D}[g_T(x,y)] \times FT_{2D}[g_R(x,y)] \\ &= FT_{2D}[g_T(x,y) * g_R(x,y)] \end{aligned} \tag{2.20}$$

La figure 2.11 donne un exemple de réseau 2D MIMO avec $M = N = 8$ éléments, ainsi que

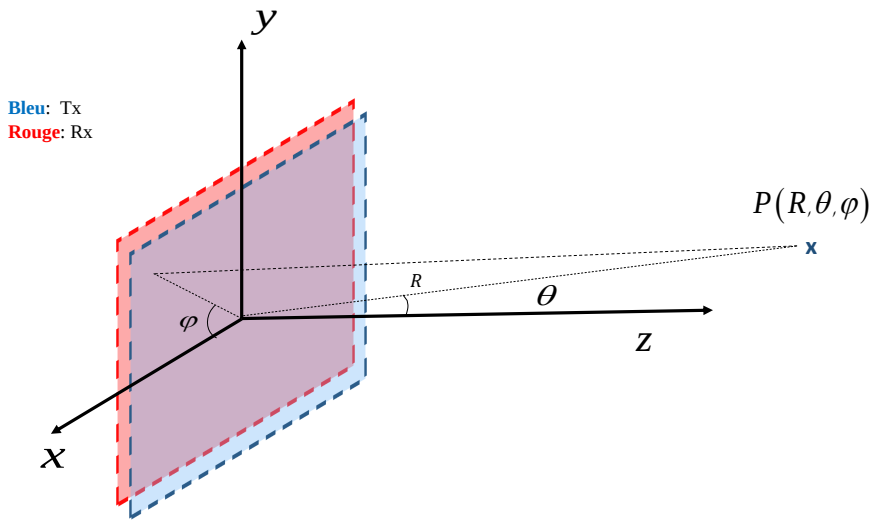


FIGURE 2.10 – Géométrie d'un réseau MIMO 2D.

le réseau virtuel et le facteur de réseau correspondant tracé à 3 GHz.

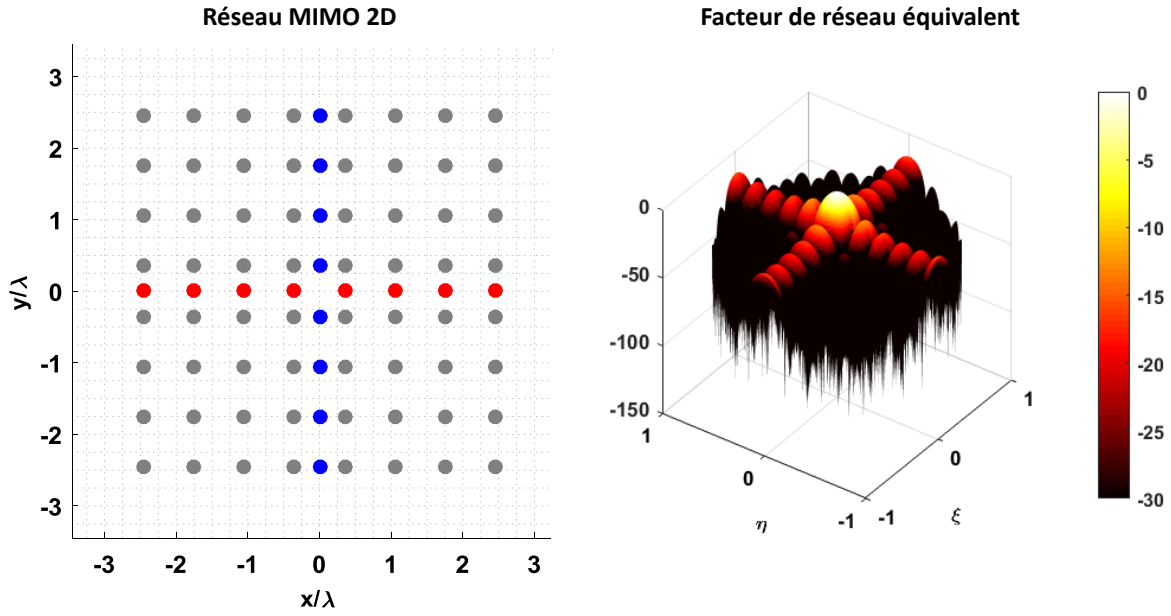


FIGURE 2.11 – Exemple de géométrie de réseau MIMO 2D et facteur de réseau correspondant. En bleu les Tx et en rouge les Rx.

2.4.3 Quelques directives de design d'un réseau MIMO

Le paragraphe précédent a permis d'introduire la notion de réseau virtuel dictant les caractéristiques du facteur de réseau effectif dans le cas du MIMO. En outre, plusieurs configurations des réseaux physiques Tx et Rx peuvent aboutir au même réseau virtuel, cependant, la configuration optimale permettant d'atteindre une meilleure résolution avec le moins d'antennes possibles est l'utilisation soit de même nombre de Tx et Rx, ou des nombres relativement proches. À titre

d'exemple, pour avoir $N_v = 64$ éléments dans un réseau virtuel 2D, les configurations possibles sont : 1x64 (Tx/Rx), 2x32 (Tx/Rx), 4x16 (Tx/Rx) et 8x8 (Tx/Rx). La première configuration nécessite au total 64 antennes, la seconde 34, la troisième 20, tandis que la dernière n'en requiert que 16 au total. À l'évidence, la dernière configuration permet de minimiser le nombre d'antennes et donc de voies RF tout en garantissant la même résolution. La conception du réseau physique semble être un point de départ incontournable pour la mise en œuvre d'un système d'imagerie MIMO. D'une manière générale, proposer une architecture de réseau idéale pour une application en imagerie n'est pas une tâche aisée. Cette optimisation est liée à la géométrie du réseau et à la bande de fréquence de fonctionnement.

Ce paragraphe propose néanmoins quelques directives qui peuvent aider à choisir un réseau approprié. Ces choix visent d'une part, à garantir une qualité visuelle d'images d'un point de vue du traitement du signal, et d'autre part à faciliter la réalisation du système d'imagerie plus tard en tenant compte des contraintes mécaniques. Il est clair que les propositions qui seront listées peuvent être adaptées ou omises en fonction de l'application visée.

- Le choix de la fréquence de fonctionnement et de la bande passante dépend de l'application visée. Pour des applications d'imagerie de type scanner d'aéroport, la bande millimétrique est privilégiée afin d'augmenter la probabilité de détection des objets, mais également de miniaturiser les composants électroniques. La bande passante Δf du système conditionne la résolution donnée par l'équation 2.21 [21]. Par conséquent, l'amélioration de la résolution temporelle passe inévitablement par l'augmentation de la bande passante.

$$\delta_z = \frac{c}{2\Delta f} \tag{2.21}$$

- La résolution spatiale est liée à la taille de l'ouverture virtuelle L_v créée par la convolution des fonctions de distribution $\mathbf{g}_T(x)$ et $\mathbf{g}_R(x)$. Ainsi en considérant la même ouverture suivant les axes x et y, la résolution spatiale est donnée par l'équation suivante [21] :

$$\delta_x = \delta_y = R.\lambda/L_v \tag{2.22}$$

  R étant la distance entre le plan du réseau d'antennes et le plan de l'image, λ la longueur d'onde de travail. Pour améliorer la résolution en gardant le même nombre d'éléments, il est possible d'espacer les antennes de manière à obtenir une plus grande ouverture virtuelle. En règle générale, les pas de réseaux sont choisis de manière à minimiser les lobes secondaires et/ou éviter l'apparition des lobes de réseau.

- Quelle que soit la configuration adoptée pour un réseau MIMO, les positions des émetteurs et des récepteurs sont interchangeables. En effet, le facteur de réseau résultant est le produit des facteurs $\mathbf{a}_T$ et $\mathbf{a}_R$. De plus la fonction de multiplication étant commutative, il est possible d'interchanger les positions des antennes Tx et Rx. Le choix de la topologie des Tx et Rx doit en revanche tenir compte du couplage éventuel entre les éléments. La

notion de réseau virtuel qu'offre le MIMO permet de minimiser le couplage entre éléments rayonnants lorsque les antennes sont clairsemées.

2.5 Formulation du problème inverse en imagerie MIMO

Soit à considérer un scénario d'imagerie MIMO défini dans un repère cartésien (ou sphérique en condition de champ lointain) comme décrit sur la figure 2.12. Les antennes sont placées dans le plan $z = 0$ et sont repérées par leur position $r_T = (x_T, y_T)$ et $r_R = (x_R, y_R)$. La zone à imager (contenant la cible) est discrétisée sur $\sqrt{N_p} \times \sqrt{N_p}$ pixels. Chaque échantillon de l'image est caractérisé par sa position $r = (x, y, z)$ dans le repère cartésien et sa réflectivité $\sigma(r)$.

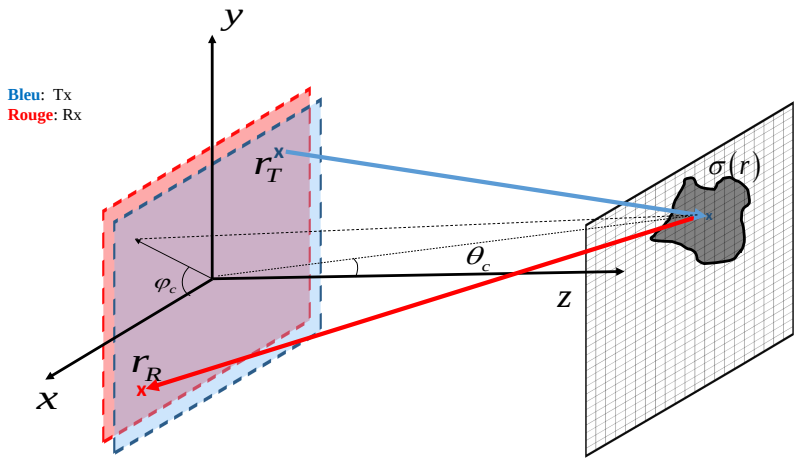


FIGURE 2.12 – Scénario d'imagerie d'un Radar MIMO 2D.

Pour un pixel i fixé de l'image, la première approximation de Born (voir Annexe A) permet de définir la mesure liée à l'interaction émetteurs-pixel-récepteurs. Ainsi, pour un couple d'antennes (m, n), cette mesure est donnée par l'équation suivante :

$$\mathbf{A}_{m,n} = \sum_{i=1}^{N_p} \frac{e^{-ik|r_{Tm}-r_i|}}{4\pi|r_{Tm}-r_i|}\sigma(r_i)\frac{e^{-ik|r_{Rn}-r_i|}}{4\pi|r_{Rn}-r_i|} \tag{2.23}$$

m et n indiquent respectivement les indices de l'antenne d'émission et de réception considérée. Les antennes sont supposées isotropes. Cette équation peut être réécrite (pour tous les couples Tx/Rx et tous les pixels) sous forme matricielle de la manière suivante :

$$\mathbf{A}(r_T, r_R, f) = \mathbf{A}(x_T, y_T, x_R, y_R, f) = \mathbf{\Psi}_T(r_T, r, f)\sigma(r)\mathbf{\Psi}_R(r_R, r, f) \tag{2.24}$$

Avec :

$$\mathbf{\Psi}_T(r_T, r, f) = \frac{e^{-ik|r_T-r|}}{4\pi|r_T-r|} \tag{2.25}$$

$$\mathbf{\Psi}_R(r_R, r, f) = \frac{e^{-ik|r_R-r|}}{4\pi|r_R-r|} \tag{2.26}$$

$$|r_T - r| = \sqrt{(x_T - x)^2 + (y_T - y)^2 + z^2} \tag{2.27}$$

$$|r_R - r| = \sqrt{(x_R - x)^2 + (y_R - y)^2 + z^2} \tag{2.28}$$

À une fréquence donnée, $[\mathbf{\Psi}_T(r_T, r, f)]_{M \times N_p}$ et $[\mathbf{\Psi}_R(r_R, r, f)]_{N_p \times N}$ désignent respectivement les fonctions de Green Tx (trajet entre les émetteurs et la cible) et Rx (trajet entre la cible et les récepteurs). Ces deux matrices dépendent donc du nombre de Tx (M) ou Rx (N), du nombre de pixels N_p de l'image et du nombre de points fréquentiels N_s. Par souci de simplification du problème, les réflectivités discrètes sont supposées constantes sur la bande considérée. La figure 2.13 illustre le produit matriciel défini par l'équation 2.24.

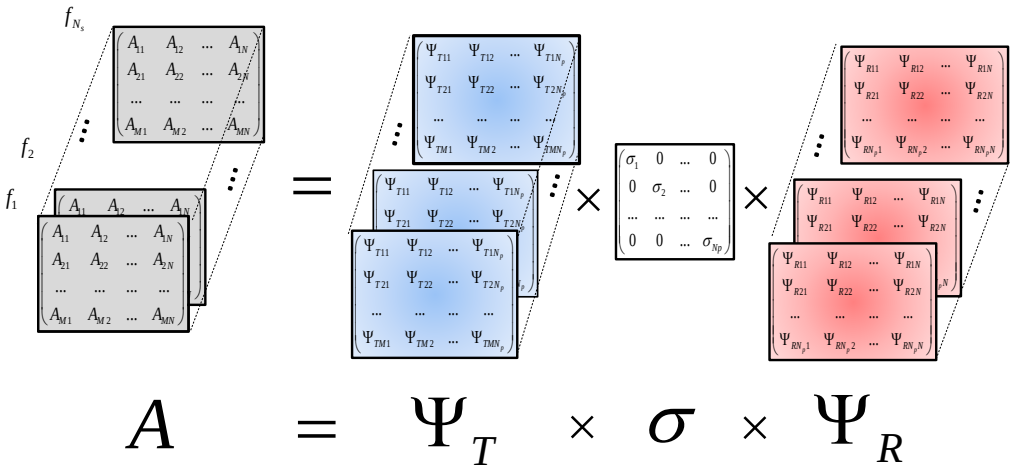


FIGURE 2.13 – Illustration et dimensions matricielles du problème d'imagerie MIMO.

L'imagerie d'une manière générale consiste en un ensemble de processus permettant la collecte des signaux relatifs à la réflectivité σ de la cible dans un volume donné ou en un point de l'espace. Cette collecte dépend d'un certain nombre de paramètres dont la géométrie du réseau d'antennes, la forme de l'objet, la distance d'imagerie, la fréquence et la bande de fonctionnement du système. L'agencement des antennes suppose plusieurs émetteurs et plusieurs récepteurs qui de préférence sont placés dans le même plan, les données collectées contiennent toutes les interactions Tx/Rx à toutes les fréquences. Ainsi, tous les pixels de l'image apportent une contribution à un ensemble des signaux collectés : on parle alors de cause à effet ou de problème direct. Le processus de reconstruction de l'image à partir des signaux mesurés est donc un problème inverse. Il s'agit ici de déterminer les causes des phénomènes (σ_i) à partir des données expérimentales $\mathbf{A}$ qui en sont les conséquences. Cette opération ne peut se faire qu'à partir d'un nombre limité de mesures réalisées. La matrice des fonctions de transfert est de taille $M \times N$ à une fréquence donnée tandis que l'image contient N_p pixels.

La résolution du problème inverse passe par une étape initiale qui consiste à décrire comment les paramètres du modèle (c'est-à-dire la cause σ_i) se traduisent en effets expérimentalement observables (c'est-à-dire la conséquence $\mathbf{A}$). À partir de ces observations expérimentales, la démarche va consister à approximer au mieux les paramètres qui rendent compte de ces mesures.

Cependant la conséquence peut avoir plusieurs causes, en d'autres termes, plusieurs fonctions de réflectivité de la cible peuvent conduire à un même ensemble de signaux collectés, on dit alors que le problème est mal posé d'un point de vue mathématique [10]. L'objectif des algorithmes d'imagerie est donc d'estimer la solution la plus vraisemblable $\hat{\sigma}$ à la solution exacte σ. Le paragraphe suivant présente les méthodes employées dans ce manuscrit pour la reconstruction d'images.

2.6 Méthodes de reconstruction de l'image

Il existe dans la littérature plusieurs solutions permettant de résoudre le problème inverse. Ce paragraphe introduit trois approches dont deux sont formulées dans le domaine spatial (ou angulaire) et une dans le domaine des fréquences spatiales. Dans le contexte de l'imagerie, la phase des signaux mesurés est très importante pour la reconstruction de l'image, c'est pourquoi dans la suite, les termes liés aux pertes en espace libre (1/R) seront ignorés pour faciliter la lecture.

2.6.1 Reconstruction d'images en condition de champ lointain

Dans un premier temps, la cible est supposée en condition de champ lointain (c'est-à-dire à une distance $R \gg 2L_v^2/\lambda$). Tous les rayons en direction de la cible sont parallèles et vus sous un même angle d'incidence par les émetteurs et récepteurs. Les coordonnées de la cible sont définies dans un repère sphérique. Dans ces conditions, l'équation 2.24 peut être réécrite sous la forme suivante [26] :

$$\mathbf{A}(r_T, r_R, f) \approx \sum_{\xi_c} \sum_{\eta_c} \sigma(\xi_c, \eta_c) e^{-ik((md_{Tx}+nd_{Rx})\xi_c + (md_{Ty}+nd_{Ry})\eta_c)} \tag{2.29}$$

où $(\xi_c, \eta_c) = (\sin(\theta_c)\cos(\phi_c), \sin(\theta_c)\sin(\phi_c))$ sont les cosinus directeurs liés aux angles d'incidence (θ_c, ϕ_c) de la cible. d_{Ti} et d_{Ri} sont les pas de réseau des antennes Tx et Rx suivant l'axe i $(i \in (x, y))$. Les indices $(m, n) \in \{0, 1, ..., (M, N)\}$ sont les positions d'antennes.

La résolution de cette équation consiste donc à appliquer des poids complexes permettant de mettre en phase toutes les contributions rayonnées dans la direction de la cible. D'une manière pratique, cela se fait en variant les angles θ et ϕ sur une grille discrétisée. Finalement, l'image est reconstruite à partir de l'équation 2.30.

$$\hat{\sigma}(\xi, \eta) \approx \sum_{f} \sum_{r_T} \sum_{r_R} \mathbf{A}(r_T, r_R, f) e^{+ik((md_{Tx}+nd_{Rx})\xi + (md_{Ty}+nd_{Ry})\eta)} \tag{2.30}$$

Pour des images 3D, la première sommation est omise, $\hat{\sigma}$ devient alors dépendant de 3 paramètres (ξ, η, f). L'efficacité de cet algorithme repose en la facilité et la flexibilité d'implémentation. Il s'agit d'une simple formation de faisceau numérique principalement adaptée à l'imagerie champ lointain. Dès lors, pour des applications en champ proche, il faudrait envisager d'autres algorithmes. Le paragraphe suivant présente quelques méthodes de reconstruction lorsque la cible est supposée en champ proche du réseau.

2.6.2 Reconstruction d'images en condition de champ proche

En condition de champ proche, les rayons en direction de la cible ne sont plus parallèles, par conséquent, les approximations faites dans le paragraphe précédent sont biaisées et l'algorithme de formation de faisceau numérique n'est plus adapté. Ce paragraphe présente deux méthodes permettant une reconstruction adaptée aux applications champ proche, l'une représentée dans le domaine spatial et l'autre dans le domaine de Fourier.

2.6.2.1 Représentation dans le domaine spatial

Les pixels de l'image sont repérés par leur position r_c dans l'espace comme décrit sur la figure 2.12. L'équation 2.24 peut être réécrite comme suit (les termes des pertes en espace libre sont ignorés) :

$$\mathbf{A}(r_T, r_R, f) \approx \sum_{r_c} \sigma(r_c) e^{-ik(|r_T - r_c| + |r_R - r_c|)} \tag{2.31}$$

La reconstruction de la réflectivité (pour chaque pixel du volume) se fait en rétro-propageant les données mesurées sur une grille discrète. L'image est reconstruite à partir de l'équation 2.32.

$$\hat{\sigma}(r) \approx \sum_{f} \sum_{r_T} \sum_{r_R} \mathbf{A}(r_T, r_R, f) e^{+ik(|r_T - r| + |r_R - r|)} \tag{2.32}$$

Cela revient à compenser le déphasage et à sommer toutes les contributions des couples Tx/Rx. Cette représentation du problème inverse est connue sous le nom d'algorithme de back-propagation ou de back-projection [23, 24, 25]. Cette méthode est simple à implémenter mais limitée par le temps de calcul. Une variante de cet algorithme permettant d'accélérer le calcul de l'image est présentée dans le paragraphe suivant.

2.6.2.2 Représentation dans le domaine des fréquences spatiales

Pour une meilleure illustration, la matrice des données mesurées $\mathbf{A}$ est exprimée en fonction de tous ses paramètres réels (x_T, y_T, x_R, y_R, f) et peut être représentée dans le domaine des fréquences spatiales. Dès lors, les conventions suivantes sont adoptées :

$$\mathcal{A}(kx_T, ky_T, kx_R, ky_R, f) = \mathscr{F}_{4D}[\mathbf{A}(x_T, y_T, x_R, y_R, f)] \tag{2.33}$$

$$\mathbf{A}(x_T, y_T, x_R, y_R, f) = \mathscr{F}_{4D}^{-1}[\mathcal{A}(kx_T, ky_T, kx_R, ky_R, f)] \tag{2.34}$$

$$E_T(kx_T, ky_T, r, f) = \mathscr{F}_{2D}[\mathbf{\Psi}_T(x_T, y_T, r, f)] \tag{2.35}$$

$$E_R(kx_R, ky_R, r, f) = \mathscr{F}_{2D}[\mathbf{\Psi}_R(x_R, y_R, r, f)] \tag{2.36}$$

La transformée de Fourier de la matrice $\mathbf{A}$ est calculée comme suit :

$$\begin{aligned}\mathcal{A}(kx_T, ky_T, kx_R, ky_R, k) &\approx \iiint_{xyz} \sigma(x,y,z)\mathscr{F}_{4D}[\mathbf{\Psi}_T(x_T, y_T, r, f).\mathbf{\Psi}_R(x_R, y_R, r, f)].dxdydz \\ &\approx \iiint_{xyz} \sigma(x,y,z) \underbrace{\mathscr{F}_{2D}[\mathbf{\Psi}_T(x_T, y_T, r, f)]}_{E_T(kx_T, ky_T, r, f)} . \underbrace{\mathscr{F}_{2D}[\mathbf{\Psi}_R(x_R, y_R, r, f)]}_{E_R(kx_R, ky_R, r, f)} .dxdydz\end{aligned} \tag{2.37}$$

avec $k = 2\pi f/c$, la norme du vecteur d'onde plane et c, la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique. Les termes $E_T(kx_T, ky_T, r, f)$ et $E_R(kx_R, ky_R, r, f)$ peuvent être déduits à l'aide d'une intégration asymptotique [21, 27] (voir démonstration en Annexe B) :

$$E_T(kx_T, ky_T, r, f) \propto e^{-jkx_T.x}.e^{-jky_T.y}e^{-j\sqrt{k^2-kx_T^2-ky_T^2}.z} \tag{2.38}$$

et

$$E_R(kx_R, ky_R, r, f) \propto e^{-jkx_R.x}.e^{-jky_R.y}e^{-j\sqrt{k^2-kx_R^2-ky_R^2}.z} \tag{2.39}$$

Ainsi l'équation 2.37 devient :

$$\begin{aligned}\mathcal{A}(kx_T, ky_T, kx_R, ky_R, k) = \iiint_{xyz} &\sigma(x,y,z)e^{-j(kx_T+kx_R)x}.e^{-j(ky_T+ky_R)y} \\ &\times e^{-j(\sqrt{k^2-kx_T^2-ky_T^2}+\sqrt{k^2-kx_R^2-ky_R^2})z}.dxdydz\end{aligned} \tag{2.40}$$

Une transformation $\mathcal{A}(kx_T, ky_T, kx_R, ky_R, k) \implies \mathcal{A}(kx, ky, kz)$ est effectuée, avec les composantes spectrales (k_x, k_y, k_z) définies comme suit (par association des ondes planes émises et reçues) :

$$k_x = kx_T + kx_R \tag{2.41}$$

$$k_y = ky_T + ky_R \tag{2.42}$$

$$k_z = kz_T + kz_R = \sqrt{k^2 - kx_T^2 - ky_T^2} + \sqrt{k^2 - kx_R^2 - ky_R^2} \tag{2.43}$$

kz_T et kz_R sont des grandeurs réelles, par conséquent un filtrage passe-haut dans le domaine des fréquences spatiales doit être appliqué, ainsi seules les données contenues dans la région vérifiant les relations définies par les équations 2.44 et 2.45 sont prises en compte.

$$k^2 - kx_T^2 - ky_T^2 \geq 0 \tag{2.44}$$

$$k^2 - kx_R^2 - ky_R^2 \geq 0 \tag{2.45}$$

Les modes respectant ces conditions correspondent aux ondes propageantes, dans le cas contraire, ce sont les ondes évanescentes dont l'amplitude décroit exponentiellement avec la distance. Le rôle du filtrage est de supprimer ces ondes évanescentes.

L'objectif est de convertir le vecteur fréquentiel k en une projection de fréquences spatiales (kx, ky, kz) par le biais des relations de dispersion définies par les équations 2.41, 2.42 et 2.43. La figure 2.14 présente un exemple de spectre des fréquences spatiales pour un réseau rectangulaire plein de 121 antennes (11 suivant l'axe x et 11 suivant y) fonctionnant dans la bande 2-4 GHz. La projection de ce spectre dans le plan des antennes (kx, ky) montre que la zone de couverture des vecteurs d'ondes planes (en bleu) est plus grande que l'ouverture du réseau physique de 11 x 11 éléments (en rouge) ; ce qui permet outre le facteur de réseau, de justifier la capacité du MIMO à améliorer la résolution spatiale.

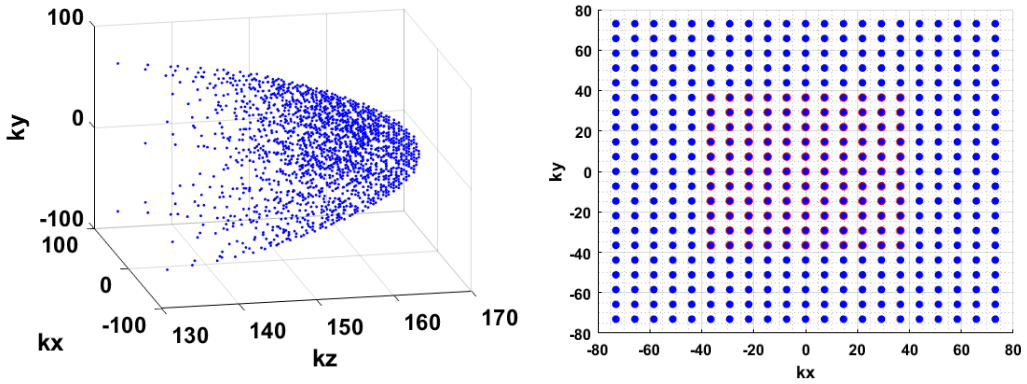


FIGURE 2.14 – Spectre des vecteurs d'ondes composites pour un réseau rectangulaire de 11x11, (à gauche) la vue en 3D et (à droite) la projection dans le plan (kx, ky).

À partir des relations de dispersion, l'équation 2.40 devient :

$$\mathcal{A}(kx, ky, kz) = \iiint_{xyz} \sigma(x, y, z) e^{-j(kx.x+ky.y+kz.z)}.dxdydz \tag{2.46}$$

Cette équation établit une relation de transformation de Fourier 3D entre la matrice mesurée et la fonction de réflectivité de la cible.

$$\mathcal{A}(kx, ky, kz) = \mathscr{F}_{3D}[\sigma(x, y, z)] \tag{2.47}$$

Par conséquent, l'image est reconstruite par une simple transformée de Fourier inverse sur les 3 dimensions :

$$\hat{\sigma}(x, y, z) = \mathscr{F}_{3D}^{-1}[\mathcal{A}(kx, ky, kz)] \tag{2.48}$$

La reconstruction de l'image peut se faire de manière ultra rapide à l'aide d'une transformation de Fourier rapide (*Fast Fourier Transform, FFT*) [5]. Cependant, l'utilisation efficace de cet algorithme requiert un échantillonnage à pas régulier de l'espace des fréquences spatiales

(kx, ky, kz). En raison de la relation non linéaire de l'équation 2.43, la répartition des échantillons n'est pas régulière, par conséquent une interpolation linéaire doit être appliquée à la matrice $\mathcal{A}(kx, ky, kz)$ afin de faire coïncider ses valeurs discrètes sur une grille d'échantillonnage régulière [27]. Cet algorithme est généralement connu sous le nom de *Range Migration Algorithm (RMA)* et une bonne description des méthodes d'interpolation de Stolt et des conditions à respecter est donnée dans la référence [28]. L'avantage de cet algorithme réside en la possibilité d'exploiter la robustesse et la rapidité de la transformée de Fourier rapide. Pour résumer, les différentes étapes de cet algorithme sont présentées sur le diagramme de la figure 2.15.

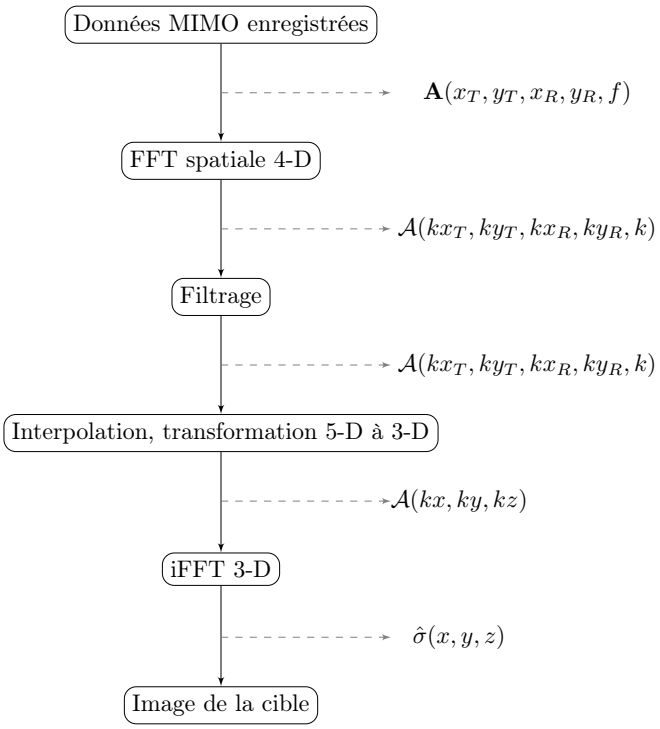


FIGURE 2.15 – Diagramme de l'algorithme RMA

2.7 Mise en œuvre expérimentale d'un banc de mesure Radar MIMO

Afin de valider toute la partie théorique présentée dans les paragraphes précédents, un banc de mesure a été mis en œuvre et ce paragraphe présente les résultats obtenus.

2.7.1 Présentation du banc de mesure

Le synoptique du montage est présenté par la figure 2.16. Une matrice de commutation 4 vers 16 est utilisée pour l'adressage des différentes antennes. Cette matrice est reliée à un analyseur de réseau vectoriel (ZVL Rohde & Schwarz) qui permet de mesurer la matrice complète des données **A**. Ces deux équipements sont pilotés par un ordinateur via Matlab. Les antennes utilisées sont

des Vivaldi ultra-large bande [21]. Elles sont fixées sur un support en styrodur (matériau isolant thermique et transparent au rayonnement électromagnétique).

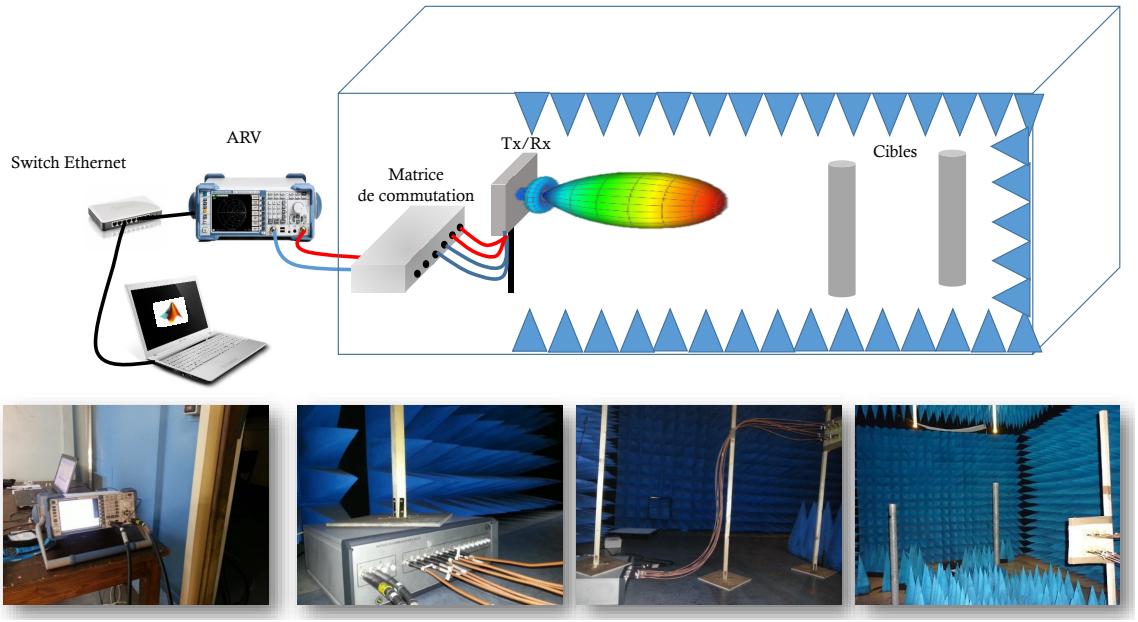


FIGURE 2.16 – Synoptique et photographie du banc de mesure.

2.7.2 Technique d'étalonnage

L'information nécessaire à la reconstruction de l'image étant la phase liée au temps de retard τ_{cible} (dû au trajet émetteur-cible-récepteur), il s'avère nécessaire de calibrer le banc pour éviter toute mauvaise estimation de la position de la cible. La figure 2.17 présente les différents retards qui peuvent conduire à une erreur de phase pendant la mesure.

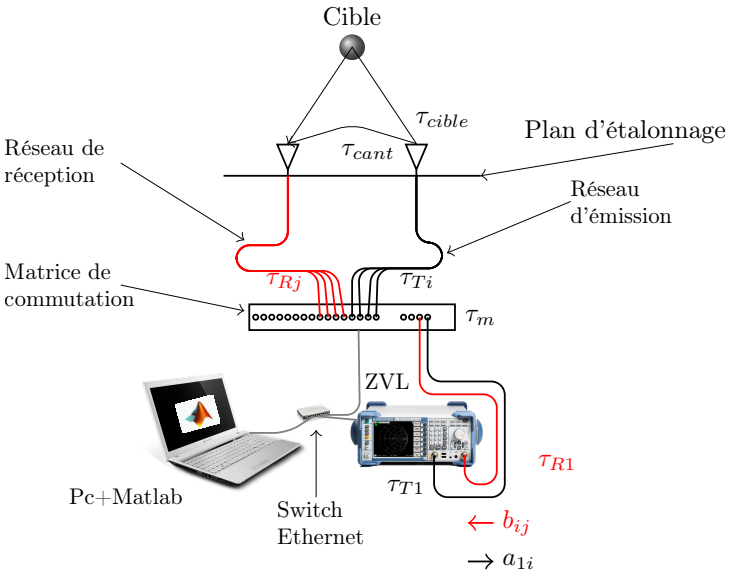


FIGURE 2.17 – Modèle d'erreurs du banc de mesure

Les retards dûs aux câbles de connexion sont notés τ_{T1}, τ_{Ti},τ_{R1}, τ_{Rj}. Le retard dû à la matrice est noté τ_m. Partant de cette notation, si a_1 désigne l'onde incidente provenant de l'ARV (identique quelque soit l'antenne adressée), et b_{2ij} l'onde reçue après avoir traversé le i^{ieme} câble d'émission et j^{ieme} câble de réception, le coefficient de transmission $\mathbf{\Gamma}_{ij}$ (dans le plan d'étalonnage) est donné par l'équation suivante :

$$\mathbf{\Gamma}_{ij} = \frac{b_{2ij}}{a_1} = \alpha_{T1} \times \alpha_{Ti} \times \alpha_m \times \alpha_{Rj} \times \alpha_{R1} \times e^{-i2\pi.f(\tau_{T1}+\tau_{Ti}+\tau_m+\tau_{Rj}+\tau_{R1})}. \tag{2.49}$$

Avec α_{T1}, α_{R1}, et α_{ij} respectivement les atténuations des câbles de connexion Tx/Rx de l'ARV/Matrice et Matrice/Antennes et α_m les pertes de la matrice.

Pour minimiser les pertes et erreurs de déphasage liées aux câblages et à la matrice de commutation, une caractérisation des données liées au matériel ($\mathbf{A}_{materiel}$) est faite en mesurant les fonctions de transfert de chaque couple émetteur/récepteur dans le plan d'étalonnage. En pratique, les données réellement mesurées $\mathbf{A}_{mesure}$ en présence de la cible dépendent à la fois du couplage entre antennes ($\mathbf{A}_{couplage}$) et de la cible ($\mathbf{A}_{cible}$) :

$$\mathbf{A}_{mesure} = \mathbf{A}_{cible} + \mathbf{A}_{couplage} \tag{2.50}$$

$\mathbf{A}_{couplage}$ est mesurée à vide, c'est-à-dire en l'absence de la cible. Finalement, la matrice de données liées à la cible est calculée comme suit [29] :

$$\mathbf{A}_{cible} = \frac{\mathbf{A}_{mesure} - \mathbf{A}_{couplage}}{\mathbf{A}_{materiel}} \tag{2.51}$$

Cette matrice contient les informations nécessaires à la reconstruction d'images au moyen d'algorithmes d'imagerie tels présentés précédemment.

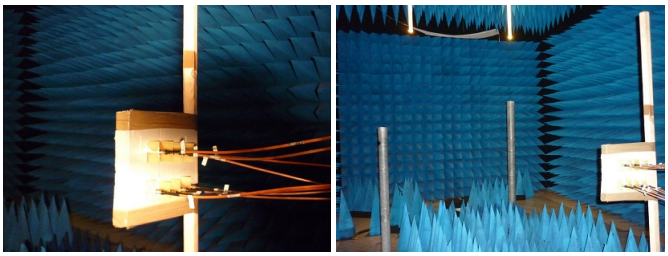
2.7.3 Architecture du réseau d'antennes

2.7.3.1 Réseau d'antennes uniformément espacées

Un premier réseau monostatique constitué de $M = N = 4$ émetteurs/récepteurs espacés de $dT = dR = d = 0,7 \times \lambda_c = 4,35$ cm a été mis en place comme le montre la figure 2.18. La bande de fréquence est de 3-6 GHz. Deux cylindres métalliques à SER isotrope dans le plan azimutal ont été placés aux points de coordonnées (-1,22 m ; 2,4 m) et (0,58 m ; 3,3 m). Les données sont mesurées séquentiellement par le biais de la matrice de commutation.

Il convient de noter que l'objectif de ce paragraphe est de mener une étude comparative dans le cas où le réseau de la figure 2.18 est utilisé en configuration SAR, SIMO ou MIMO. Par conséquent, à partir de la matrice $\mathbf{A}_{cible}$ mesurée, les données du SAR et SIMO correspondent respectivement à la diagonal et à la ligne centrale, tandis que pour le cas MIMO, tous les éléments de la matrice sont pris en compte (cf paragraphe 2.3).

La figure 2.19 présente les images reconstruites en appliquant l'algorithme de formation de faisceau numérique pour chacun des cas (SAR, SIMO et MIMO). Les cartographies ont été tracées avec une dynamique de 15 dB, et le cas MIMO corrobore la théorie développée. Il présente le meilleur compromis résolution/lobes secondaires. La résolution angulaire est équivalente à celle du SAR de l'ordre de 13° avec une dynamique de 15 dB. Le SIMO présente



(a) (b)

FIGURE 2.18 – (a) Réseau d'antennes 4×4 (Tx/Rx) à espacements identiques , (b) photographie du scénario radar.

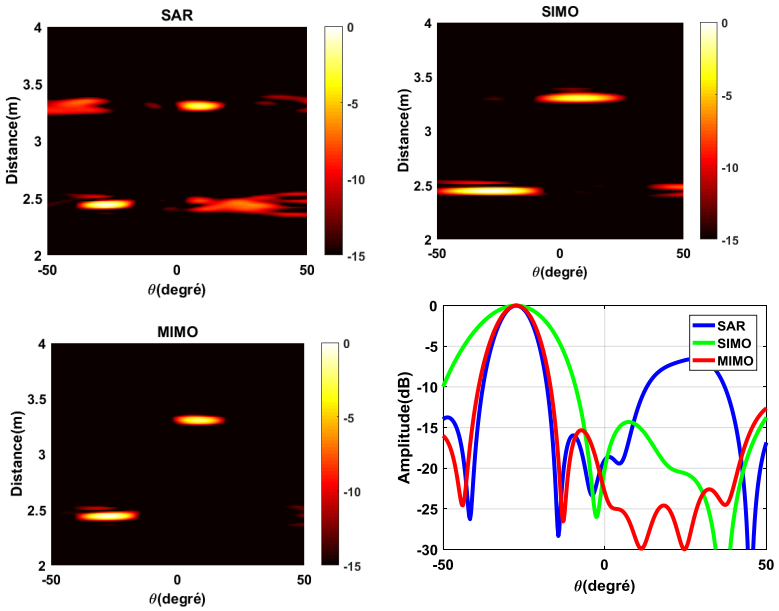


FIGURE 2.19 – Images reconstruites des deux cylindres métalliques avec un réseau d'antennes 4×4 utilisé en configuration SAR, SIMO, et MIMO. Le plan de coupe au temps de focalisation est tracé pour la cible placée à R=2,4m.

une résolution angulaire de 24° avec un rapport lobe principal à lobe secondaire de l'ordre de 15 dB, tandis que celui du SAR n'est que de 6 dB. Cette faible dynamique dans le cas du SAR est due à la présence du lobe de réseau qui donne l'illusion d'une cible fantôme. Pour se rendre compte de l'influence de cette dynamique sur l'image reconstruite (dans le cas du SAR), le même réseau est utilisé pour détecter une bille métallique de diamètre 1 cm placée en face à environ 1m comme le montre la figure 2.20.

Les différentes images reconstruites sont présentées sur la figure 2.21 avec une dynamique de 15 dB. Comme prédit, l'image SAR fait apparaître deux cibles avec une augmentation du niveau des lobes secondaires. Cette augmentation se constate également dans le cas du SIMO. Le MIMO quant à lui permet un meilleur rendu de l'image avec un niveau des lobes secondaires relativement bas. Cela s'explique par la présence d'éléments redondants dans le réseau virtuel créé (cf paragraphe 2.4, Exemple 1) favorisant une pondération en amplitude du facteur de réseau

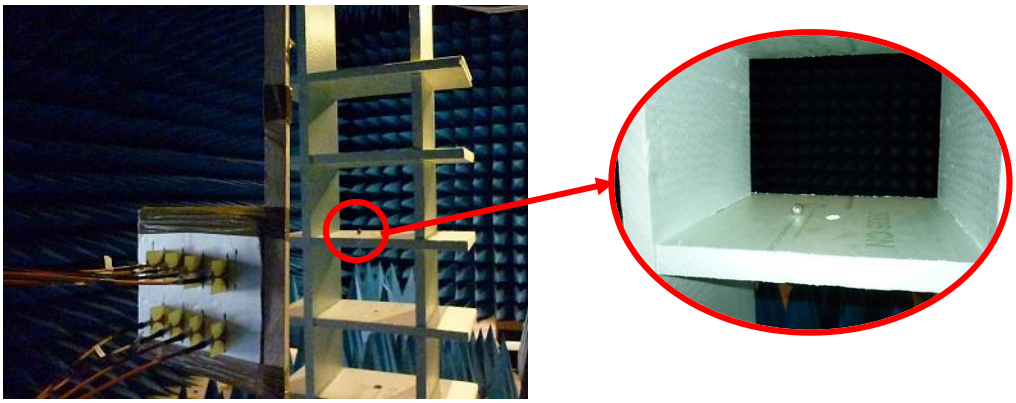


FIGURE 2.20 – Photographie d'une bille de diamètre 1 cm placée à 1m en face du réseau.

équivalent.

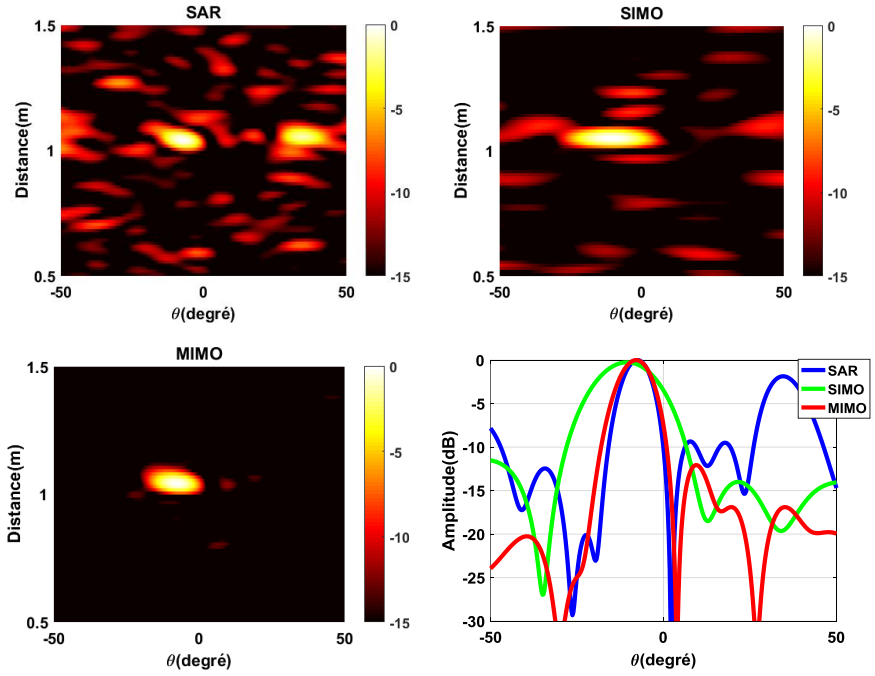


FIGURE 2.21 – Images reconstruites de la bille placée à 1m du réseau.

En conclusion, à nombre d'antennes identique, le Radar MIMO offre une meilleure résolution comparé au Radar SIMO et une meilleure dynamique comparée au Radar SAR. De plus, comme démontré dans la partie théorique, la résolution du MIMO peut être améliorée sans avoir à augmenter le nombre d'antennes et ce, grâce à l'optimisation des pas d_T et d_R des réseaux d'émission et de réception. Le paragraphe suivant présente donc un exemple justificatif en comparant deux réseaux à nombre d'éléments identiques.

2.7.3.2 Réseau d'antennes espacées de manière non uniforme

Afin de mettre en évidence l'amélioration de la résolution sans avoir à augmenter le nombre d'antennes, ce paragraphe présente une comparaison entre deux réseaux constitués du même

nombre d'éléments. Le premier réseau étant celui utilisé dans le paragraphe précédent. Dans le second cas, le réseau d'émission est constitué de deux sous-réseaux espacés de $4 \times \lambda_c$ avec un pas de sous-réseau de $dT = 0,7 \times \lambda_c$, tandis que le réseau de réception est constitué de 4 antennes espacées de $d_R = 0,7 \times \lambda_c$. La bande de fréquence reste identique (3-6 GHz). Pour les deux scénarios, la bille de diamètre 1 cm est placée à 1m en face du réseau comme le montre la figure 2.22. Les images de la bille ont été reconstruites en appliquant l'algorithme de formation de faisceau numérique pour les deux cas. La résolution a été améliorée d'un facteur 2 passant de 13° (pour le réseau uniforme) à 6° (pour le réseau non-uniforme). De plus pour une même dynamique d'affichage de 15 dB, aucun lobe secondaire n'est apparent malgré l'espacement des antennes d'émission. Le Radar MIMO permet donc d'améliorer la résolution sans avoir à augmenter le nombre d'antennes et sans dégrader la dynamique de l'image. En d'autres termes, pour une même résolution d'image, le Radar MIMO permet de réduire considérablement le nombre d'antennes nécessaires dans le cas des Radars classiques.

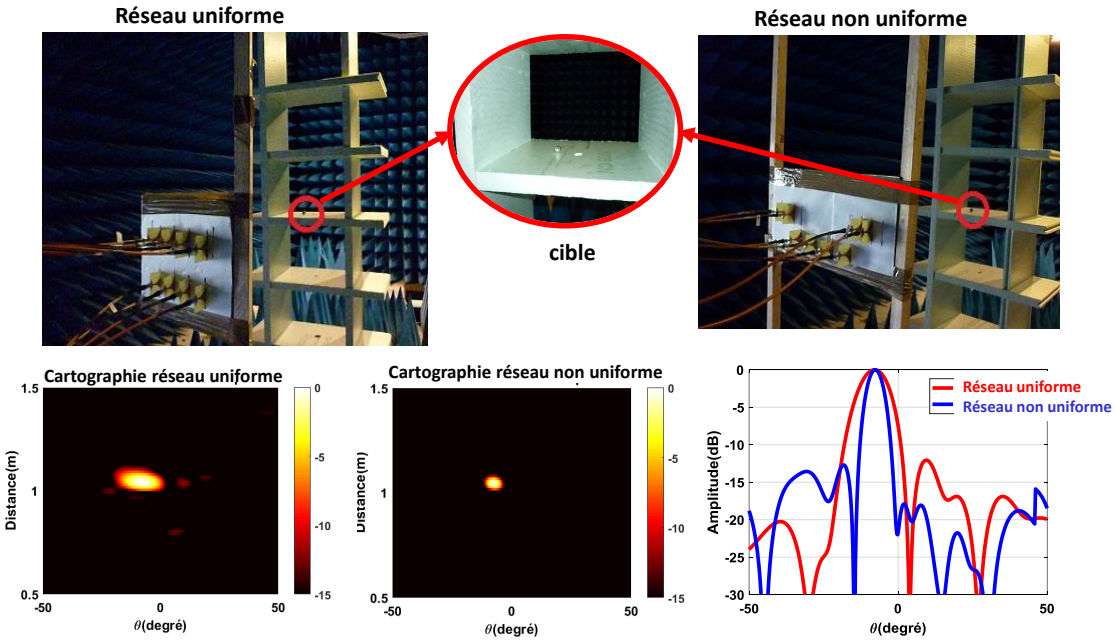
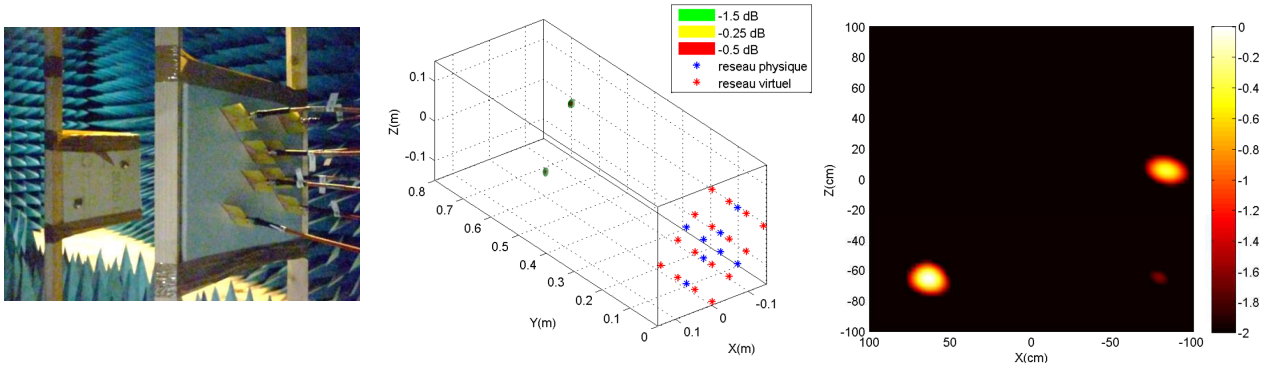


FIGURE 2.22 – Photographies et images reconstruites avec les réseaux d'antennes espacées de manière uniforme et non uniforme.

2.7.3.3 Réseau d'antennes 2D

Pour une reconstruction d'images en condition de champ proche, un réseau d'antennes 2D en croix a été mis en place. Ce réseau est constitué de 4 éléments en émission et 4 en réception comme le montre la figure 2.23. Le synoptique de la mesure reste identique à celui présenté dans les paragraphes précédents et l'algorithme RMA (présenté dans le paragraphe 2.6.2.2) est appliqué pour la reconstruction de l'image. Les pas inter-éléments sont fixés à $d_T = d_R = 1 \times \lambda_c$. Les mesures sont effectuées dans la bande 3-6 GHz et la dimensions du réseau physique est de 19,20 cm suivant les axes x et y.

La figure 2.23 montre la photographie de deux billes de diamètre 1 cm placées à une distance R = 0,5 m en face du réseau. En tenant compte des paramètres précités, la résolution suivant



(a) (b) (c)

FIGURE 2.23 – (a) Photographie de deux billes métalliques de diamètre 1 cm placées à 0,5m en face du réseau 2D. (b) Image 3D reconstruite à partir de l'algorithme RMA et (c) le plan de coupe à la distance d'imagerie.

l'axe de propagation z est donnée par la relation :

$$\delta_z \simeq c/2\Delta f = 5\text{cm} \tag{2.52}$$

où Δf représente la bande de fréquence utilisée, et c la célérité de le l'onde électromagnétique. Les résolutions spatiales suivant les axes x et y sont données respectivement par les relations :

$$\delta_x \simeq R\lambda_c/L_x = 17,36\text{cm} \tag{2.53}$$

$$\delta_y \simeq R\lambda_c/L_y = 17,36\text{cm} \tag{2.54}$$

2.8 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter les principaux avantages du Radar MIMO comparé aux Radars classiques. Il a été démontré qu'à nombre d'antennes équivalent, le Radar MIMO offre une meilleure résolution comparée au SIMO et une meilleure dynamique comparée au SAR. De plus, la notion de réseau virtuel créé par convolution des distributions spatiales des réseaux d'émission et de réception dans le cas du MIMO, permet d'améliorer la résolution sans avoir à augmenter le nombre d'antennes. Dès lors, pour une résolution d'image SIMO donnée, le Radar MIMO permet une réduction drastique du nombre d'antennes nécessaires sans dégrader les performances de l'image. Ces caractéristiques ont été justifiées par la mise en œuvre de différents bancs de mesure dans la bande 3-6 GHz à l'aide d'une matrice à commutation mécanique. Les premières perspectives consisteront à mettre en œuvre un banc de mesure temporelle basé sur une acquisition simultanée des signaux. Cela est rendu possible grâce à l'utilisation de formes d'ondes orthogonales. Le chapitre suivant présente donc des méthodes de génération de formes d'ondes orthogonales facilitant la mesure simultanée des données MIMO.

Bibliographie

[1] Christian Hülsmeyer, Patent DE165546 ; Verfahren, um metallische Gegenstände mittels elektrischer Wellen einem Beobachter zu melden. Available online : https ://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/1/11/DE165546.pdf

[2] Verfahren zur Bestimmung der Entfernung von metallischen Gegenständen (Schiffen o. dgl.), deren Gegenwart durch das Verfahren nach Patent 16556 festgestellt wird. Available online : https ://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/e/e9/DE169154.pdf

[3] L.A. Hyland, A.H. Taylor and L.C. Young ; "System for detecting objects by radio," U.S. Patent No. 1981884, granted 27 Nov. 1934

[4] Watson, Raymond C., Jr. (2009-11-25). Radar Origins Worldwide : History of Its Evolution in 13 Nations Through World War II. Trafford Publishing. ISBN 978-1-4269-2111-7.

[5] Cooley, James W. ; Lewis, Peter A. W. ; Welch, Peter D. "Historical notes on the fast Fourier transform". IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics. 15 (2) : 76–79, 1967

[6] Guillaume VILLEMAUD, "Cours d'antennes : Formation de Faisceau", Institut National des Sciences Appliquées de Lyon.

[7] D.W. Bliss , 'Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging : degrees of freedom and resolution', Signals, Systems and Computers, 2004. Conference Record of the Thirty-Seventh Asilomar Conference vol 1, p54-59.

[8] E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, L. Ciminio, D. Chizhik, R. Valenzuela, 'Performance of MIMO radar systems : Advantages of angular diversity' Signals, Systems and Computers, 2004. Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference, vol 4, p305-309.

[9] E. Telatar." Capacity of multi-antenna Gaussian channels", in European Transactions on Telecommunications, vol. 10, num. 6, p. 585-596, 1999.

[10] Dorey, J. ; Blanchard, Y. ; Christophe, F. "The RIAS project, a new approach to air surveillance radar", Colloque International sur le Radar, Versailles, France, May 21-24, 1984 ONERA, TP, no. 1984-20, 1984, 7 p. In French.

[11] A.-S. Luce, H. Molina, D. Muller, and V. Thirard, "Experimental results on RIAS digital beamforming radar," in Radar 92. International Conference, 1992, pp. 74–77.

[12] E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, D. Chizhik, L. Cimini, and R. Valenzuela, "MIMO radar : an idea whose time has come," in Radar Conference, 2004. Proceedings of the IEEE, 2004, pp. 71–78.

[13] A. M. Haimovich, R. S. Blum, and L. J. Cimini Jr, "MIMO radar with widely separated antennas," IEEE Sig. Proc. Magazine, vol. 25, no. 1, pp. 116–129, Jan 2008.

[14] J. Li and P. Stoica, "MIMO radar with colocated antennas," IEEE Sig. Proc. Magazine, vol. 24, no. 5, pp. 106–114, Sept 2007.

[15] J. Li and P. Stoica, "MIMO Radar Signal Processing", Wiley, 1st edition, 2009.

[16] P. P.Vaidyanathan, Piya Pal,Chun-Yang Chen,"MIMO Radar with Broadband waveforms : Smearing Filter Banks and 2D Virtual Arrays", Signals, Systems and Computers, 2008 42nd Asilomar Conference on, p188-192.

[17] D.A. Gray,A. Capria,"MIMO Noise Radar-Matched Filters and Coarrays",Signal Processing Magazine, IEEE, vol 1 N° 1 2008.

[18] Mehrdad Soumekh,"Synthetic Aperture Radar Signal Processing", John Wiley & sons , inc, 1999.

[19] Chun-Yang Chen,"Signal processing algorithms for MIMO radar", Dissertation at California Institute of Technology 2009.

[20] A. J. Fenn, D. H. Temme, W. P. Delaney, and W. E. Courtney, "The development of phased-array radar technology," Lincoln Laboratory Journal, vol. 12, no. 2, pp. 321–340, 2000.

[21] Xiaodong Zhung, "Short-Range Ultra-Widebande Imaging with Multiple-Input, Multiple-Output Arrays" , Dissertation at Delft University of Technology, 2010.

[22] M. Bertero and P. Boccacci, "Introduction to inverse problems in imaging", Repr. Bristol : Institute of Physics Publ, 2002.

[23] M. I. Duersch and D. G. Long, "Backprojection Analysis of MIMO SAR," 2012.

[24] A. F. Yegulalp, "Fast backprojection algorithm for synthetic aperture radar," in Radar Conference, 1999. The Record of the 1999 IEEE, 1999, pp. 60–65.

[25] H. Takeda and P. Milanfar, "Nonlinear kernel backprojection for computed tomography," in Acoustics Speech and Signal Processing (ICASSP), 2010 IEEE International Conference on, 2010, pp. 618–621.

[26] L. F. Yepes, D. H. Covarrubias, M. A. Alonso, and J. G. Arceo, "Synthesis of Two-Dimensional Antenna Array Using Independent Compression Regions," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, no. 1, pp. 449–453, Jan. 2013.

[27] Sherif Sayed Aboelyazeed Ahmed,"Electronic Microwave Imaging with Planar Multistatic Arrays" , Dissertation at Faculty of Engineering Friedrich-Alexander-Universiat Erlangen-Nurnberg, 2013.

[28] X. Zhuge and A. G. Yarovoy, "Three-Dimensional Near-Field MIMO Array Imaging Using Range Migration Techniques," IEEE Transactions on Image Processing, vol. 21, no. 6, pp. 3026–3033, Jun. 2012.

[29] E. L. Kpré, T. Fromenteze, C. Decroze, and D. Carsenat, "Experimental implementation of an ultra-wide band MIMO radar," in Radar Conference (EuRAD), 2015 European, 2015, pp. 89–92.

[30] E. L. Kpré, C. Decroze, D. Carsenat, and T. Fromenteze, "Mise en œuvre expérimentale d'un Radar MIMO Ultra-Large Bande." Journée Nationale des microondes, Bordeaux 2015.

Chapitre 3

Techniques de sondage simultané du canal MIMO

Sommaire

3.1 Introduction 102
3.2 Conditions de mesure simultanée des données MIMO 103
3.3 Modèle d'un signal à saut de fréquence 104
3.4 Métriques d'orthogonalité 105
3.5 Génération de signaux orthogonaux à saut de fréquence 107
3.6 Génération passive de signaux orthogonaux à diversité fréquentielle 116
3.7 Radar MIMO à voie RF unique en émission et en réception 122
3.8 Conclusion 124
3.9 Conclusion générale et perspectives sur l'imagerie microonde active 125

3.1 Introduction

L'intérêt du Radar MIMO repose sur sa capacité à réduire le nombre d'éléments d'un Radar à réseau d'antennes phasé et sur la flexibilité de formation de faisceau numérique [1, 2]. Cela est rendu possible grâce à la mesure des données $\mathbf{A}$ liées à toutes les interactions entre les émetteurs, la cible et les récepteurs. Cette mesure peut être réalisée séquentiellement par le biais d'un commutateur connecté aux antennes du réseau. Les signaux enregistrés sont traités conjointement pour la reconstruction d'images [5, 6]. Il est clair que cette méthode d'acquisition est moins coûteuse, néanmoins le temps de commutation peut s'avérer limitant pour des applications temps réel. Des architectures à réseau d'antennes commuté ultra-rapide sont également proposées dans la littérature afin d'optimiser le temps d'acquisition et de rafraîchissement d'images. C'est le cas du Radar multistatique développé par le Laboratoire MIT Lincoln [5]. Ce système fonctionne dans la bande 24-30 GHz avec 480 antennes d'émission et 480 antennes de réception. Une technique d'imagerie rapide et novatrice est implémentée pour favoriser la reconstruction d'images 3D avec une fréquence d'affichage d'images de 10 Hz. L'objectif des auteurs était de proposer un système d'imagerie microonde (dédié à la sécurité) qui soit à la fois haute résolution et temps réel avec une architecture matérielle rentable.

Porté par le même objectif, ce chapitre présente des méthodes d'acquisition "simultanée" des données nécessaires à la reconstruction d'images. Ces méthodes nécessitent l'émission de formes d'ondes orthogonales afin de faciliter le traitement a postériori. C'est pourquoi dans un premier temps, il sera mis en œuvre un banc de mesure Radar MIMO utilisant des signaux à saut de fréquence. Ce type de signaux présentent de bonnes propriétés d'orthogonalité, toutefois la mise en œuvre pratique nécessite autant de voies RF que d'antennes du réseau. Cela a pour conséquence directe la complexité et le coût élevé de l'architecture matérielle dans le cas d'un réseau MIMO constitué d'un grand nombre d'éléments. Dès lors, une architecture permettant le sondage simultané du canal MIMO avec un nombre de voies RF réduit sera présentée dans un deuxième temps. Le principe repose sur l'utilisation d'un codeur analogique passif à diversité fréquentielle dont les fonctions de transfert sont intrinsèquement décorrélées. La première utilisation de ce type de composant au sein de l'équipe était destinée à la réalisation d'une formation de faisceau par retournement temporel [6]. Il a été par la suite appliqué à l'imagerie microonde dans le cadre de la thèse de T. Fromentèze [7, 8]. Ce chapitre associe ce type de codeur au concept MIMO. Dans ce contexte, une seule forme d'onde est générée à l'entrée du composant et l'orthogonalité des signaux émis est assurée par ses fonctions de transfert. Ainsi, chaque antenne d'émission peut être adressée de manière indépendante à partir d'un signal unique émis, conduisant à la réduction du nombre de voies RF d'émission. De plus, il est possible d'appliquer ce composant à l'architecture de réception. Dans ce cas, les signaux reçus sont codés par les fonctions de transfert du composant et transmis via un nombre de voies RF de réception réduit. Par conséquent, comparé à une architecture Radar MIMO conventionnelle (M voies RF pour M antennes), le concept développé dans ce chapitre permet une acquisition simultanée avec une architecture matérielle rentable.

3.2 Conditions de mesure simultanée des données MIMO

Soit à considérer la scène de la figure 3.1. Les signaux émis par l'antenne $m \in [1, 2, ..., M]$ et reçu par l'antenne $n \in [1, 2, ..., N]$ sont respectivement notés $S_m(f)$ et $Z_n(f)$. De ce fait, en l'absence totale de bruit, le signal mesuré par l'antenne n pour un échantillon fréquentiel est donné par l'équation suivante :

$$Z_n(f) = \sum_{m=1}^{M} \mathbf{A}_{n,m}(f) S_m(f) \tag{3.1}$$

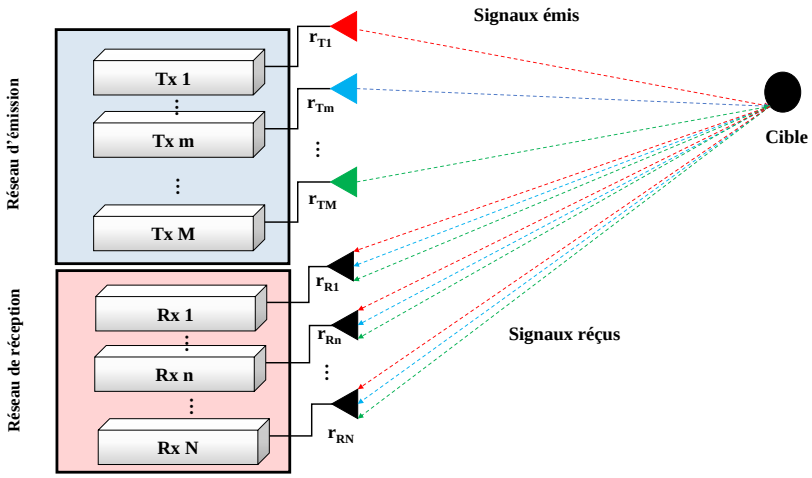


FIGURE 3.1 – Illustration du Radar MIMO à acquisition simultanée.

avec $\mathbf{A}_{n,m}$ représente les données dues à l'interaction entre l'émetteur m, la cible et le récepteur n. Pour rappel, $\mathbf{A}_{n,m}$ est définie par l'équation 3.2.

$$\mathbf{A}_{n,m} = \int_r \frac{e^{-ik|r_{Tm}-r|}}{4\pi|r_{Tm}-r|}\sigma(r)\frac{e^{-ik|r_{Rn}-r|}}{4\pi|r_{Rn}-r|}dr \tag{3.2}$$

r_{Tm}, r_{Rn} et r désignent respectivement les positions des antennes d'émission, de réception et de la cible. L'équation 3.1 peut être généralisée pour tous les signaux reçus sous une forme matricielle comme suit :

$$\mathbf{Z} = \mathbf{AS} \tag{3.3}$$

où $\mathbf{Z} = [Z_1(f), Z_2(f), ..., Z_N(f)]^T$ est le vecteur des signaux reçus, $\mathbf{S} = [S_1(f), S_2(f), ..., S_M(f)]^T$ le vecteur des signaux émis et $\mathbf{A}$ la matrice $N \times M$ des données nécessaires à la reconstruction d'images. L'opérateur $(.)^T$ désigne la transposée. À partir des signaux mesurés, il convient d'appliquer des filtres adaptés pour estimer la matrice $\mathbf{A}$. Cette opération est réalisée par le biais de l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{A}} &= \mathbf{ZS}^{\dagger} \\ &= \mathbf{A}\underbrace{\mathbf{SS}^{\dagger}}_{\mathbf{L}} \end{aligned} \tag{3.4}$$

Avec $(.)^{\dagger}$ l'opérateur transposée conjuguée de l'argument (.). Si les signaux émis sont orthogonaux, alors le terme $\mathbf{L} = \mathbf{S}\mathbf{S}^{\dagger}$ tend vers une matrice identité lorsqu'il est sommé sur toute la bande passante. Dans ce cas, la solution définie par l'équation 3.4 admet un maximum de vraisemblance conduisant à une bonne estimation de la matrice du canal MIMO $\hat{\mathbf{A}} \approx \mathbf{A}$. À contrario, si les signaux sont fortement corrélés, l'estimation de la matrice du canal est biaisée. Il en résulte que la mise en œuvre d'un Radar MIMO à sondage simultané nécessite l'utilisation de formes d'ondes orthogonales. À l'évidence, la conception de signaux parfaitement décorrélés n'est pas une tâche aisée. Néanmoins, de nombreux articles ont été publiés sur cette thématique [9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16], et seules quelques-uns effectuent des études comparatives [17, 18, 19]. La conception des formes d'ondes orthogonales n'étant pas le but recherché de ce chapitre, le paragraphe suivant se base sur des signaux à saut de fréquence ayant des propriétés d'orthogonalité satisfaisantes pour illustrer le concept qui sera présenté.

3.3 Modèle d'un signal à saut de fréquence

Les signaux à saut de fréquence ont été empruntés des systèmes de télécommunications numériques grâce à leur efficacité à minimiser les interférences entre canaux d'utilisateurs [20]. Par définition, un signal à saut de fréquence de longueur T seconde est un train de N_c impulsions de durée égale Tc modulées en fréquence f_q autour d'une fréquence porteuse f_0. La fréquence de modulation varie de manière aléatoire. La variation de la fréquence est déterminée via une séquence de nombres entiers $c(q)$ $(q \in [1, 2, ..., N_c])$ appelée opérateur de placement, ou séquence de saut [21]. La fréquence f_q peut s'écrire sous la forme suivante :

$$f_q = c(q).\frac{\Delta f}{N_c} \tag{3.5}$$

et le signal modulé est donné par l'équation 3.6 :

$$s(t) = \sum_{q=0}^{N_c-1} \exp(j2\pi(f_0 + f_q)t)u(t - qTc) \tag{3.6}$$

où :

$$u(t) = \begin{cases} 1, & \text{si } 0 < t < Tc. \\ 0, & \text{sinon.} \end{cases} \tag{3.7}$$

et $c(q)$ est le $q^{\text{ième}}$ élément du code, N_c représente le nombre de fréquences porteuses et Tc la durée du symbole calculée à partir de la bande totale disponible Δf du signal :

$$Tc = \frac{1}{\delta f} = \frac{N_c}{\Delta f} \tag{3.8}$$

En utilisant la même bande de fréquence Δf pour chacune des antennes, la décorrélation des signaux peut être obtenue si chaque signal est modulé par une fréquence différente des autres signaux à un instant donné. Le paragraphe suivant présente les métriques permettant d'évaluer

les propriétés d'orthogonalité des codes et/ou signaux.

3.4 Métriques d'orthogonalité

3.4.1 Coefficient de corrélation de Pearson

La fonction de corrélation entre les signaux émis par deux antennes (i, j) (par exemple $s_i(t)$ et $s_j(t)$, $(i, j) \in [1, 2, ..., M]$) est donnée par l'équation 3.9 :

$$\begin{aligned} r_{ij}(t) &= s_i(t) \otimes s_j(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t).s_j^*(t-\tau)dt \end{aligned} \tag{3.9}$$

où $(.)^*$ désigne le complexe conjugué de l'argument $(.)$. D'une part, pour une bande passante infinie, la fonction de corrélation $r_{ij}(t)$ doit tendre vers une distribution de Dirac $\delta(t)$ $(\forall i = j)$. D'autre part, si $s_i(t)$ et $s_j^*(t)$ sont orthogonaux alors $r_{ij}(t) \approx 0$ $(\forall i \neq j)$. Par conséquent, les codes de déplacement doivent respecter les conditions décrites par l'équation 3.10 [22] :

$$\begin{cases} \sum_{q=0}^{2\times Nc-1} c_{i,q}c_{j,q}^* = 1, & \text{si } i = j. \\ \sum_{q=0}^{2\times Nc-1} c_{i,q}c_{j,q}^* = 0, & \text{sinon.} \end{cases} \tag{3.10}$$

Une métrique importante permettant d'évaluer le degré de corrélation entre les signaux émis est le coefficient de corrélation de Pearson (*Pearson Correlation Coefficient, PCC*) [23, 24] donné par l'équation suivante :

$$\rho(i, j) = \frac{\mathbf{cov}[s_i(t)s_j(t)]}{\sigma_i \sigma_j} \tag{3.11}$$

où $\mathbf{cov}[s_i(t)s_j(t)]$ est la covariance des signaux $s_i(t)$ et $s_j(t)$. Les notations σ_i et σ_j utilisées dans cette équation désignent les déviations standards des signaux d'antennes i et j. Le PCC donne une indication sur la relation linéaire entre les signaux, dès lors si $\rho(i, j) \approx 0$, $s_i(t)$ et $s_j(t)$ sont dits orthogonaux ou décorrélés. Cependant si $\rho(i, j) \approx 1$, alors ils sont fortement corrélés.

3.4.2 Conditionnement de la matrice des signaux émis

Une autre métrique à considérer est le conditionnement de la matrice des signaux. Ce paramètre permet d'évaluer l'impact des erreurs de mesure sur l'estimation de la matrice du canal MIMO. Soit à considérer le scénario décrit sur la figure 3.1 avec un modèle des signaux mesurés défini comme suit :

$$\mathbf{Z} = \mathbf{AS} + \tilde{\mathbf{n}} \tag{3.12}$$

Avec $\tilde{\mathbf{n}}$ un bruit additif de distribution gaussienne et de même dimension que $\mathbf{Z}$. L'objectif est d'estimer la matrice du canal à partir des signaux reçus. Cela peut se faire en multipliant les signaux reçus par le pseudo-inverse $\mathbf{S}^+ = (\mathbf{SS}^\dagger)^{-1}\mathbf{S}^\dagger$ de $\mathbf{S}$ comme indiqué dans l'équation 3.13.

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{A}} &= \mathbf{Z}\mathbf{S}^{+} + \tilde{\mathbf{n}}\mathbf{S}^{+} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{S}^{+} + \tilde{\mathbf{n}}\mathbf{S}^{+}\end{aligned} \tag{3.13}$$

Il apparaît évident qu'une perturbation du signal mesuré impacte inévitablement l'estimation des données MIMO. Le conditionnement permet d'évaluer la vitesse de fluctuation de la solution $\hat{\mathbf{A}}$ lorsque le signal mesuré $\mathbf{Z}$ est perturbé. Ainsi, en considérant l'erreur $\tilde{\mathbf{n}}$ du signal mesuré qui conduit à une erreur $\tilde{\mathbf{n}}\mathbf{S}^{+}$ de la matrice estimée, le ratio des signaux à bruit relatif est donnée par [25] :

$$ERR = \frac{\left(\frac{||\tilde{\mathbf{n}}\mathbf{S}^{+}||}{||\mathbf{Z}\mathbf{S}^{+}||}\right)}{\left(\frac{||\tilde{\mathbf{n}}||}{||\mathbf{Z}||}\right)} = \left(\frac{||\tilde{\mathbf{n}}\mathbf{S}^{+}||}{||\tilde{\mathbf{n}}||}\right)\left(\frac{||\mathbf{Z}||}{||\mathbf{Z}\mathbf{S}^{+}||}\right) \tag{3.14}$$

Pour les valeurs non-nulles de $\mathbf{Z}$ et $\tilde{\mathbf{n}}$, l'erreur maximale est bornée par le produit des normes des deux termes :

$$\begin{aligned}ERR_{max} &= \max_{(\tilde{\mathbf{n}},\mathbf{Z}\neq 0)}\left(\frac{||\tilde{\mathbf{n}}\mathbf{S}^{+}||}{||\tilde{\mathbf{n}}||}\right)\left(\frac{||\mathbf{Z}||}{||\mathbf{Z}\mathbf{S}^{+}||}\right) \\ &= \left(\max_{(\tilde{\mathbf{n}}\neq 0)}\frac{||\tilde{\mathbf{n}}\mathbf{S}^{+}||}{||\tilde{\mathbf{n}}||}\right)\left(\max_{(\mathbf{Z}\neq 0)}\frac{||\mathbf{Z}||}{||\mathbf{Z}\mathbf{S}^{+}||}\right) \\ &= \left(\max_{(\tilde{\mathbf{n}}\neq 0)}\frac{||\tilde{\mathbf{n}}\mathbf{S}^{+}||}{||\tilde{\mathbf{n}}||}\right)\left(\max_{(\forall \mathbf{v}\neq \mathbf{0})}\frac{||\mathbf{v}\mathbf{S}||}{||\mathbf{v}||}\right) \\ &= ||\mathbf{S}^{+}||.||\mathbf{S}||\end{aligned} \tag{3.15}$$

Finalement le conditionnement $\kappa(\mathbf{S})$ traduisant l'erreur maximale peut être borné par :

$$\kappa(\mathbf{S}) = ||\mathbf{s}^{+}||.||\mathbf{s}|| \geq ||\mathbf{s}^{+}\mathbf{s}|| = 1 \tag{3.16}$$

D'une part, si $\kappa(\mathbf{S}) \gg 1$, la matrice des signaux émis est dite mal conditionnée et une erreur de mesure $\tilde{\mathbf{n}}$, aussi minime soit-elle, conduit à une dégradation rapide de la solution donnée par l'équation 3.13. D'autre part, si $\kappa(\mathbf{S}) \approx 1$, une légère erreur dans la matrice des signaux reçus, ne produira pas de fortes variations des données estimées. D'un point de vue mathématique, le conditionnement d'une matrice est calculé à partir de ses valeurs singulières. Par exemple, la décomposition en valeurs singulières et vecteurs singuliers de $\mathbf{S}$ (pour tous les échantillons fréquentiels) [26] permet d'établir la relation suivante :

$$\mathbf{S} = U\Sigma V^{T} \tag{3.17}$$

où U et V sont les vecteurs singuliers respectivement à gauche et à droite, Σ la matrice diagonale contenant les valeurs singulières telles que :

$$\Sigma = \mathrm{diag}(\Sigma_1, \Sigma_2, \ldots, \Sigma_P) \tag{3.18}$$

avec $P = \min(M, N_f)$, M et N_f étant respectivement le nombre d'antennes et d'échantillons

fréquentiels. Le conditionnement est défini comme étant le rapport entre la valeur singulière maximale et minimale :

$$\kappa(\mathbf{S}) = \frac{\Sigma_{max}}{\Sigma_{min}} \tag{3.19}$$

Dans la suite, les signaux utilisés dans le cadre du Radar MIMO à acquisition simultanée doivent respecter les critères d'orthogonalité et la matrice de ces signaux doit être bien conditionnée. Cela permet de garantir une facilité de traitement et une stabilité des fonctions de transfert estimées. Le paragraphe suivant présente une méthode de génération de signaux à saut de fréquence respectant ces critères.

3.5 Génération de signaux orthogonaux à saut de fréquence

Le respect des critères d'orthogonalité présentés dans le paragraphe précédent imposent l'utilisation de séquences de sauts ayant des propriétés statistiques proches de celles d'un bruit gaussien. Les séquences PN (Pseudo-noise) en sont un exemple et ce paragraphe décrit brièvement les étapes de construction de signaux à saut de fréquence basés sur ce types de codes.

3.5.1 Génération de codes Pseudo-aléatoires

Les séquences PN (Pseudo-Noise) sont générées par des registres à décalage et la longueur des codes dépend du nombre de bits. À titre d'exemple, les séquences de Gold sont obtenues à partir de deux registres caractérisés par des polynômes générateurs $G1 = 1 + x^3 + x^{10}$ et $G2 = 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10}$. Ces registres sont constitués de 10 bits et la sortie de $G1$ correspond au bit N°10, tandis que celle de $G2$ correspond à une addition binaire de deux bits choisis aléatoirement comme le montre la figure 3.2. Ainsi, la variation de la sortie de $G2$ permet de générer des séquences orthogonales. Ce type de codes est utilisé dans les systèmes de télécommunications (CDMA) et de navigation (GPS) [20, 22]. Dans le paragraphe suivant, ces séquences sont utilisées pour générer des signaux à saut de fréquence pour des applications de Radar MIMO.

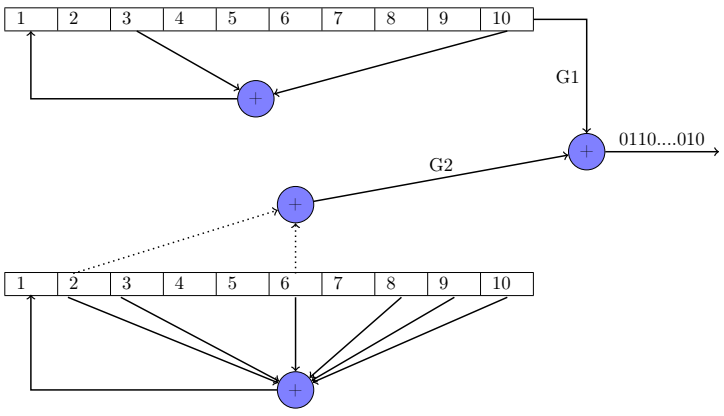


FIGURE 3.2 – Schéma illustratif d'un générateur de codes de Gold.

3.5.2 Étapes de construction des signaux à saut de fréquence

Soit à générer une matrice de séquences de saut C permettant de générer M signaux à saut de N_c fréquences. La première étape consiste à déterminer le nombre de bits n nécessaire pour coder les N_c fréquences. Le code binaire à générer pour une antenne est donc de longueur $n \times N_c$ sachant que la longueur maximale est de 1024. Pour chaque antenne, deux bits différents sont choisis et additionnés pour constituer la sortie du polynôme G2 [22]. La séquence binaire obtenue est ensuite subdivisée en des blocs de n bits et convertie en décimale. Finalement l'ordre de génération des signaux à saut de fréquence peut être résumée comme suit :

1. Déterminer le nombre de fréquences porteuses nécessaire N_c, la bande de fréquence disponible Δf et le nombre d'antennes M à adresser.
2. Déterminer le nombre de bits requis pour coder les N_c fréquences.
3. Générer en premier lieu la matrice de codes binaires $[C]_{M \times nN_c}$. Subdiviser chaque ligne de cette matrice en N_c blocs de n bits et les convertir en nombres entiers modulo-N_c.
4. Les lignes et colonnes de la matrice des codes peuvent être optimisées conjointement comme décrit par l'équation 3.20. Il est important de noter que l'algorithme d'optimisation a été développé au sein du laboratoire afin d'optimiser l'orthogonalité des codes générés.

$$\begin{aligned} &\text{minimize} && |c(i,:) = c(j,:)| \\ &\text{minimize} && |c(:,q) = c(:,q')| \\ & && \{i,j\} \in \{1,2,\ldots,M\} \quad i \neq j \\ & && \{q,q'\} \in \{1,2,\ldots,N_c\} \quad q \neq q' \end{aligned} \tag{3.20}$$

5. Finalement, le signal à saut de fréquences (pour une antenne m) est obtenu en associant chacun des codes à une fréquence.

$$s_m(t) = \sum_{q=0}^{N_c-1} \exp(j2\pi(f_0 + c_{m,q}\frac{\Delta f}{N_c})t)u(t - qTc) \tag{3.21}$$

À titre d'exemple, une matrice de codes $[C]_{30\times 64}$ est générée sous Matlab en considérant les caractéristiques données dans le tableau 3.1. Ces codes sont appliqués au modèle du signal donné par l'équation 3.21. Les coefficients de corrélation tracés sur la figure 3.3 prouvent que les signaux générés présentent de bonnes propriétés d'orthogonalité. De plus, le conditionnement est égal à 1, ce qui permet de déduire une faible propagation d'erreurs et donc une stabilité de la solution $\hat{\mathbf{A}}$. Le paragraphe suivant donne un exemple d'application de ces formes d'ondes dans un contexte d'imagerie Radar MIMO.

Bande passante Δf	1 GHz	Largeur spectrale d'un symbole δf	15,6 MHz
Nombre de fréquences N_c	64	Fréquence d'échantillonnage	12 Gsa/s
Nombre d'antennes M	30	Fréquence porteuse f_0	3 GHz

Tableau 3.1 – Exemple de spécifications des signaux à saut de fréquence.

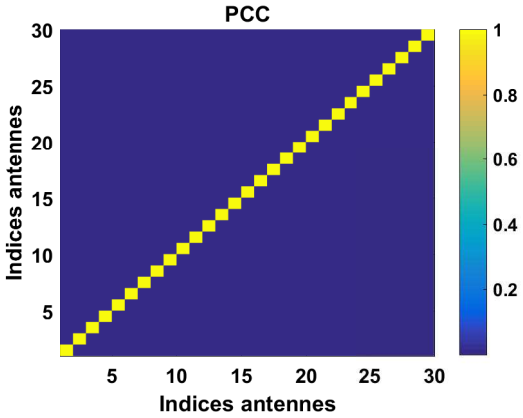


FIGURE 3.3 – Coefficients de corrélation de Pearson (PCC) pour 30 signaux à saut de fréquences.

3.5.3 Application dans un contexte MIMO

Ce paragraphe donne un exemple d'application des signaux à saut de fréquence à un scénario radar constitué d'un réseau de $M = N = 4$ (émetteurs/récepteurs) antennes espacées de $d_T = d_R = 0,7\lambda_c$, avec λ_c la longueur d'onde centrale dans la bande 2,5 - 3,5 GHz. La cible est supposée ponctuelle à SER isotrope et placée à une distance R = 3 m par rapport au réseau comme le montre la figure 3.4. Les signaux émis sont des signaux à saut de fréquences décrits précédemment. Le but du post-traitement est d'estimer la position de la cible en azimut et en distance. Cela passe tout d'abord par une première estimation de la matrice du canal qui peut être calculée à l'aide de filtres adaptés ou par à une inversion matricielle (voir les équations 3.4 et 3.13).

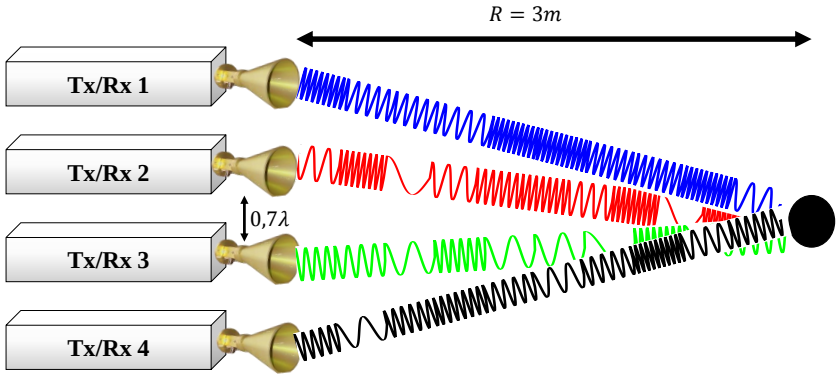


FIGURE 3.4 – Scénario radar MIMO avec des signaux à saut de fréquence.

L'image est reconstruite par le biais de l'algorithme de formation de faisceau introduit au chapitre précédent. La figure 3.5 montre une comparaison des images reconstruites dans le cas où le même réseau est utilisé en configuration SAR, SIMO et MIMO. Dans les deux premiers cas, les signaux émis sont supposés cohérents tandis que ceux du MIMO sont générés en suivant les étapes décrites au paragraphe précédent.

Les résultats de simulation montrent que le Radar MIMO offre le meilleur compromis résolution/dynamique ($10,4°$/13 dB), ce qui confirme l'étude réalisée dans le chapitre précédent. En outre, les signaux émis par dans le cas du MIMO sont incohérents, cela offre un double avantage :

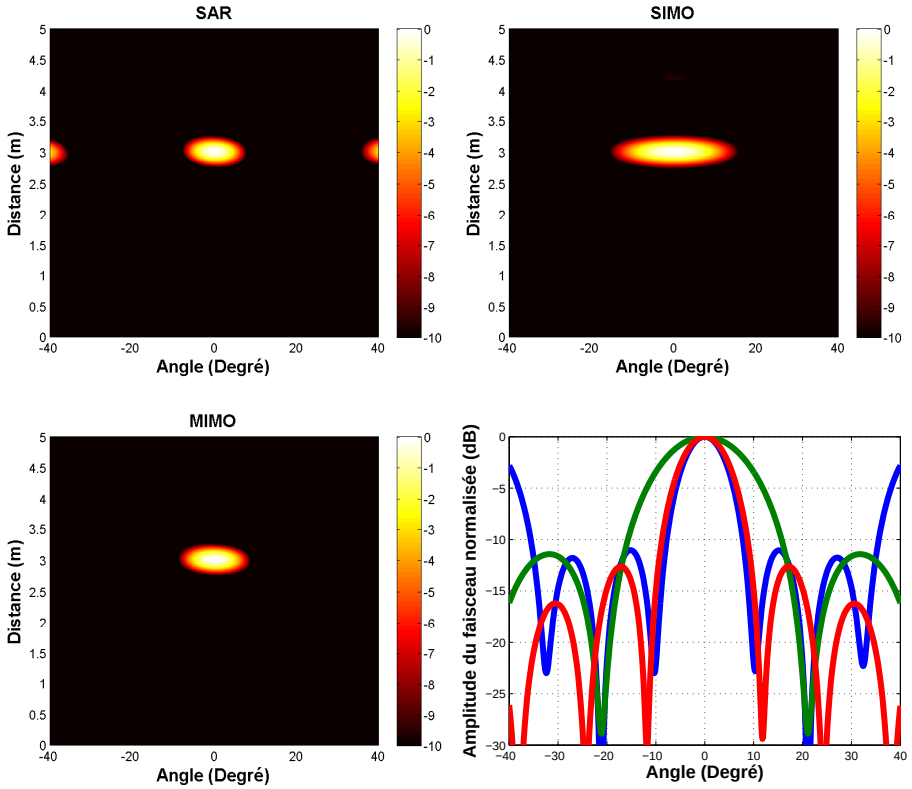
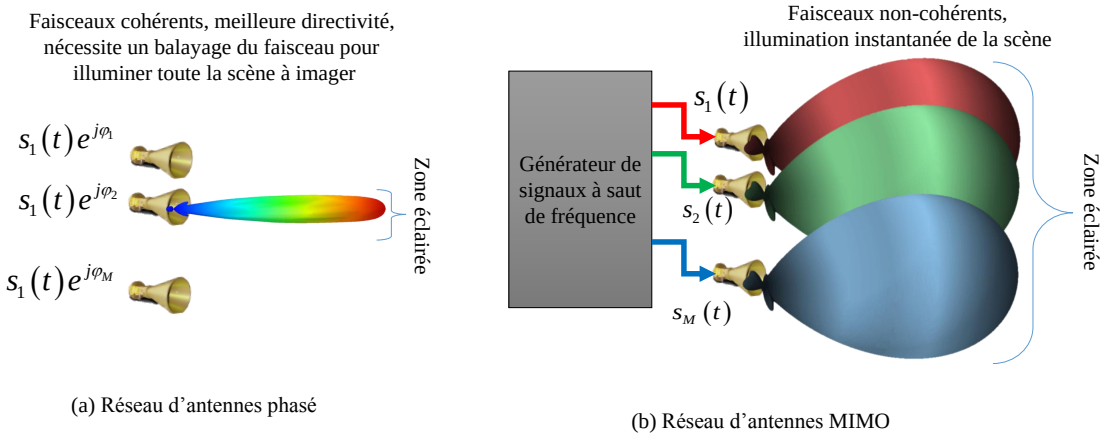


FIGURE 3.5 – Cartographies radars obtenues par formation de faisceaux numérique et plan de coupe à la distance de focalisation (R=3m) pour le SIMO (verte), le SAR (bleue) et le MIMO (rouge).

d'une part la facilité de mesure de toutes les interactions Tx/Rx, et d'autre part l'illumination instantanée d'une grande zone observable (voir la figure 3.6). Néanmoins ces caractéristiques du MIMO sont obtenues au détriment de la directivité. Cela dit, à puissance émise équivalente, le Radar MIMO subit une dégradation du rapport signal à bruit comparé aux Radars SAR et SIMO (basés sur des réseaux d'antennes phasés). L'étude menée au paragraphe suivant permet de confirmer cette affirmation.



(a) Réseau d'antennes phasé

(b) Réseau d'antennes MIMO

FIGURE 3.6 – Illustration de la zone éclairée instantanément par (a) un Radar à réseau d'antennes phasé, et (b) un Radar MIMO.

3.5.4 Comparaison du SNR des Radars SAR, SIMO et MIMO

Ce paragraphe présente une étude comparative en termes de SNR du Radar MIMO par rapport aux Radars classiques. Pour ce faire, le modèle du signal mesuré $z(t)$ est donné par l'équation 3.22.

$$z(t) = s(t) + \tilde{n}(t) \tag{3.22}$$

Où $s(t)$ est le signal utile et $\tilde{n}(t)$ est le bruit additif de distribution gaussienne et de moyenne nulle. Le rapport signal à bruit est communément défini comme étant le rapport de la puissance du signal utile par rapport à celle du bruit. La puissance du signal étant proportionnelle à la variance, le SNR peut donc être calculé à partir de l'équation 3.23.

$$SNR = \frac{\mathbf{Var}(s(t))}{\mathbf{Var}(\tilde{n})} \tag{3.23}$$

Où $\mathbf{Var}(X) = \mathbb{E}[(X - \mathbb{E}(X))^2]$ représente la variance de la variable X. Cette formulation ne peut être utilisée en pratique à partir d'une seule mesure puisque la contribution du bruit n'est pas connue. Dès lors, il convient d'estimer la puissance du signal utile $s(t)$ par rapport à celle du bruit $\tilde{n}(t)$ à partir d'un signal mesuré $z(t)$. Deux mesures successives d'une même scène peuvent être réalisées pour quantifier le SNR [27]. À titre d'exemple, les signaux mesurés d'une même scène à deux instants différents sont donnés par les équations 3.24 et 3.25. Les propriétés statiques des deux signaux sont supposées égales.

$$z_1(t) = s(t) + \tilde{n}_1(t) \tag{3.24}$$

$$z_2(t) = s(t) + \tilde{n}_2(t) \tag{3.25}$$

La variance du bruit $\mathbf{Var}(\tilde{n})$ peut être estimée à partir de l'équation suivante [28] :

$$\mathbf{Var}[z_1(t) - z_2(t)] = 2 \times \mathbf{Var}(\tilde{n}(t)) \tag{3.26}$$

Puisque $s(t)$ et $\tilde{n}_i(t)$ $(i \in [1, 2])$ sont décorrélés :

$$\mathbf{Var}(z_i(t)) = \mathbf{Var}(s(t)) + \mathbf{Var}(\tilde{n}_i(t)) \tag{3.27}$$

où $\mathbf{Var}(z_i(t))$ est la variance du signal mesuré $i \in [1, 2]$. Finalement, le rapport signal à bruit peut être déduit de la manière suivante :

$$SNR = \frac{\mathbf{Var}(z_i(t)) - \mathbf{Var}(\tilde{n}(t))}{\mathbf{Var}(\tilde{n}(t))} \tag{3.28}$$

La figure 3.7 montre les courbes du SNR des Radars SAR, SIMO et MIMO. Ces courbes ont été tracées en considérant un réseau de $M = N = 4$ éléments espacés de $0,7 \times \lambda_c$ (voir figure 3.4), la cible est supposée ponctuelle et placée à la distance R = 3 m du réseau. Les résultats montrent que le SNR du MIMO est inférieur à ceux des Radars SAR et SIMO. Ainsi, à puissance émise équivalente, le Radar MIMO subit une dégradation du SNR de M fois comparé à celui du réseau SIMO [29]. Dès lors, pour une comparaison à SNR identique, la puissance émise par le

Radar MIMO doit être M fois supérieure à la puissance du réseau phasé [30, 31].

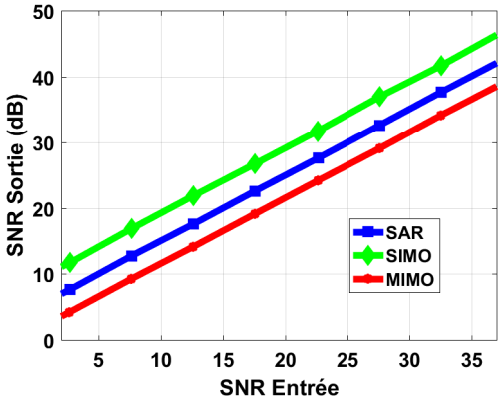


FIGURE 3.7 – Courbe de comparaison du SNR des Radars SAR, SIMO et MIMO.

3.5.5 Validation expérimentale d'un Radar MIMO à sondage simultané

Dans ce paragraphe, un dispositif expérimental est présenté pour valider la mise en œuvre d'un Radar MIMO à acquisition simultanée. Les différentes étapes sont résumées sur la figure 3.8. Quatre formes d'ondes orthogonales respectant les spécifications présentées dans le Tab.3.1 sont générées sous Matlab et émises au moyen d'un générateur de signaux arbitraires (AWG) Agilent M8190A 12GSa/s, celui-ci est relié aux antennes émettrices à travers des amplificateurs de 30 dB de gain. La cible est un cylindre métallique à SER isotrope en azimut et les signaux réfléchis sont collectés par quatre antennes de réception connectées à un oscilloscope numérique Agilent DSO90404A 20 GSa/s (quatre voies). Toutes les mesures sont effectuées dans la bande de 2,5-3,5 GHz en chambre anéchoïque. Une première mesure d'étalonnage est faite en connectant directement la sortie de l'amplificateur à l'entrée de l'oscilloscope. Le couplage des antennes est minimisé par une soustraction de la mesure à vide. Trois configurations de réseaux d'antennes ULB Vivaldi constitués de $M = N = 4$ Tx/Rx ont été mises en place comme le montre la figure 3.9.

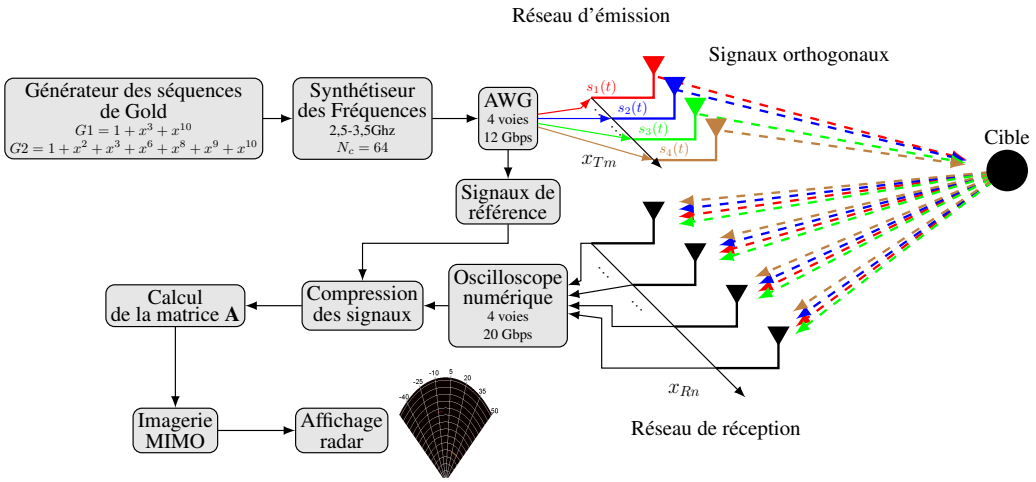


FIGURE 3.8 – Synoptique du banc de mesure d'un Radar MIMO à sondage simultané.

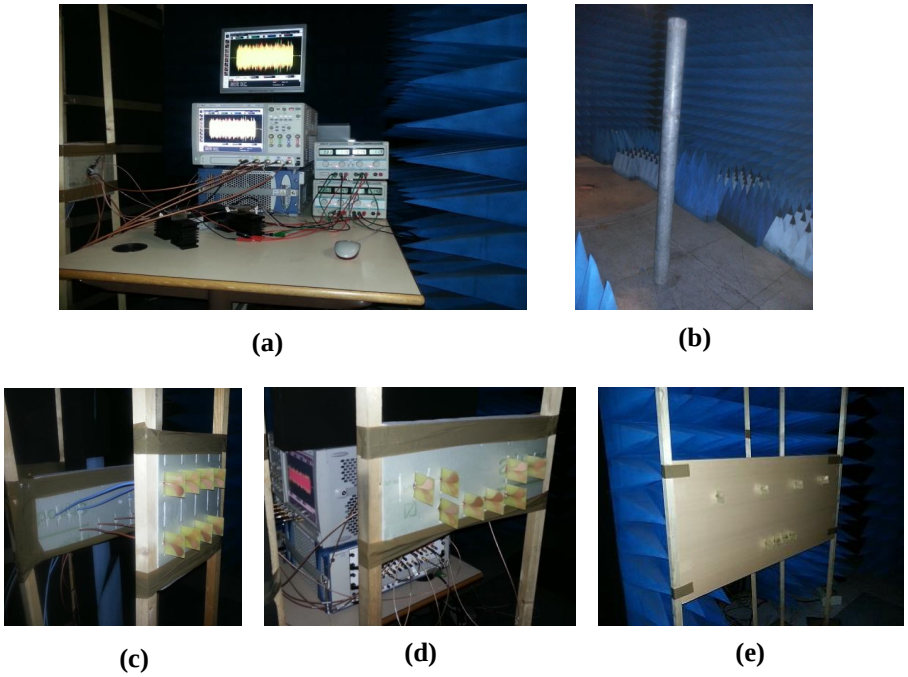


FIGURE 3.9 – Photographies du banc de mesure Radar MIMO à sondage simultané. (a) Matériels de génération et de mesure des signaux, (b) cylindre métallique à SER isotrope en azimut, (c) 1^{er} Réseau MIMO à espacement uniforme, (d) 2^{ieme} Réseau MIMO à espacement non uniforme, (e) 3^{ieme} Réseau MIMO à antennes clairsemées.

3.5.5.1 Reconstruction d'images avec un réseau à espacement uniforme

Dans un premier temps, les réseaux d'émission et de réception sont choisis identiques tels que $d_T = d_R = 0,7\lambda_c$. Une plaque de Styrodur transparente au rayonnement électromagnétique est utilisée comme support des antennes et des câbles. La cible est placée à une distance de R = 3,5 m en face du réseau. Les signaux reçus sont ensuite traités selon le synoptique décrit sur la figure 3.8 et les images reconstruites sont présentées sur la figure 3.10.

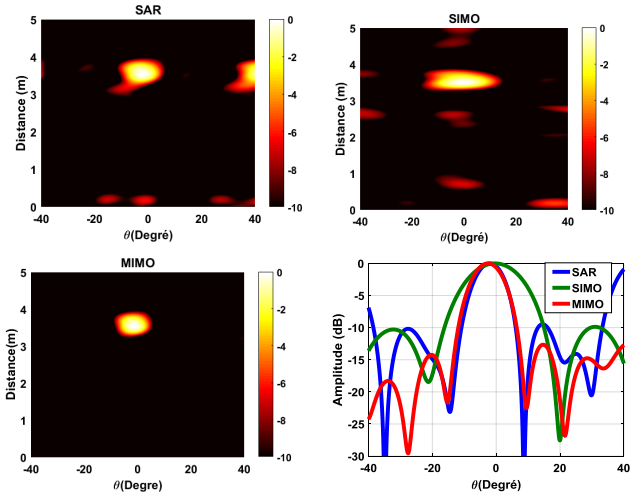


FIGURE 3.10 – Images reconstruites pour une configuration SAR, SIMO et MIMO, et plan de couple à la distance de focalisation R = 3,5m.

Les résultats expérimentaux permettent de confirmer les propriétés révélées au chapitre précédent. En effet, le réseau SAR offre une meilleure résolution angulaire (10°) par rapport au réseau SIMO (18, 6°) mais les lobes de réseau font apparaître des images fantômes comme le montre la figure 3.10. Le réseau MIMO offre une bonne résolution angulaire (10°) et maintient le niveau des lobes secondaires inférieures à 10 dB, ce qui explique une image exempte de tâches en tenant compte de la dynamique d'affichage (10 dB). Il convient de rappeler que le sondage du canal MIMO est réalisé de manière instantanée grâce à l'émission de signaux orthogonaux. De plus, en se basant sur la théorie développée dans le chapitre précédent, la résolution du Radar MIMO peut être améliorée sans augmenter le nombre d'antennes.

3.5.5.2 Reconstruction d'images avec des réseaux d'antennes à espacement non uniforme

Afin d'améliorer la résolution angulaire du Radar MIMO, deux autres réseaux ont été mis en œuvre tout en maintenant le même nombre d'antennes en émission et en réception ($M = N = 4$). Dans le cas du réseau présenté sur la figure 3.9.d, les antennes d'émission sont subdivisées en deux sous-réseaux espacés de $M \times d_R$, chacun des sous réseaux est constitué de deux antennes distantes de $d_T = 0,7\lambda_c$. Tandis que le réseau d'émission de la figure 3.9.e est constitué de 4 éléments espacés de $d_T = M \times d_R$. Pour ces deux configurations, le réseau de réception reste identique à celui présenté au paragraphe précédent. Le cylindre métallique est placé à une distance R = 4,5 m en face du Radar, et la figure 3.11 montre les résultats comparatifs pour les trois réseaux. Les images ont été reconstruites à partir de l'algorithme de formation de faisceau numérique.

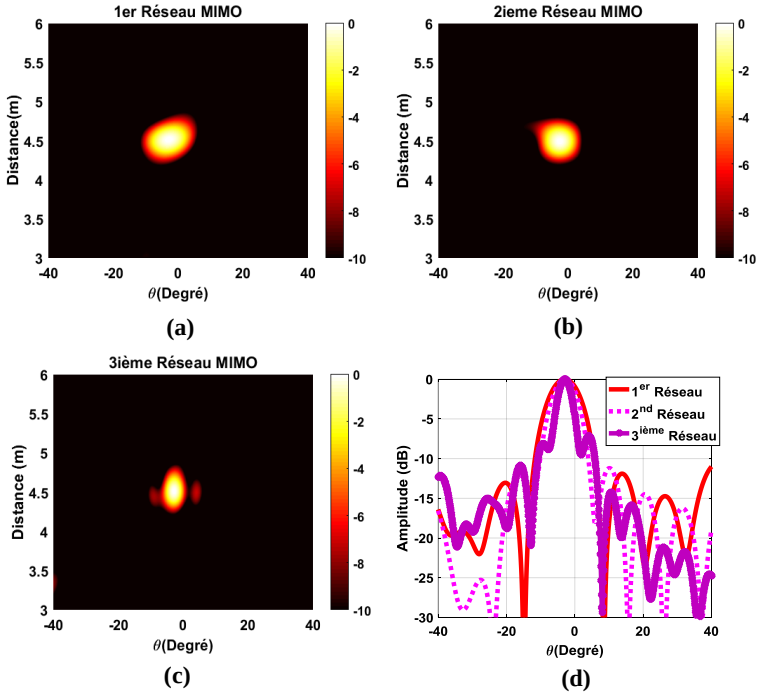


FIGURE 3.11 – Comparaison de la résolution angulaire de différentes configurations de réseau ayant le même nombre d'éléments. (a) Image radar du 1^{er} réseau. (b) Image radar du 2^{nd} réseau.(d) Image radar du $3^{ième}$ réseau. (d) Plan de coupe à la distance de focalisation R = 4,5 m.

La résolution angulaire est de 10° pour le premier réseau, 8° pour second et 4,6° pour le troisième. Les niveaux des lobes secondaires sont maintenus en dessous de 10 dB pour les 3 cas. Il faut noter que l'ondulation du lobe principal dans le $3^{ième}$ cas est liée à la distance d'imagerie par rapport à la taille de l'ouverture. En effet, le champ lointain de ce réseau est à environ 14 m tandis que la cible est placée à 4,5 m, l'algorithme utilisé n'est donc pas adapté à cette distance. Afin de justifier cette affirmation, une simulation est faite en considérant les mêmes paramètres du réseau de la figure 3.9.e. La figure 3.12 montre les plans de coupe des images reconstruites pour différentes distances R ∈ [3 m,10 m,30 m]. Il est clair que lorsque la cible est placée en champ lointain du réseau, ces ondulations disparaissent.

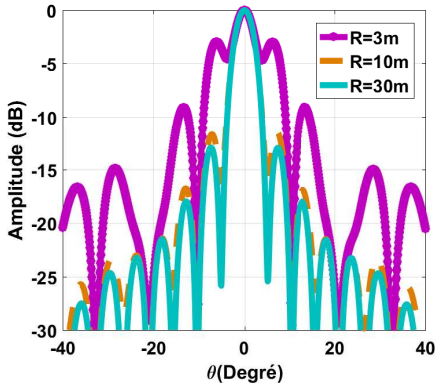


FIGURE 3.12 – Comparaison des plans de coupe pour différentes distances d'imagerie radar MIMO.

Les dimensions de la chambre anéchoïque ne permettant pas de satisfaire les conditions de champs lointain, il convient d'utiliser des algorithmes adaptés en champ proche dans le cas du $3^{ième}$ réseau. Ainsi, pour mettre en évidence la capacité de ce réseau à distinguer des cibles relativement proches, deux boîtes métalliques et une bouteille d'eau espacées d'environ 20 cm sont placées à la même distance R = 1,5 m en face du réseau comme le montre la figure 3.13.

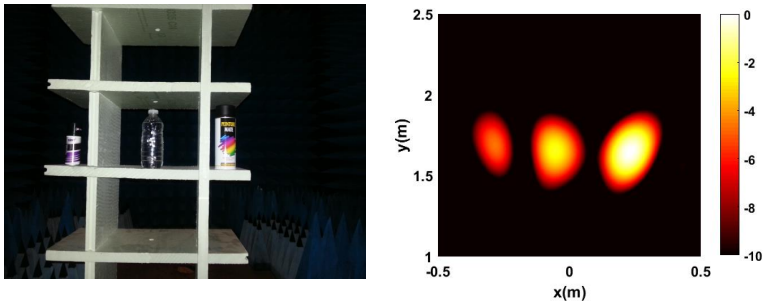


FIGURE 3.13 – Détection de 3 cibles . (a) 2 boîtes métalliques et une bouteille d'eau. (b) Image radar obtenue en appliquant la backpropagation.

L'image radar obtenue à partir de l'algorithme de backpropagation révèle clairement la capacité du système à distinguer les trois cibles avec seulement quatre émetteurs et quatre récepteurs. La résolution suivant l'axe horizontale est d'environ 14 cm et peut être prédite analytiquement à partir de l'équation 3.29 [32] :

$$\delta_x = R.\frac{\lambda_c}{L_{Tx} + L_{Rx}} \tag{3.29}$$

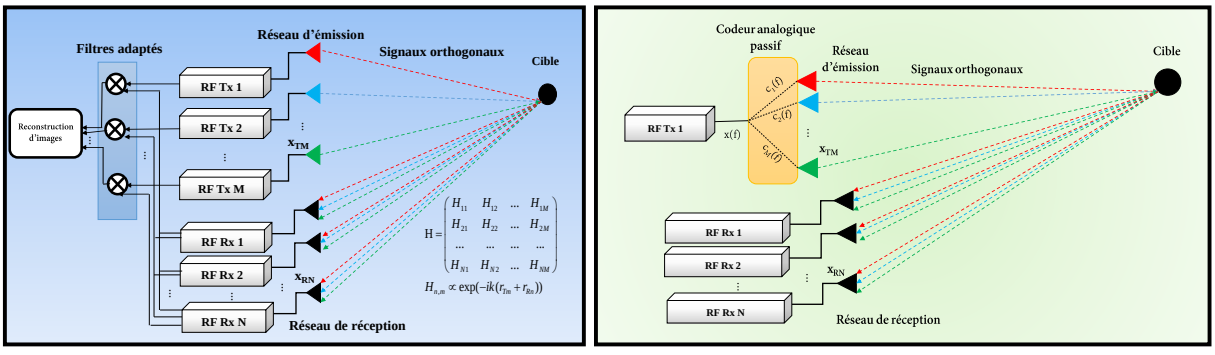
Où L_{Tx} et L_{Rx} représentent respectivement les dimensions des réseaux d'émission et de réception. Dans ce cas, $L_{Tx} = 84$ cm et $L_{Rx} = 21$ cm, ce qui conduit à une résolution de 15 cm suivant la direction horizontale. Cette résolution est la même que celle d'un Radar SIMO avec 16 antennes espacées de $0,7\lambda_c$, tandis que le Radar MIMO n'en utilise que 8, soit une réduction du nombre d'antennes d'un facteur 2.

Pour résumer, ce paragraphe a permis de montrer qu'il est possible de sonder simultanément le canal MIMO à l'aide de signaux orthogonaux. Cependant, la mise en œuvre pratique nécessite autant de voies RF que d'antennes conduisant à une architecture complexe pour un nombre important d'éléments rayonnants. Le paragraphe suivant présente une méthode d'acquisition permettant de réduire le nombre de chaînes RF tout en garantissant la mesure simultanée des données MIMO.

3.6 Génération passive de signaux orthogonaux à diversité fréquentielle

3.6.1 Principe de base

L'architecture présentée dans ce paragraphe requiert une voie RF unique pour alimenter les M antennes d'émission. Les contraintes du Radar MIMO nécessitant l'émission de signaux orthogonaux, l'architecture proposée doit également satisfaire ce critère. Cette contrainte peut être réalisée par le biais d'un codeur analogique entièrement passif dont les fonctions de transfert sont décorrélés. La figure 3.14 montre un exemple comparatif de l'architecture dans le cas d'un Radar MIMO tel décrit dans le paragraphe précédent et celle d'un Radar MIMO à voie RF unique en émission. Dans le premier cas, chacune des antennes est adressée indépendamment par une voie RF unique. Tandis que dans l'architecture proposée, les antennes d'émission sont connectées à un codeur passif $1 \times M$ ports, favorisant la réduction du nombre de voies RF.



Architecture conventionnelle d'un Radar MIMO

Architecture Radar MIMO à voie RF d'émission unique

FIGURE 3.14 – Comparaison de l'architecture conventionnelle d'un Radar MIMO et celle à voie RF unique en émission.

Soit $X(f)$ le signal généré à l'entrée du composant dont les fonctions de transfert orthogonales sont notées C_i ($i \in [1, 2, ..., M]$). Le signal émis par l'antenne m pour un échantillon fréquentiel est donné par l'équation 3.30.

$$S_m(f) = X(f)\ C_m(f) \tag{3.30}$$

Cette équation peut être généralisée pour toutes les antennes, ainsi à une fréquence donnée, le vecteur des signaux émis s'écrit :

$$\mathbf{S} = X\mathbf{C} \tag{3.31}$$

$\mathbf{S} = [S_1(f), S_2(f), ..., S_m(f)]$ et $\mathbf{C} = [C_1(f), C_2(f), ..., C_m(f)]$ sont respectivement les vecteurs des signaux émis et des fonctions de transfert du composant. Il faut noter que X est un scalaire pour un échantillon fréquentiel. En considérant ces notations, le vecteur des signaux mesurés en l'absence totale de bruit est donné par l'équation 3.32 :

$$\mathbf{Z} = \mathbf{AS} \tag{3.32}$$

Avec $\mathbf{A}$ la matrice du canal MIMO contenant les informations nécessaires à la reconstruction d'images. L'estimation de cette matrice est faite en compensant la contribution du signal généré X et des fonctions de transfert $\mathbf{C}$ du composant en une seule opération décrite par l'équation suivante :

$$\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{ZS}^{+} \tag{3.33}$$

où $\mathbf{S}^{+}$ est le pseudo-inverse du vecteur $\mathbf{S}$ calculée par la méthode d'inversion de Tikhonov [26]. L'expression explicite pour un paramètre de régularisation μ est donnée par l'équation suivante :

$$\mathbf{S}_{\mu}^{+} = \mathbf{S}^{\dagger}(\mathbf{S}^{\dagger}\mathbf{S} + \mu I)^{-1} \tag{3.34}$$

avec $(.)^{\dagger}$ l'opérateur transposé conjugué de l'argument $(.)$ et I la matrice identité de taille $M \times M$. La matrice du canal estimée peut être réécrite pour chaque échantillon fréquentiel de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{A}} &= \mathbf{ZS}_{\mu}^{+} \\ &= \mathbf{ASS}_{\mu}^{+} \\ &= \mathbf{AL}_{\mu} \end{aligned} \tag{3.35}$$

En supposant que le signal généré à l'entrée du composant est une distribution de Dirac, c'est-à-dire $x(t) = \delta(t)$, et que le paramètre de régularisation μ est très grand ($\mu \approx \infty$), le terme $\mathbf{L}_{\mu} = \mathbf{SS}_{\mu}^{+}$ peut être considéré comme la matrice de corrélation des fonctions de transfert du composant par analogie aux coefficients de corrélation de Pearson (PCC) évoqués précédemment.

$$\mathbf{L}_{\mu} = \begin{bmatrix} c_1 \times c_{1\mu}^{+} & c_1 \times c_{2\mu}^{+} & \dots & c_1 \times c_{M\mu}^{+} \\ c_2 \times c_{1\mu}^{+} & c_2 \times c_{2\mu}^{+} & \dots & c_2 \times c_{M\mu}^{+} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_M \times c_{1\mu}^{+} & c_M \times c_{2\mu}^{+} & \dots & c_M \times c_{M\mu}^{+} \end{bmatrix} \tag{3.36}$$

À une fréquence donnée, cette matrice n'a pas de signification physique, néanmoins lorsqu'elle est moyennée sur une grande bande passante, elle doit tendre vers une matrice identité ($\mathbf{L}_{\mu} \approx I_{M\times M}$) pour faciliter l'estimation optimale de la matrice des données $\hat{\mathbf{A}} \approx \mathbf{A}$. Une telle contrainte, n'est pas réalisable en pratique du fait de la limitation en diversité fréquentielle des composants microondes. Néanmoins, il est possible d'obtenir une approximation de la matrice identité en utilisant une cavité surdimensionnée vis-à-vis de la longueur d'onde [33]. Le paragraphe suivant décrit les caractéristiques essentielles de ce type de composant.

3.6.2 Caractéristiques d'une cavité microonde surdimensionnée

La réponse impulsionnelle d'une cavité surdimensionnée est généralement modélisée par l'équation suivante [34, 14] :

$$c_m(t) = \mathcal{N}(t).e^{-t/2\tau_{rc}} \tag{3.37}$$

où :

- $\mathcal{N}(t)$ correspond à un bruit déterministe de distribution gaussienne. Ce modèle s'apparente à celui d'un canal multi-trajet de type Rayleigh ou Rice utilisé pour modéliser les canaux de propagation des systèmes de télécommunications. En effet, le signal généré à l'entrée de la cavité subit de multiples réflexions avant d'être transmis au port de sortie. Les trajets suivis pour différents ports de sortie sont décorrélés, et la richesse des canaux dépend de la taille de la cavité vis-à-vis la longueur d'onde et de la bande passante du signal [36]. Ainsi, une cavité surdimensionnée (par rapport à la longueur d'onde), associée à une large bande passante offre une diversité modale et fréquentielle. Cela contribue à l'amélioration des propriétés d'orthogonalité des fonctions de transfert du composant.

- τ_{rc} correspond au temps de décroissance du canal et est lié au facteur de qualité Q à vide de la cavité par la relation [14] :

  $$\tau_{rc} = \frac{Q}{\omega} \tag{3.38}$$

  Pour une cavité remplie d'air, ce facteur de qualité est principalement lié à la conductivité du matériau utilisé et au nombre de ports d'accès.

Les cavités surdimensionnées supportent en général un grand nombre de modes indépendants dans une bande passante donnée [37]. En outre, pour optimiser les propriétés d'orthogonalité

des fonctions de transfert, la diversité spatiale peut être exploitée en disposant de manière aléatoire des antennes à l'intérieur de la cavité comme le montre la figure 3.15 [38]. L'objectif d'un tel dispositif est de générer des fronts d'ondes orthogonales répondant aux exigences du Radar MIMO à acquisition simultanée.

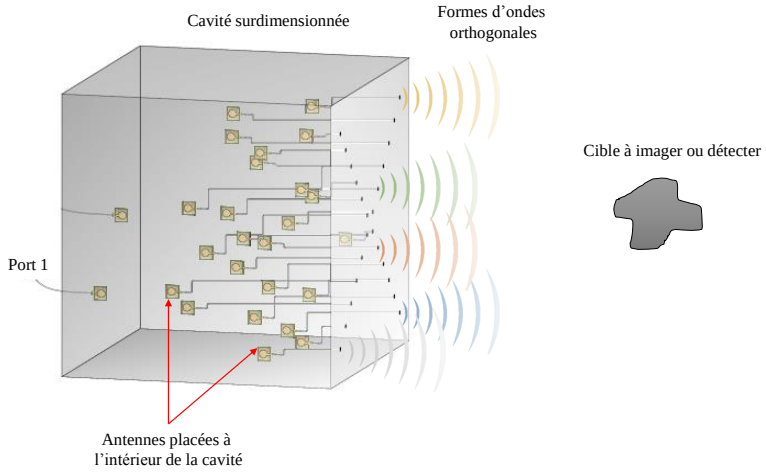


FIGURE 3.15 – Illustration de la génération passive de formes d'ondes orthogonales à partir d'une cavité à diversité modale, fréquentielle et spatiale.

En résumé, un signal unique est généré à l'entrée de la cavité surdimensionnée, subit de multiples réflexions, et est capté par des antennes disposées de manière aléatoire à l'intérieur du composant. Des formes d'ondes pseudo-orthogonales sont produites à la sortie favorisant le sondage simultané de la matrice du canal MIMO. Une étape d'apprentissage de ces signaux est nécessaire pour le traitement a postériori. Un principe analogue appliqué à un spectromètre infrarouge est présenté dans les références [39, 40]. En effet, l'onde produite par la source est guidée jusqu'à une cavité désordonnée (guide multimodal) dans laquelle sont placés aléatoirement des récepteurs. La distribution spatiale du champ dans la cavité dépend de la fréquence et les récepteurs ne mesurent pas la même intensité à deux fréquences espacées de la bande de cohérence milieu. Ainsi, à partir des fonctions de transfert enregistrées, le spectre de n'importe quelle onde incidente peut être reconstruit.

Pour valider le principe théorique développé dans ce paragraphe, une cavité métallique de dimensions $0,8 \times 0,8 \times 1\text{m}^3$ (réalisée pendant la thèse de T. Fromentèze) est utilisée comme codeur analogique. Cette cavité est surdimensionnée par rapport à la longueur d'onde de travail (10 cm). Pour optimiser les propriétés de corrélation, des antennes ultra-large bande sont placées à l'intérieur de la cavité de manière aléatoire comme le montre la figure 3.16.b. Les fonctions de transfert sont mesurées dans la bande de 2-4 GHz pour 16 voies de sortie (sur les 24 ports au total) et la figure 3.16.d montre un exemple de fonction de transfert mesurée. La matrice de corrélation présentée sur la figure 3.16.f approxime bien une matrice identité. Cette caractéristique rend possible l'utilisation de la cavité pour des applications de Radar MIMO à sondage simultané.

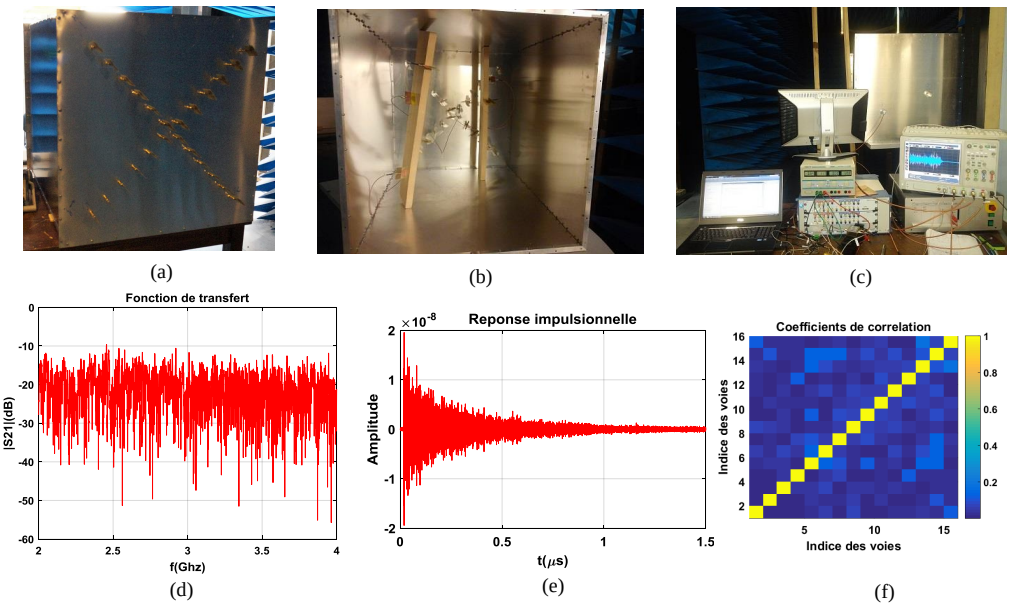


FIGURE 3.16 – Exemple de cavité surdimensionnée de forme régulière. (a) Face avant de la cavité avec 24 ports de sortie. (b) Intérieur de la cavité avec des antennes disposées aléatoirement. (c) Face arrière de la cavité avec le port unique d'entrée. (d) Exemple de fonction de transfert. (e) Exemple de réponse impulsionnelle. (f) Coefficients de corrélation de 16 voies de la cavité.

Pour évaluer le conditionnement de la matrice des signaux générés à partir de la cavité surdimensionnée, une simulation est effectuée sous Matlab avec un temps de décroissance de $\tau_{rc} = 500$ ns. La figure 3.17 montre l'allure du conditionnement en fonction de la bande passante du signal. Cette courbe est comparée à celle des signaux à saut de fréquence (FS) pour un nombre de porteuses fixé à $N_c = 32$. Les résultats montrent que la matrice des signaux FS est mieux conditionnée, par conséquent pour un même scénario radar, les signaux FH conduiront à une meilleure estimation de la matrice du canal et donc un meilleur rendu d'images. Toutefois, le conditionnement de la matrice des signaux générés avec la cavité est proche de 1, cela permet de garantir une stabilité des données $\hat{\mathbf{A}}$ rendant possible l'application du principe au Radar MIMO. Le paragraphe suivant met en œuvre un banc de mesure permettant de prouver expérimentalement la faisabilité du concept.

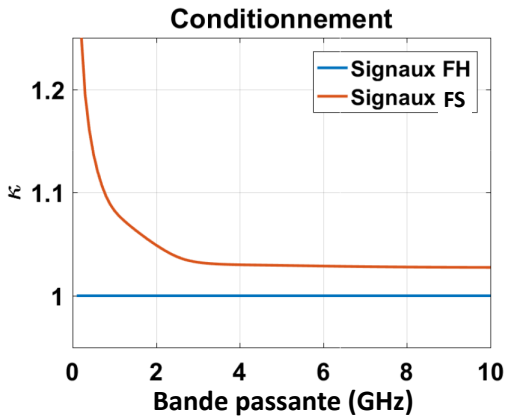


FIGURE 3.17 – Comparaison du conditionnement des matrices des signaux à saut de fréquence (FH) et des signaux à sélectivité fréquentielle (FS) générés au moyen de la cavité [41].

3.6.3 Validation expérimentale du concept

L'objectif de ce paragraphe est de prouver expérimentalement qu'il est possible de réduire le nombre de voies RF tout en gardant les mêmes performances qu'un Radar MIMO à sondage simultané. Pour ce faire, un banc de mesure constitué de 4 antennes d'émission et 4 antennes de réception est mis en place. Les antennes sont espacées de $d_T = 1,4 \times \lambda_c$ pour le réseau Tx et $d_R = 0,7 \times \lambda_c$ pour le réseau Rx. Une première mesure est réalisée à l'aide de 4 formes d'ondes orthogonales à saut de fréquence générées à partir d'un générateur de signaux arbitraires 4 voies Agilent M8190A 12 GSa/s dans la bande 2,5-3,5 GHz. Par la suite, les antennes d'émission sont connectées à 4 ports de la cavité comme le montre la figure 3.18.b. Dans les deux cas, les antennes de réception sont connectées à un oscilloscope Agilent DSO90404A 20 GSa/s (4 voies) et le même traitement est appliqué pour la reconstruction d'images. La figure 3.19 montre des exemples d'images reconstruites avec l'algorithme de backpropagation, l'une étant celle d'un cylindre à SER isotrope en azimut et l'autre celle de deux rubans métalliques [41, 42].

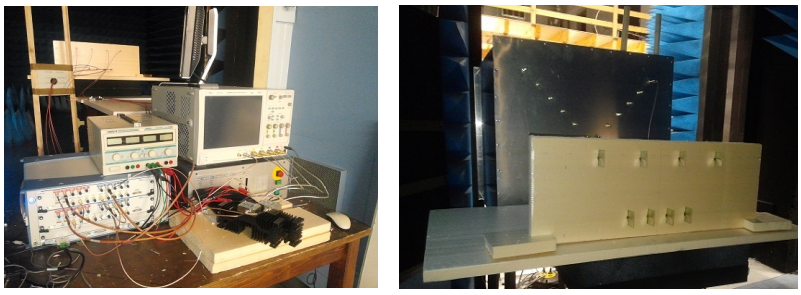


FIGURE 3.18 – Bancs de mesure Radar MIMO. (a) Architecture conventionnelle de Radar MIMO avec 4 antennes et 4 voies RF. (b) MIMO à voie RF unique en transmission. Une seule voie est utilisée pour alimenter les 4 antennes Tx.

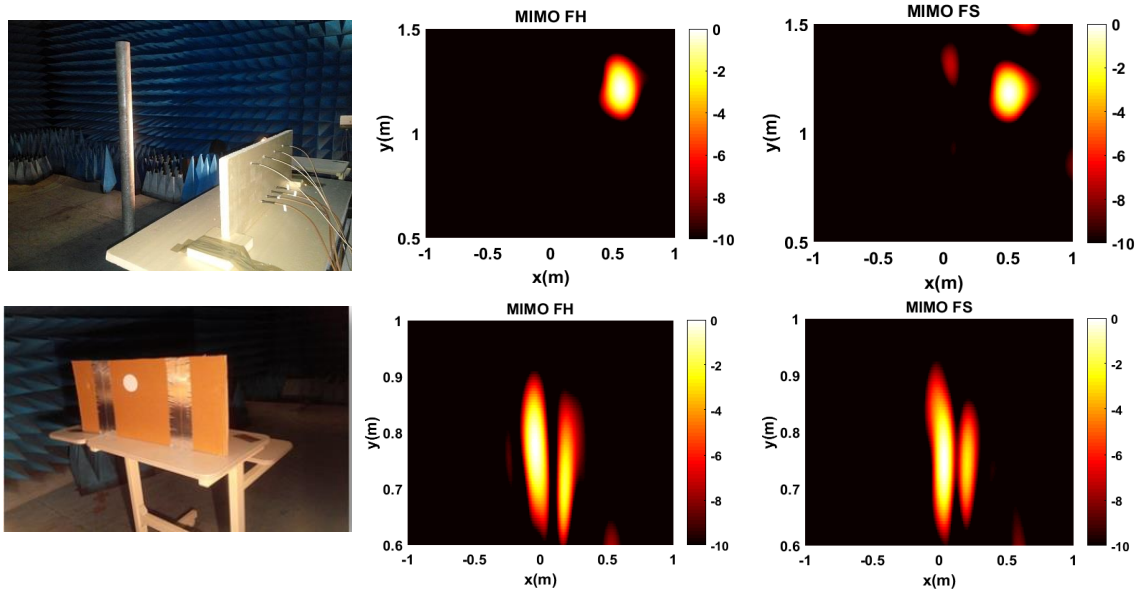


FIGURE 3.19 – Résultats comparatifs des Radars MIMO conventionnels et Radar MIMO à voie RF unique en émission [41, 42].

Les résultats montrent que l'architecture proposée permet de reconstruire des images comparables à celles d'une architecture conventionnelle de Radar MIMO. La résolution est de 8° pour les deux cas. Pour le cas du scénario avec la cavité, la dynamique est de 14,27 dB et 12,76 dB pour respectivement le cylindre et les deux rubans métalliques alors que pour l'architecture MIMO conventionnelle, les dynamiques sont de 16,21 dB et 13,83 dB. L'avantage de l'architecture proposée repose sur sa capacité à sonder simultanément le canal MIMO avec un nombre de voies RF d'émission réduit et ce, au moyen d'un composant entièrement passif. De plus, il est possible d'appliquer ce type de composant en réception afin de minimiser également le nombre de voies RF de réception. Le paragraphe suivant présente une architecture MIMO basée sur la réduction du nombre de voies RF aussi bien en émission qu'en réception.

3.7 Radar MIMO à voie RF unique en émission et en réception

Ce paragraphe propose une architecture de Radar MIMO nécessitant une seule voie en émission et en réception. Le principe est basé sur l'utilisation de codeurs analogiques dont les fonctions de transfert sont orthogonales (par exemple la cavité utilisée précédemment). Ainsi, le composant connecté au réseau d'antennes d'émission joue le rôle de générateur de formes d'ondes orthogonales, tandis que celui utilisé en réception joue le rôle de codeur des signaux reçus par les antennes. Le décodage de ces signaux nécessite donc la connaissance des fonctions de transfert du composant. La figure 3.20 illustre le principe de base.

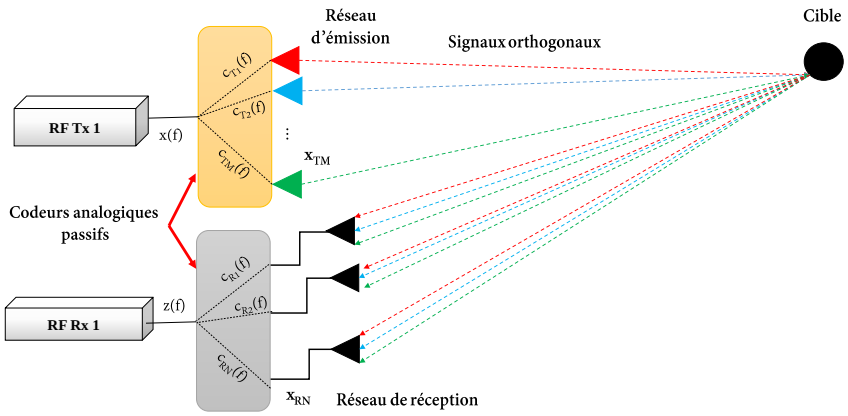


FIGURE 3.20 – Illustration du Radar MIMO à voie RF unique en émission et en réception.

Dans ces conditions, en supposant que le signal unique émis à l'entrée du composant en émission est une distribution de Dirac, le signal unique mesuré à la réception est donné (pour un échantillon fréquentiel) par l'équation suivante :

$$Z = \mathbf{C_R A C_T} \tag{3.39}$$

Où $\mathbf{C_T} = [C_{T1}(f), C_{T2}(f), ..., C_{TM}(f)]$ et $\mathbf{C_R} = [C_{R1}(f), C_{R2}(f), ..., C_{RN}(f)]^T$ sont respectivement les vecteurs des fonctions de transfert du codeur d'émission et de réception. La matrice du canal MIMO peut donc être estimée au moyen de l'équation 3.40.

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{A}} &= \mathbf{C_R}^{+} Z \mathbf{C_T}^{+} \\ &= \mathbf{C_R}^{+} \mathbf{C_R} \mathbf{A} \mathbf{C_T} \mathbf{C_T}^{+} \\ &= \mathbf{L_T} \mathbf{A} \mathbf{L_R}\end{aligned} \tag{3.40}$$

où $\mathbf{L_T}$ et $\mathbf{L_R}$ correspondent respectivement aux coefficients de corrélation des fonctions de transfert des composants en émission et en réception, à condition qu'ils soient moyennés sur une large bande passante. L'impact de ces coefficients est réduit uniquement si $\mathbf{L_T}$ et $\mathbf{L_R}$ sont des matrices identité. Ces propriétés ne peuvent être approximées qu'avec des cavités surdimensionnées par rapport à la longueur d'onde [43]. Finalement, l'image de la cible est reconstruite à partir d'un signal unique mesuré favorisant la réduction drastique du nombre de voies RF.

Exemple d'application du MIMO à voie RF unique en émission et en réception :

Soit à considérer un réseau MIMO de M=8 antennes (4 en émission et 4 en réception). Les antennes d'émission sont espacés de $0,7\lambda$ tandis que celles en réception sont espacées de $4 \times 0,7\lambda$ où λ est la longueur d'onde centrale correspondante à 3 GHz. La bande passante des signaux émis est de 2 GHz. Ce réseau est utilisé dans un premier temps dans une configuration conventionnelle de Radar MIMO, c'est-à-dire M=8 antennes et N=8 récepteurs (chaque antenne est adressée par une voie RF indépendante), les signaux émis sont des signaux à saut de fréquences avec Nc=128. Dans le second scénario, les antennes sont supposées connectées à un codeur analogique en émission et en réception avec $\tau_{rc} = 400$ ns. Le codeur d'émission permet de générer les formes d'ondes orthogonales nécessaires au sondage simultané du canal MIMO, tandis que le codeur en réception permet de coder les signaux reçus vers une voie RF unique. La figure ci-dessous montre un exemple d'images reconstruites de deux cibles ponctuelles à SER isotrope. Le plan de coupe est tracé pour la cible placée à R = 5 m. La preuve de faisabilité de ce principe a été démontrée expérimentalement et publiée dans les références [33, 38].

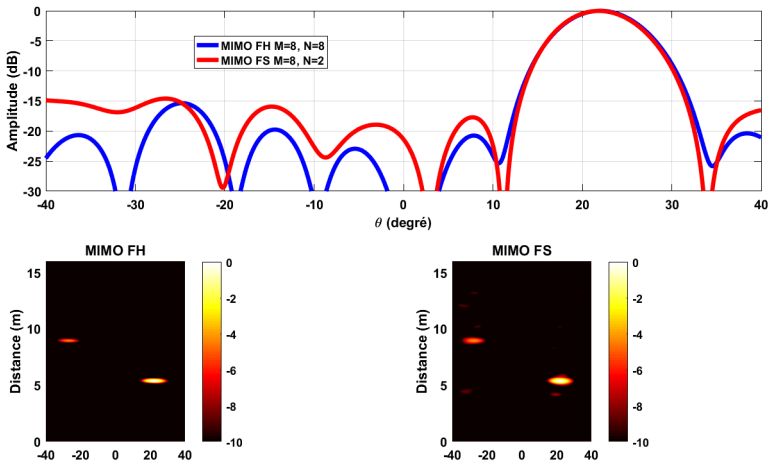


FIGURE 3.21 – Images reconstruites de deux cibles ponctuelles à SER isotropes avec une architecture de Radar MIMO conventionnelle et celle à voie RF unique en émission et en réception.

3.8 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter des techniques de mesure simultanée des données nécessaires à la reconstruction d'images. En effet, cette méthode de mesure requiert l'émission de signaux orthogonaux, c'est pourquoi un premier banc de mesure a été mis en œuvre afin de valider le principe. Dans ce contexte, des signaux à saut de fréquences basés sur des séquences de Gold ont été utilisés pour sonder le canal. Toutefois, l'implémentation pratique de ces formes d'ondes nécessite l'utilisation d'autant de voies RF que d'antennes du réseau d'émission. L'objectif de la démarche suivie dans ce chapitre était donc de réduire le nombre de voies RF d'une architecture conventionnelle de Radar MIMO. Pour ce faire, un second banc de mesure a été mis en œuvre. Le principe de base repose sur l'utilisation d'un codeur analogique passif dont les fonctions de transfert sont décorrélés. La qualité d'estimation de la matrice du canal étant liée aux propriétés de corrélation des fonctions de transfert du composant, il était nécessaire d'utiliser une cavité surdimensionnée par rapport à la longueur d'onde de travail. Il a été prouvé que ce type de composant permet de générer des formes d'ondes orthogonales pour des applications MIMO. Ainsi, un signal unique émis à l'entrée de la cavité permet l'adressage de M antennes du réseau d'émission, favorisant la réduction du nombre de voies RF sans affecter les performances. Les résultats comparatifs des deux architectures ont permis de valider la faisabilité du concept proposé. Par la suite, il a également été démontré qu'il est possible d'appliquer ce type de composant au réseau de réception afin de coder et transmettre via une seule voie RF les signaux reçus par les antennes. L'estimation de la matrice du canal MIMO est faite au moyen d'un décodage de ces signaux. Finalement le concept proposé permet de sonder simultanément le canal MIMO avec une architecture matérielle rentable même pour des réseaux à grande ouverture. Il convient de rappeler également que les preuves de concept ont été réalisées en bande S, toutefois les applications concrètes de sécurité nécessitent évidemment une montée en fréquence (par exemple en bande millimétrique). Cela aura pour avantage d'améliorer la résolution et également de pouvoir réaliser des cavités de dimensions réalistes.

3.9 Conclusion générale et perspectives sur l'imagerie microonde active

L'objectif de cette partie était de présenter des méthodes de sondage simultané du canal MIMO permettant de réduire le nombre de voies RF des systèmes d'imagerie actifs à haute résolution sans affecter les performances. Pour ce faire, une première étude comparative a permis de montrer les apports du Radar MIMO par rapport aux Radars conventionnels de types SIMO et SAR. En effet, à nombre d'antennes équivalent, le Radar MIMO offre un meilleur compromis résolution/dynamique grâce au réseau virtuel créé en post-traitement. Concrètement, le réseau virtuel (en champ lointain) résulte de la convolution spatiale des fonctions de distribution des réseaux d'émission (Tx) et de Réception (Rx). L'ouverture de ce réseau généralement plus grande que celles des réseaux physiques (émission et réception), dicte la résolution spatiale du système. Ainsi, l'optimisation de la configuration des réseaux d'antennes Tx/Rx permet d'améliorer la résolution sans augmenter le nombre d'antennes. Autrement dit, à résolution identique, le Radar MIMO permet de réduire considérablement le nombre d'éléments d'un Radar à réseau d'antennes phasées. Cet avantage est obtenu à partir de la mesure de la matrice du canal MIMO contenant toutes les réponses impulsionnelles spatiales des trajets émetteurs-cible-récepteurs. D'une manière pratique, les éléments de cette matrice peuvent être mesurés séquentiellement à l'aide d'un commutateur connecté au réseau Tx et/ou Rx. Cette méthode d'acquisition a été employée sur un premier banc de mesure afin de ressortir les principaux avantages du Radar MIMO.

Par ailleurs, pour une acquisition simultanée de la matrice du canal MIMO, les signaux émis doivent être orthogonaux. Cela offre un gain de temps en termes d'acquisition des signaux et d'illumination de la zone à imager. Dès lors, une architecture de Radar MIMO à sondage simultané a été présentée. Le banc de mesure mis en œuvre était basé sur l'émission de signaux à saut de fréquences pour le sondage du canal MIMO. Néanmoins, l'implémentation pratique de ce type de signaux requiert un nombre de voies RF identique au nombre d'antennes du réseau rendant l'architecture matérielle encombrante et coûteuse pour des réseaux à très grande ouverture. Afin de minimiser le nombre de voies RF tout en gardant le même réseau d'antennes du Radar MIMO, une architecture compressive a été proposée. Elle repose sur l'utilisation d'un codeur analogique passif dont les fonctions de transfert sont orthogonales. L'émission d'un signal unique à l'entrée de ce composant permet d'adresser indépendamment les antennes Tx avec des signaux décorrélés. Cela conduit à la réduction du nombre de voies RF nécessaires dans une architecture conventionnelle de Radar MIMO. La validation pratique de ce concept a été réalisée à l'aide d'une cavité métallique surdimensionnée à diversité modale et fréquentielle. De plus, pour améliorer les propriétés de corrélation des fonctions de transfert, des antennes ont été disposées aléatoirement à l'intérieur du composant. Finalement la matrice du canal MIMO a été mesurée instantanément avec une seule voie d'émission. Les résultats ont montré que cette architecture permet d'atteindre des performances comparables à celle d'une architecture conventionnelle. En outre, l'utilisation de ce type de composant en émission et en réception rend possible le sondage simultané du canal MIMO avec un nombre de chaînes RF (émetteurs/récepteurs) considérablement réduit.

Il faut noter que le concept proposé a été validé expérimentalement dans la bande S (2,5-3,5 GHz) ce qui justifie les dimensions de la cavité ($0,8 \times 0,8 \times 1$ m^3) qui rend le prototype laboratoire extrêmement encombrant. Dès lors, les perspectives seront de transposer le principe à plus hautes fréquences, par exemple en bande millimétrique. Cela permettrait de rendre le système plus compact et adapté à des applications de sécurité nécessitant une bonne résolution.

Bibliographie

[1] D. W. Bliss and K. W. Forsythe, “Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging : degrees of freedom and resolution,” in Signals, Systems and Computers, 2004. Conference Record of the Thirty-Seventh Asilomar Conference on, 2003, vol. 1, pp. 54–59.

[2] W.-Q. Wang, “MIMO SAR OFDM Chirp Waveform Diversity Design With Random Matrix Modulation,” IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 53, no. 3, pp. 1615–1625, Mar. 2015.

[3] E. L. Kpré, T. Fromenteze, C. Decroze, and D. Carsenat, “Experimental implementation of an ultra-wide band MIMO radar,” in Radar Conference (EuRAD), 2015 European, 2015, pp. 89–92.

[4] E. L. Kpré, C. Decroze, D. Carsenat, and T. Fromenteze, “Mise en oeuvre expérimentale d’un Radar MIMO Ultra-Large Bande,” in XIXèmes Journées Nationales Microondes 3-4-5 Juin 2015 - Bordeaux.

[5] William F. Moulder and al. "Multistatic Imaging Radar for Standoff Concealed Threat Detection", Antennas and Propagation Symposium, San Diego 2017.

[6] D. Carsenat and C. Decroze, "UWB Antennas Beamforming Using Passive Time-Reversal Device," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 779–782, 2012.

[7] T. Fromenteze, D. Carsenat, and C. Decroze, “A Precorrection Method for Passive UWB Time-Reversal Beamformer,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 836–840, 2013.

[8] T. Fromenteze, E. L. Kpré, C. Decroze, and D. Carsenat, “Passive compression technique applied to UWB beamforming and imaging architectures,” International Journal of Microwave and Wireless Technologies, vol. 8, no. 4–5, pp. 815–823, Jun. 2016.

[9] V. Riché, S. Méric, J.-Y. Baudais, and E. Pottier, “Investigations on OFDM signal for range ambiguity suppression in SAR configuration,” IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 52, no. 7, pp. 4194–4197, 2014.

[10] J.-Y. Baudais, S. Méric, V. Riché, and E. Pottier, “MIMO-OFDM signal optimization for SAR imaging radar,” EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2016, no. 1, Dec. 2016.

[11] Hai Deng, "Polyphase code design for Orthogonal Netted Radar systems," Signal Processing, IEEE Transactions on , vol.52, no.11, pp.3126,3135, Nov. 2004.

[12] Bo Liu ; Zishu He ; Jiankui Zeng ; Benyong Liu, "Polyphase Orthogonal Code Design for MIMO Radar Systems," Radar, 2006. CIE ’06. International Conference on , vol., no., pp.1,4, 16-19 Oct. 2006

[13] G. V. K. Sharma and K. R. Rajeswari,“Four-phase orthogonal code design for MIMO radar systems,” in Communications (NCC), 2012 National Conference on, 2012, pp. 1–4.

[14] B. S, A. Srinivas, and V. Reddy, “Low-Complexity Design of Frequency-Hopping Codes for MIMO Radar for Arbitrary Doppler,” EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2010, no. 1, p. 319065, 2010.

[15] S. Gogineni and A. Nehorai, “Frequency-hopping code design for MIMO radar estimation using sparse modeling,” Signal Processing, IEEE Transactions on, vol. 60, no. 6, pp. 3022–3035, 2012.

[16] G. Babur, O. A. Krasnov, A. Yarovoy, and P. Aubry, “Nearly Orthogonal Waveforms for MIMO FMCW Radar,” Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, vol. 49, no. 3, pp. 1426–1437, 2013.

[17] H. Sun, F. Brigui, and M. Lesturgie, “Analysis and comparison of MIMO radar waveforms,” 2014, pp. 1–6.

[18] O. Rabaste, L. Savy, M. Cattenoz, and J.-P. Guyvarch, “Signal waveforms and range/angle coupling in coherent colocated MIMO radar,” 2013, pp. 157–162.

[19] M. Catternoz, “MIMO Radar Processing Methods for Anticipating and Compensating Real World Imperfections.”, Thesis dissertation, Université Paris-Sud, 27th May 2015.

[20] R. M. Buehrer. Code Division Multiple Access (CDMA). Morgan & Claypool Publishers, 2006.

[21] S. Maric and E. L. Titlebaum, “A class of frequency hop codes with nearly ideal characteristics for use in multiple-access spread-spectrum communications and radar and sonar systems,” Communications, IEEE Transactions on, vol. 40, no. 9, pp. 1442–1447, 1992.

[22] J.P. Costas, “A study of a class of detection waveforms having nearly ideal range-Doppler ambiguity properties,” Proc. IEEE, vol. 72, pp. 996-1009, Aug. 1984.

[23] Karl Pearson, "Mathematical Contributions to the Theory of Evolution. III. Regression, Heredity, and Panmixia" Phil. Trans. of the Royal Society of London ser, A vol. 187, pp 253-318, 1896.

[24] J. Benesty, Jingdong Chen, and Yiteng Huang, “On the Importance of the Pearson Correlation Coefficient in Noise Reduction,” IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, vol. 16, no. 4, pp. 757–765, May 2008.

[25] Belsley, David A. ; Kuh, Edwin ; Welsch, Roy E. (1980). "The Condition Number". Regression Diagnostics : Identifying Inuential Data and Sources of Collinearity. New York : John Wiley & Sons. pp. 100 104. ISBN 0-471-05856-4.

[26] Virginia C. Klema & Alan J. Laub, IEEE members, "The Single Value Decomposition : its computation and some applications", IEEE transaction on automatic control, vol. Ac-25,N°2, April 1980.

[27] J. Sijbers, P. Scheunders,N. Bonnet, D. Van Dyck, E. Raman, “Quantification and Improvement of the Signal-to-Noise Ratio in a Magnetic Resonance Image Acquisition Procedure,” Magnetic Resonance Imaging, Vol. 14, Nr. 10, p. 1157-1163, (1996).

[28] T. Fromenteze, E. Kpre, D. Carsenat, and C. Decroze, “Clean Deconvolution Applied to Passive Compressed Beamforming,” Progress In Electromagnetics Research C, vol. 56, pp. 163–172, 2015.

[29] Li Jian and Stoica Petre, "MIMO radar signal processing". J. Wiley & Sons 2009.

[30] A. Hassanien and S. A. Vorobyov, “Why the phased-MIMO radar outperforms the phased-array and MIMO radars,” in Proc. 18th Eur. Signal Process. Conf, 2010, pp. 1234–1238.

[31] N. El-Din Ismail, S. H. Mahmoud, A. S. Hafez, and T. Reda, “A new phased MIMO radar partitioning schemes," in Aerospace Conference, 2014 IEEE, 2014, pp. 1–7.

[32] X. Zhuge and A. G. Yarovoy, “Three-Dimensional Near-Field MIMO Array Imaging Using Range Migration Techniques,” IEEE Transactions on Image Processing, vol. 21, no. 6, pp. 3026–3033, Jun. 2012.

[33] T. Fromenteze, E. L. Kpre, D. Carsenat, C. Decroze, and T. Sakamoto, “Single-Shot Compressive Multiple-Inputs Multiple-Outputs Radar Imaging Using a Two-Port Passive Device,” IEEE Access, vol. 4, pp. 1050–1060, 2016.

[34] David A. Hill, "Electromagnetic Theory of Reverberation Chambers", Radio-Frequency Technology Division Electronics and Electrical Engineering Laboratory National Institute of Standards and Technology 325 Broadway Boulder, Colorado 80303-3328

[35] C. L. Holloway, H. A. Shah, R. J. Pirkl, K. A. Remley, D. A. Hill, and J. Ladbury, “Early Time Behavior in Reverberation Chambers and Its Effect on the Relationships Between Coherence Bandwidth, Chamber Decay Time, RMS Delay Spread, and the Chamber Buildup Time,” IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 54, no. 4, pp. 714–725, Aug. 2012.

[36] G. Lerosey and J. de Rosny, “Scattering Cross Section Measurement in Reverberation Chamber,” IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 49, no. 2, pp. 280–284, May 2007.

[37] Matthieu Dupré, "Contrôle des micro-ondes en milieux réverbérants", Thèse de Doctorat Université Paris 7-Denis Diderot, le 17 Décembre 2015.

[38] T. Fromenteze, C. Decroze, and D. Carsenat, “Passive UWB multiplexing device for a single-port MIMO RADAR,” in Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International, 2014, pp. 1–4.

[39] B. Redding and H. Cao, “Using a multimode fiber as a high-resolution, low-loss spectrometer,” Optics letters, vol. 37, no. 16, pp. 3384–3386, 2012.

[40] P. Wang and R. Menon, “Computational spectrometer based on a broadband diffractive optic,” Optics Express, vol. 22, no. 12, p. 14575, Jun. 2014.

[41] E. L. Kpré, C. Decroze, and T. Fromenteze, “MIMO radar pseudo-orthogonal waveform generation by a passive 1 x M mode-mixing microwave cavity,” International Journal of Microwave and Wireless Technologies, pp. 1–7, Mar. 2017.

[42] E. L. Kpré, T. Fromenteze, and C. Decroze, “MIMO radar transmit array fed by a 1 x M passive chaotic cavity,” in 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2016, pp. 1–5.

[43] P.-S. Kildal and K. Rosengren, "Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling, radiation efficiency, and diversity gain of their antennas : Simulations and measurements in a reverberation chamber," IEEE Commun. Mag., vol. 42, no. 12, pp. 104-112, Dec. 2004.

Troisième partie

Techniques à synthèse d'ouverture interférométrique pour l'imagerie microonde passive

Chapitre 4

Radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique (SAIR) : concepts et avantages

Sommaire

4.1 Introduction 133
4.2 Différents types de radiomètres 134
4.3 Principe fondamental d'un imageur à synthèse d'ouverture interférométrique 140
4.4 Approximation champ lointain : Théorème de Van-Cittert-Zernike 142
4.5 Réseaux d'antennes à synthèse d'ouverture 143
4.6 Méthodes de reconstruction d'images 151
4.7 Méthodes de régularisation du problème inverse 156
4.8 Conclusion 158

4.1 Introduction

Le radiomètre est un système d'imagerie passif permettant de mesurer le signal électromagnétique provenant des sources thermiques. Ce type d'instrument a été mis au point dans sa conception la plus générale par le physicien américain Robert Henry Dicke (1916–1997) en 1946 pour des observations célestes [1]. Afin de capter le maximum de signal provenant des corps observés, certaines antennes de radiomètre sont de très grande taille, par exemple le radiotélescope d'Arecibo a un diamètre de 305m [2]. En outre, les applications en radioastronomie requièrent de plus en plus de fortes contraintes de résolution spatiale qui est elle-même liée à la taille de l'ouverture d'antenne et à la fréquence de fonctionnement. Le radiomètre fonctionnant dans le domaine des microondes (0,3-300 GHz), les longueurs d'onde correspondantes sont relativement longues (comparées aux longueurs d'ondes optiques). Ainsi à longueur d'onde fixée, la résolution ne peut être améliorée que si la taille de l'antenne est augmentée. Cette solution est très rapidement limitée par les contraintes de réalisation mécanique. À titre d'exemple, en considérant un radiomètre fonctionnant à 1 GHz (la longueur d'onde correspondante étant de 30 cm), pour atteindre une résolution de 10 cm à 2 km du radiomètre, il faut une ouverture rayonnante de 6 Km, ce qui est difficilement réalisable en pratique.

Pour surmonter la contrainte de réalisation mécanique, le concept de synthèse d'ouverture a été suggéré en radioastronomie, ce qui a été fortement reconnu par la communauté scientifique et a conduit au prix Nobel de physique en 1974 à Martin Ryle et Antony Hewish [3]. En raison de l'absence de cohérence temporelle des signaux reçus du ciel, Ryle et Hewish ont jugé nécessaire d'exploiter la cohérence spatiale en utilisant un récepteur de référence. Ainsi, les signaux reçus sont enregistrés sur différents récepteurs (spatialement indépendants), corrélés et traités de manière cohérente pour créer une plus grande ouverture synthétique [4]. Ce principe est connu sous le nom de synthèse d'ouverture interférométrique (*Synthetic Aperture Interferometric Radiometer, SAIR*) et permet de gagner en résolution avec un faible nombre d'éléments et ce, grâce à la corrélation des signaux de chaque paire d'antennes du réseau. Chaque échantillon de corrélation permet de mesurer un degré de cohérence spatiale appelé fonction de visibilité. Cette fonction est liée à la transformée de Fourier de la température de brillance de la source dans le cas d'un système idéal. Ainsi, en mesurant suffisamment d'échantillons de la fonction de visibilité, la distribution de température de la scène peut être reconstruite par une simple transformée inverse de Fourier [5]. Ce principe a été utilisé sur le *Very Large Array* (VLA) installé près de Socorro (Nouveau-Mexique) aux États-unis [6] et a connu très rapidement de nombreuses applications dans le domaine du spatial notamment pour l'observation de la terre, la mesure de l'humidité des sols, la salinité des océans, etc [7, 8, 9].

La maturité des technologies utilisées et les techniques de reconstructions d'images robustes permettent une amélioration continue de ces instruments, les rendant de plus en plus attrayant pour des applications répondants aux besoins de la sécurité intérieure telles que la détection d'armes enfouies et d'explosifs (liquides ou solides), la vision à travers les murs, etc. Ce type d'applications nécessitent indubitablement de la résolution et une bonne sensibilité radiométrique.

Plusieurs techniques d'acquisition décrites au chapitre 1 permettent de satisfaire ces critères, néanmoins la plupart sont basées sur le principe à balayage mécanique (déplacement d'une antenne ou d'une lentille), ce qui peut s'avérer limitant pour un rafraichissement temps réel des images. L'imagerie radiométrique à synthèse d'ouverture semble être un bon compromis entre la résolution, la sensibilité radiométrique et l'acquisition temps réel. C'est pourquoi, cette partie du manuscrit sera consacrée essentiellement aux systèmes d'imagerie passifs basés sur ce concept. L'objectif est de proposer des techniques d'imagerie passives à haute résolution et à acquisition simultanée avec une architecture matérielle rentable. La démarche reste donc identique à celle de la partie précédente, c'est-à-dire une première étape de minimisation du nombre d'antennes grâce au principe SAIR et une seconde étape qui consistera à réduire considérablement le nombre de voies RF par des techniques de compression des signaux reçus. Les travaux présentés dans cette partie ont été menés dans le cadre du projet ANR-PIXEL dont l'objectif final est de développer un scanner d'aéroport entièrement passif en bande W (90-95 GHz) avec une zone observable de $3 \times 3\text{m}^2$ et une résolution inférieure à 10 cm à une distance comprise entre 3m et 5m. Toutefois, il convient de préciser que les concepts développés ici ont été expérimentalement validés en bande S (2-4 GHz) du fait du matériel actuellement disponible au laboratoire pour des mesures dans le domaine temporel. Ce chapitre en particulier présente d'une manière générale les principes fondamentaux de l'imagerie à synthèse d'ouverture ainsi que les méthodes de reconstruction d'images qui serviront de base pour le chapitre suivant.

4.2 Différents types de radiomètres

4.2.1 Radiomètre à puissance totale

Les premiers instruments radiométriques ont été développés dans les années 40 par les astrophysiciens donnant lieu aux premières applications dans les années 50 [1]. Depuis lors ces instruments ont été embarqués sur des satellites qui fournissent des informations sur l'état de la terre et l'atmosphère [7]. Le principe repose sur la mesure du bruit capté par une antenne comme le montre la figure 4.1. À l'origine, le radiomètre était constitué d'une seule antenne qui pouvait être déplacée mécaniquement pour simuler une ouverture synthétique [4]. La température équivalente de bruit T_a captée par l'antenne dépend du milieu vers lequel elle est pointée. Ainsi, à partir du signal mesuré, la température physique d'une source thermique peut être déduite en se basant sur la loi de Planck.

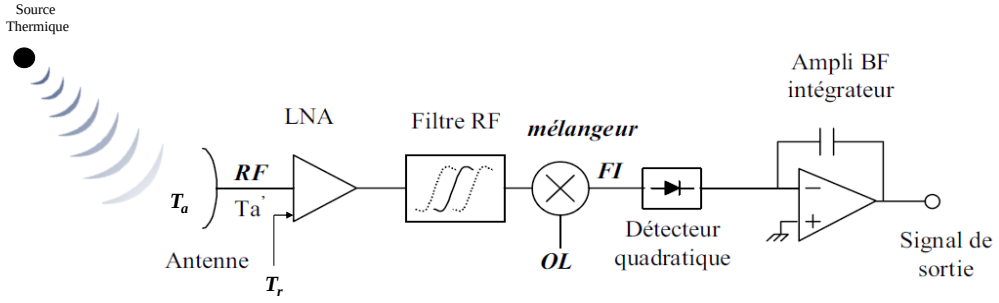


FIGURE 4.1 – Synoptique du radiomètre à puissance totale à récepteur hétérodyne [10].

Le radiomètre dans sa configuration la plus simpliste est constitué d'une antenne permettant de capter le signal électromagnétique, d'une chaîne RF permettant la transposition du signal en bande de base, d'un détecteur quadratique et d'un intégrateur permettant de mesurer l'intensité du signal. La figure 4.1 montre un exemple d'architecture de radiomètre dit à puissance totale, T_a étant la température d'antenne donnée par l'équation 4.1.

$$T_a = \frac{\iint\limits_{4\pi} T_B(\theta,\phi)F(\theta,\phi)d\Omega}{\iint\limits_{4\pi} F(\theta,\phi)d\Omega} \tag{4.1}$$

La température d'antenne se définie comme étant la distribution de température de brillance $T_B(\theta,\phi)$ arrivant sur l'antenne et pondérée par le diagramme de rayonnement de l'antenne [11]. Cette température de brillance ne dépend pas uniquement de la source, mais également de l'environnement et de la direction dans laquelle est pointée l'antenne. De plus, cette température est plus ou moins atténuée en fonction de l'angle d'incidence (dû au fait que l'antenne n'est pas isotrope). Ainsi, pour une antenne directive, l'efficacité η (portion du signal capté par le lobe principal) permet de définir la puissance réellement transmise par l'antenne portée à une température physique T_p sur une bande passante Δf par l'équation suivante :

$$P'_a = KT'_a\Delta f \tag{4.2}$$

Avec :

$$T'_a = \eta T_a + (1-\eta)T_p \tag{4.3}$$

T'_a est la température d'antenne ramenée à l'entrée du récepteur et K la constante de Bolztmann. Le but du radiomètre est de fournir à la sortie du détecteur une tension V_{out} mesurable et proportionnelle à la puissance fournie par l'antenne. Cependant le signal capté par l'antenne est amplifié et translaté vers les plus basses fréquences pour être numérisé. Cette opération ne peut se faire sans ajouter un bruit interne (indésirable) des composants au bruit (utile) provenant de la source thermique et capté par l'antenne. Par conséquent, la tension V_{out} mesurée n'est pas uniquement proportionnelle à la puissance P'_a du signal capté, mais à la puissance P_{sys} du système. Cette puissance fait intervenir la contribution du bruit utile et du bruit indésirable, et est donnée par l'équation suivante :

$$P_{sys} = KT_{sys}\Delta f = K(T'_a + T_r)\Delta f \tag{4.4}$$

Où T_r est la température équivalente de bruit de l'ensemble de la chaîne de réception. Cette température contribue à la dégradation de la sensibilité radiométrique qui est donnée par l'équation suivante [12] :

$$\Delta T_N = \frac{T_{sys}}{\sqrt{\Delta f\tau}} = \frac{T'_a + T_r}{\sqrt{\Delta f\tau}} \tag{4.5}$$

où τ est le temps d'intégration du signal. À partir de cette équation, il est clair que l'amélioration de la sensibilité du récepteur passe inévitablement par :

- l'augmentation de la bande passante Δf : la puissance du signal utile augmente, mais celui du bruit également.
- l'augmentation du temps d'intégration τ : le bruit interne du récepteur moyenné diminue. cela requiert une stabilité de la scène.
- la réduction de la température équivalente T_r de la chaîne de réception : généralement cette température est dominée par celle du premier composant de la chaîne de réception (par exemple l'amplificateur RF sur la figure 4.1), il est donc souhaitable d'utiliser un LNA présentant un faible facteur de bruit afin de minimiser l'impact du bruit du récepteur.

4.2.2 Radiomètre de Dicke

La sensibilité radiométrique donnée par l'équation 4.5 ne tient pas compte des fluctuations éventuelles du gain total G_{sys} du récepteur. En supposant que la tension mesurée à la sortie est liée à la température système par l'équation 4.4, il est possible d'étalonner le système (c'est-à-dire quantifier G_{sys}). Cette quantification peut se faire par une mesure de la tension de sortie pour deux températures différentes, l'une à "chaud" et l'autre à "froid" [11].

$$V_{out} = G_{sys} T_{sys} \tag{4.6}$$

Cependant, la procédure d'étalonnage ne tient pas compte de l'instabilité du gain, il est donc nécessaire de distinguer la sensibilité ΔT_N (ayant pour origine la température système) et la sensibilité ΔT_G (liée aux fluctuations du gain système).

$$\Delta T_G = T_{sys} \left(\frac{\Delta G_{sys}}{G_{sys}} \right) \tag{4.7}$$

La sensibilité radiométrique théorique se définie en tenant compte à la fois du bruit du récepteur et également des fluctuations du gain conduisant à l'équation du radiomètre [13] :

$$\Delta T = \sqrt{\Delta T_N^2 + \Delta T_G^2} \tag{4.8}$$

$$\Delta T = (T'_a + T_r) \sqrt{\frac{1}{\Delta f \tau} + \left(\frac{\Delta G_{sys}}{G_{sys}} \right)^2} \tag{4.9}$$

Où le terme $\Delta G_{sys}/G_{sys}$ traduit la variation normalisée du gain total du récepteur.

Ce type de radiomètre se distingue par sa facilité de mise en œuvre, cependant, il est difficile de séparer T'_a de T_r. Le système peut être calibré par des sources chaudes ou froides, néanmoins il reste tributaire des fluctuations et dérives des différents éléments de la chaîne de détection. La fluctuation du gain du système engendre une variation de la puissance mesurée à la sortie. Pour pallier l'instabilité du système, une calibration in-situ peut être faite périodiquement à l'aide d'un commutateur électronique. Ce commutateur bascule alternativement sur une source de bruit calibrée et sur l'antenne comme le montre la figure 4.2.

La détection s'effectue de manière synchrone et la puissance mesurée à la sortie est alterna-

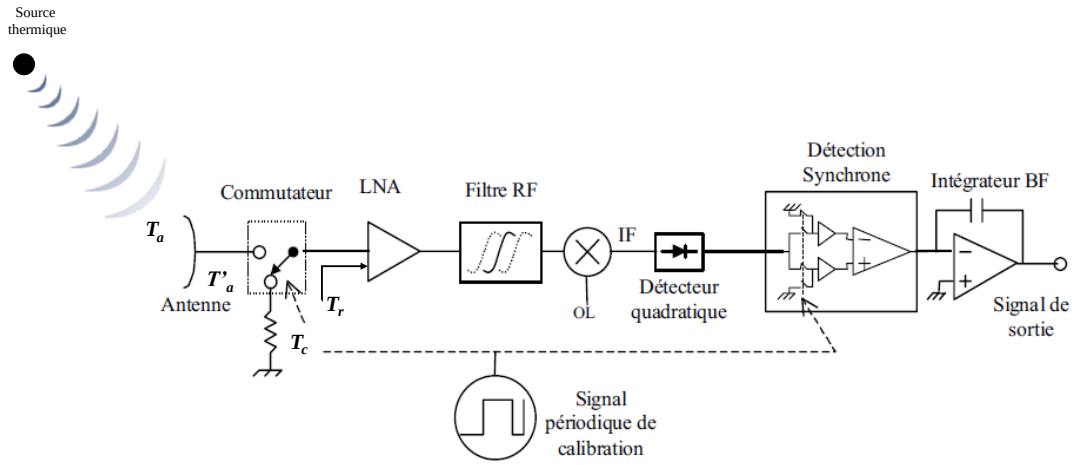


FIGURE 4.2 – Synoptique du radiomètre de Dicke [13].

tivement proportionnelle à la température T'_a d'antenne ou T_c de la charge de référence. Dans ce cas, la sensibilité radiométrique est donnée par l'équation [14] :

$$\Delta T = \sqrt{2\frac{(T'_a + T_r)^2 + (T_c + T_r)^2}{\Delta f \tau} + (T'_a - T_c)^2 \left(\frac{\Delta G_{sys}}{G_{sys}}\right)^2} \tag{4.10}$$

Les fluctuations du gain du récepteur sont pondérées par la différence entre la température captée par l'antenne et la température de référence. Cela suppose que si T_c est très proche (ou même égale) de T'_a , les fluctuations du gain sont minimisées (voire supprimées) ce qui conduit à la sensibilité du radiomètre équilibré de Dicke :

$$\Delta T = 2\frac{T'_a + T_r}{\sqrt{\Delta f \tau}} \tag{4.11}$$

De ce fait, si la température de la source de référence est automatiquement contrôlable, elle peut être accordée à la température réellement mesurée par l'antenne. La méthode d'injection de bruit par impulsion est un exemple de solution élaborée afin d'équilibrer la température de référence à la température d'antenne [13]. Cette solution est basée sur l'architecture fondamentale connue sous le nom de radiomètre de Dicke du nom de l'inventeur Robert H. Dicke (voir figure 4.2) [15].

Ce type de radiomètre présente l'avantage majeur d'être calibré en continu en basculant en permanence entre l'antenne et la source de référence. Cependant, la minimisation des fluctuations du gain nécessite des composants passifs supplémentaires en tête de la chaîne d'amplification (par exemple des commutateurs, des atténuateurs, etc) qui introduisent des pertes. Cela contribue à l'augmentation du facteur de bruit du système et donc à la dégradation de la sensibilité radiométrique. Une autre architecture dite à addition de bruit est présentée dans le paragraphe suivant permettant de minimiser les pertes.

4.2.3 Radiomètre à addition de bruit

Ce radiomètre est basé sur l'architecture du radiomètre de Dicke, le commutateur est remplacé par un coupleur directif afin d'injecter le bruit d'une source de calibrage. La figure 4.3 présente un exemple du radiomètre à addition de bruit proposé par Batelaan en 1974 [16].

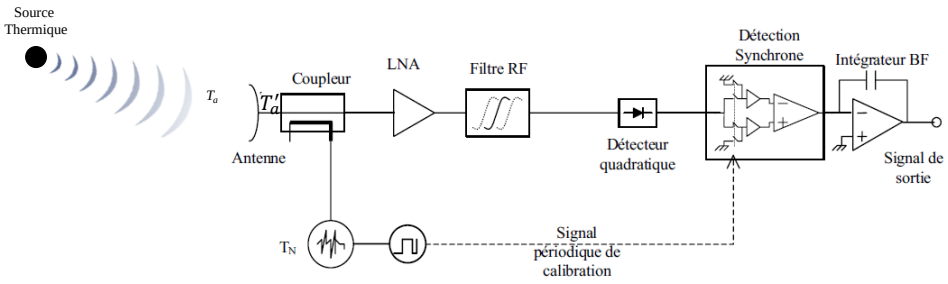


FIGURE 4.3 – Schéma synoptique du radiomètre à addition de bruit [13].

La sensibilité théorique de ce type de radiomètre est donné par l'expression analytique suivante [13, 17] :

$$\Delta T = 2\frac{T'_a + T_r}{\sqrt{\Delta f \tau}}\left[1 + \frac{T'_a + T_r}{T_N}\right] \tag{4.12}$$

Dans ce cas, la sensibilité radiométrique ne dépend plus des fluctuations du gain ΔG_{sys} et les pertes peuvent être limitées à celles ohmiques, diélectrique et de couplage. De plus, le choix judicieux de la température T_N de bruit de la source de calibrage permet d'améliorer cette sensibilité pour atteindre une valeur théorique égale à deux fois la sensibilité idéale du radiomètre à puissance totale [13, 17].

$$\Delta T = 2\frac{T'_a + T_r}{\sqrt{\Delta f \tau}} \tag{4.13}$$

Les radiomètres de Dicke et Batelaan sont les plus utilisés dans la littérature et sont la base des architectures des radiomètres actuels. Néanmoins, les contraintes d'imagerie à haute résolution ont poussé à imaginer un autre type de radiomètre permettant de surmonter les limitations de réalisation mécanique des antennes de très grand diamètre. Le paragraphe suivant présente le radiomètre dit à corrélation de bruit.

4.2.4 Radiomètre à corrélation de bruit

Contrairement aux radiomètres précités, cet instrument est constitué de deux antennes dont la corrélation des signaux fournit une mesure du degré de cohérence spatiale V. Cette mesure est faite à la fréquence spatiale déterminée par la distance relative (normalisée par rapport à la longueur d'onde) entre les antennes. Cela revient à synthétiser une ouverture d'antenne de diamètre équivalent à la distance D séparant les deux antennes élémentaires considérées (voir figure 4.4). Dans ce cas, la résolution est liée à l'espacement entre les antennes permettant ainsi de lever la contrainte de réalisation mécanique des antennes de très grande ouverture.

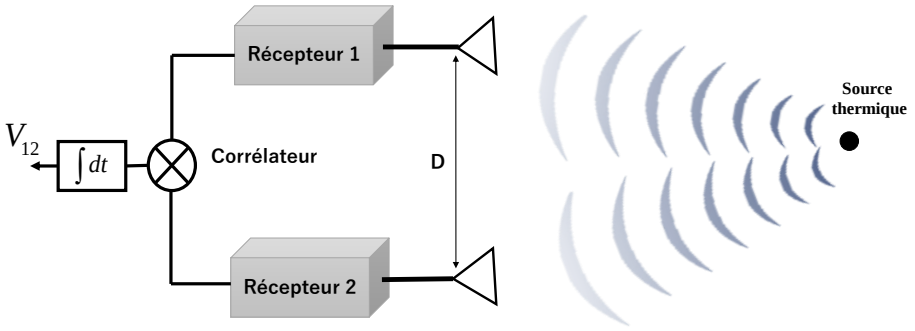


FIGURE 4.4 – Synoptique du radiomètre à corrélation de bruit.

Par ailleurs, quel que soit le type de radiomètre utilisé, la sensibilité radiométrique ne dépend pas uniquement des paramètres $(\Delta f,\ \tau)$ cités précédemment, mais également de la taille de l'ouverture D, de la zone observable Ω_{FOV} et du nombre de récepteurs M. Les sensibilités radiométriques d'imageurs à puissance totale et à corrélation de bruit sont respectivement données par les équations [11] :

$$\Delta T = \frac{T_{sys}}{\sqrt{\Delta f \tau}} \left(\frac{D}{\lambda}\right) \sqrt{\frac{\Omega_{FOV}}{M}} \tag{4.14}$$

$$\Delta T_{syn} = \frac{T_{sys}}{\sqrt{\Delta f \tau}} \left(\frac{D}{\lambda}\right)^2 \frac{\Omega_{FOV}}{M} \tag{4.15}$$

La sensibilité est inversement proportionnelle à la résolution spatiale du système, l'une ne peut donc être améliorée sans dégrader l'autre. En outre, le dispositif tel décrit sur la figure 4.4 ne permet pas de reconstruire une image caractérisée par une distribution de température, il faut donc envisager l'utilisation de plusieurs récepteurs élémentaires mis en réseau. Ce type d'instrument est connu sous le nom de radiomètre interférométrique à synthèse d'ouverture (SAIR). Ainsi, à condition d'utiliser un nombre très important de récepteurs élémentaires, la sensibilité peut être améliorée sans affecter la résolution. En plus, à nombre de récepteurs équivalents, le radiomètre interférométrique offre une meilleure sensibilité radiométrique [18]. Il est donc possible de réduire considérablement le nombre de récepteurs tout en gardant des performances (sensibilité radiométrique, résolution, etc) comparables à celles d'un radiomètre à ouverture réelle. Ces avantages s'inscrivent dans la démarche de la thèse qui est de minimiser le nombre d'antennes et de récepteurs d'un système d'imagerie passif haute résolution et à acquisition simultanée sans affecter les performances. Tous les concepts présentés dans la suite seront donc basés sur l'architecture du radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique et le paragraphe suivant décrit les principes fondamentaux y afférents.

4.3 Principe fondamental d'un imageur à synthèse d'ouverture interférométrique

Le phénomène physique d'interférométrie est bien illustré par l'expérience des trous d'Young [19]. Le principe repose sur la mesure de la composante spectrale de la distribution de la température de brillance d'une source rayonnante en faisant interférer les signaux reçus. Cela est rendu possible grâce à la corrélation paire-à-paire des signaux de chaque paire d'antennes fournissant un degré de cohérence spatiale appelé généralement fonction de visibilité [4].

Afin d'illustrer le principe de base, la scène de la figure 4.5 est considérée. Deux antennes A et B sont placées dans un repère (u, v, w), la source thermique est caractérisée par sa distribution de température $T_B(x, y, z)$. Les antennes sont connectées à des récepteurs et un corrélateur fournissant la visibilité complexe comme sur la figure 4.4. Les antennes et la cible sont respectivement repérées par leurs positions r_i ($i \in [A, B]$) et r. Les équations qui seront décrites dans la suite tiennent compte des hypothèses suivantes :

- la polarisation du champ électromagnétique produit par la source est ignorée,
- la source est spatialement incohérente et sa distribution de température peut être décrite dans un repère Cartésien (x, y, z) ou sphérique (r, θ, ϕ),
- la distance entre la source et les antennes est fixe, par exemple $z = R$,
- le principe de HUYGENS est appliqué (l'amplitude du champ varie en $|r_i - r|^{-1}$) et la phase du signal mesuré dépend du chemin optique parcouru de la source à l'antenne considérée,
- les antennes sont dans le même plan, par exemple $w = 0$.

Les antennes sont caractérisées par leur diagramme de rayonnement complexe $F_A(r_A, f)$ et $F_B(r_B, f)$ et les récepteurs par leur fonction de transfert $H_A(f)$ et $H_B(f)$. Ainsi, les signaux complexes $U_A(r_A, f)$ et $U_B(r_B, f)$ mesurés à chacune des entrées du corrélateur sont données par (en considérant tous les éléments de surface) [20] :

$$U_{A/B}(r_{A/B}, f) \approx \iint_{\mathbf{S}} \mathscr{E}_{A/B}(r_{A/B}, f) \frac{e^{-2i\pi \frac{|r_{A/B} - r|}{\lambda}}}{|r_{A/B} - r|} F_{A/B}(r_{A/B}, f) H_{A/B}(r_{A/B}, f) d\mathbf{s} \tag{4.16}$$

Où $\mathscr{E}_{A/B}(r_{A/B}, f)$ est l'amplitude du champ rayonné par la source, le terme exponentiel est la fonction de transfert spatiale (fonction de Green) et λ est la longueur d'onde de travail. La notation A/B indique l'antenne A ou B.

La fonction de corrélation spatiale est donc donnée par l'équation 4.17 :

$$V(r_A, r_B) = < U_A(r_A, f) U_B^*(r_B, f) > = \lim_{\tau \to \infty} \frac{1}{2\tau} \int_{-\infty}^{+\infty} U_A(r_A, f) U_B^*(r_B, f) df \tag{4.17}$$

τ étant le temps d'intégration du signal et U^* est le complexe conjugué de U. En outre, la limite du produit des distributions d'amplitudes identiques est proportionnelle à la brillance spectrale $B(r, f)$ de la source [21].

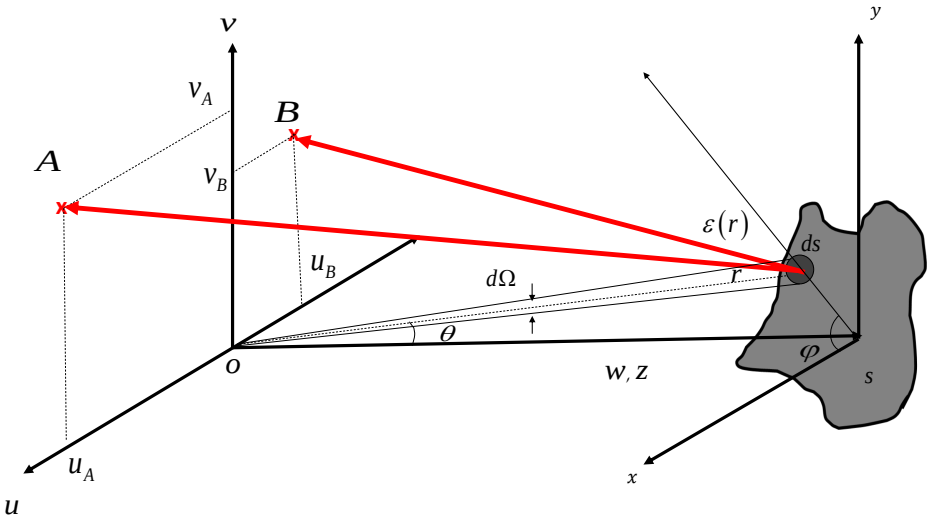


FIGURE 4.5 – Description géométrique d'un récepteur élémentaire du radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique.

$$\lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{2\tau}\mathscr{E}_A(r_A,f)\mathscr{E}_B(r_B,f)\propto\sqrt{B(r_A,f)B(r_B,f)} \tag{4.18}$$

En pratique, les antennes A et B ne mesurent pas les mêmes brillances spectrales puisqu'elles voient la source sous un angle différent. Néanmoins, par soucis de simplification, les brillances spectrales sont supposées identiques. Ainsi, la loi de Rayleigh-Jeans conduit à l'équation suivante :

$$\sqrt{B(r_A,f)B(r_B,f)}\approx B(r,f)=\frac{2K}{\lambda^2}T_B(r) \tag{4.19}$$

avec $T_B(r)$ la température de brillance de la cible placée en r, $K=1,38\times10^{-23}[J/K]$, la constante de Boltzmann. Les équations 4.16 et 4.19 permettent d'établir l'expression de la fonction de visibilité suivante pour un système réel :

$$V(r_A,r_B)\propto\int_{-\infty}^{+\infty}\iint_{\mathbf{s}}T_B(r)F_A(r_A,f)F_B^*(r_B,f)H_A(r_A,f)H_B^*(r_B,f)\frac{e^{-\frac{2i\pi}{\lambda}(|r_A-r|-|r_B-r|)}}{|r_A-r||r_B-r|}dsdf \tag{4.20}$$

À contrario, pour un système idéal (antennes isotropes, récepteurs parfaits et système bande étroite), l'équation 4.20 devient :

$$V(r_A,r_B)\propto\iint_{\mathbf{s}}T_B(r)\frac{e^{-\frac{2i\pi}{\lambda}(|r_A-r|-|r_B-r|)}}{|r_A-r||r_B-r|}ds \tag{4.21}$$

4.4 Approximation champ lointain : Théorème de Van-Cittert-Zernike

L'équation 4.21 montre que la fonction de visibilité dépend de la différence de trajet ($\Delta r = |r_A - r| - |r_B - r|$) entre les signaux reçus par les deux antennes. Selon la figure 4.5, le trajet de la source placée en (x, y, R) à l'antenne $i \in [A, B]$ placée en $(u_i, v_i, 0)$ peut être calculé de la manière suivante :

$$|r_{A/B} - r| = \sqrt{(x - u_{A/B})^2 + (y - v_{A/B})^2 + R^2} \tag{4.22}$$

Les coordonnées de la cible peuvent également être exprimées comme suit :

$$x = R\sin(\theta)\cos(\phi) \tag{4.23}$$

$$y = R\sin(\theta)\sin(\phi) \tag{4.24}$$

L'équation 4.22 peut être décomposée en série de Taylor [22] :

$$\begin{aligned} |r_i - r| &= \sqrt{(x - u_i)^2 + (y - v_i)^2 + R^2} \\ &\approx R + \frac{(x - u_i)^2 + (y - v_i)^2}{2R} \\ &\approx R + \frac{d_i^2}{2R} + \frac{x^2 + y^2}{2R} - (\xi u_i + \eta v_i) \end{aligned} \tag{4.25}$$

Où :

- $(\xi, \eta) = (\frac{x}{R}, \frac{y}{R}) = (\sin(\theta)\cos(\phi), \sin(\theta)\sin(\phi))$, représente les coordonnées normalisées de la source.
- $d_i = \sqrt{u_i^2 + v_i^2}$ est la distance euclidienne de l'antenne i par rapport à l'origine $\mathbf{o}$ du repère.

À partir de l'équation 4.25, le déphasage relatif entres les signaux d'antennes A et B est donné par la relation suivante :

$$\frac{2\pi}{\lambda}\Delta r = \Phi(u_\lambda, v_\lambda) - 2\pi(u_\lambda \xi + v_\lambda \eta) \tag{4.26}$$

Avec $(u_\lambda, v_\lambda) = (\frac{u_A - u_B}{\lambda}, \frac{v_A - v_B}{\lambda})$, les fréquences spatiales. Elles correspondent aux distances relatives (lignes de base ou *baselines*) entre deux antennes (A, B) normalisées par rapport à la longueur d'onde d'observation λ. $\Phi(u_\lambda, v_\lambda) = \frac{\pi(d_A^2 - d_B^2)}{\lambda R}$ représente la phase quadratique qui peut être calculée indépendamment de la scène, elle intervient typiquement en champ proche du réseau et permet de corriger la courbure des fronts d'ondes. Néanmoins, en condition de champ lointain (R très grand par rapport à l'espacement entre antennes), la phase quadratique peut être ignorée et les distances entre la cible et les antennes peuvent être considérées identiques :

$$|r_A - r||r_B - r| \approx R^2 \tag{4.27}$$

En introduisant $d\mathbf{s}/R^2 = d\Omega = \sin(\theta)d\theta d\phi = \frac{d\xi d\eta}{\sqrt{1-\xi^2-\eta^2}}$, l'équation 4.21 permet de définir la

relation de Van-Cittert-Zernike qui lie la distribution spatiale d'intensité $T_B(r)$ à la valeur de degré de cohérence spatiale $V(u_\lambda, v_\lambda)$ [23] :

$$V(u_\lambda, v_\lambda) = \iint\limits_{\xi^2+\eta^2\leq 1} \frac{T_B(\xi,\eta)}{\sqrt{1-\xi^2-\eta^2}} e^{2i\pi(u_\lambda\xi+v_\lambda\eta)} \mathrm{d}\xi\mathrm{d}\eta \tag{4.28}$$

L'équation 4.28 montre que la fonction de visibilité (due à la corrélation entre les signaux reçus par deux antennes ayant des champs de vue qui se recouvrent) fournit la mesure de la transformée de Fourier de la température de brillance modifiée $T_M(\xi,\eta)$ de la source définie par l'équation suivante :

$$T_M(\xi,\eta) = \frac{T_B(\xi,\eta)}{\sqrt{1-\xi^2-\eta^2}} \tag{4.29}$$

Cette mesure est réalisée pour une ligne de base (u_λ, v_λ). Cependant, la mesure d'un seul échantillon de visibilité ne suffit pas pour reconstituer l'image de la scène, il faut donc faire varier l'espacement entre antennes afin de mesurer suffisamment d'échantillons de visibilité pour restituer la distribution de température [23]. En pratique, plusieurs lignes de base peuvent être obtenues simultanément par le biais d'un réseau interférométrique à synthèse d'ouverture. Le paragraphe suivant introduit la notion de réseau virtuel créé par synthèse d'ouverture et présente quelques géométries de réseaux permettant la mesure d'un grand nombre d'échantillons de visibilité avec moins d'antennes.

4.5 Réseaux d'antennes à synthèse d'ouverture

4.5.1 Notion de réseau virtuel : zone de couverture des fréquences spatiales

L'équation 4.28 peut être réécrite sous la forme suivante :

$$V(u_\lambda, v_\lambda) = \iint\limits_{4\pi} T_B(\theta,\phi) e^{2i\pi(u_\lambda \sin(\theta)\cos(\phi)+v_\lambda \sin(\theta)\sin(\phi))} \sin(\theta)\mathrm{d}\theta\mathrm{d}\phi \tag{4.30}$$

Ainsi, en considérant un réseau interférométrique, le facteur de réseau équivalent est donné par l'équation 4.31 :

$$AF_{eq}(\theta,\phi) = \iint\limits_{u_\lambda v_\lambda} e^{2i\pi(u_\lambda \sin(\theta)\cos(\phi)+v_\lambda \sin(\theta)\sin(\phi))} \mathrm{d}u_\lambda\mathrm{d}v_\lambda \tag{4.31}$$

À titre d'exemple, pour un réseau linéaire constitué de $M = 5$ antennes alignées comme le montre la figure 4.6, le facteur de réseau est donné par l'équation 4.32.

$$AF(\theta) = \int\limits_{u_\lambda} e^{2i\pi u_\lambda \sin(\theta)} \mathrm{d}u_\lambda \tag{4.32}$$

Ce facteur de réseau résulte de la mise en cohérence de toutes les contributions des ondes planes variant plus ou moins rapidement en fonction de la ligne de base associée comme le montre la figure 4.7. D'une manière équivalente, ce facteur correspond à celui d'un réseau dont les élé-

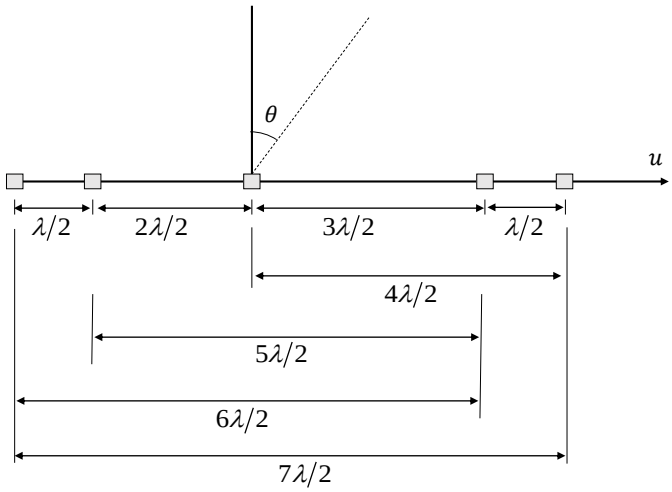


FIGURE 4.6 – Exemple de réseau interférométrique linéaire.

ments sont placés aux positions u_λ (positions relatives de chaque couple d'antennes considéré du réseau physique). Dans l'exemple de la figure 4.6, les antennes virtuelles sont positionnées en $[\lambda/2, \lambda, 3\lambda/2, 4\lambda/2, 5\lambda/2, 6\lambda/2, 7\lambda/2]$ (sans normalisation par rapport à la longueur d'onde). Il en découle qu'à partir d'un réseau physique donné, un réseau virtuel généralement plus grand peut être créé favorisant l'amélioration de la résolution sans augmenter le nombre d'antennes. Autrement dit, à résolution équivalente, le réseau interférométrique permet de minimiser le nombre d'éléments nécessaire des radiomètres à ouverture réelle. La synthèse d'ouverture interférométrique est donc une approche analogue à la formation de faisceau numérique MIMO présentée dans la partie 2.

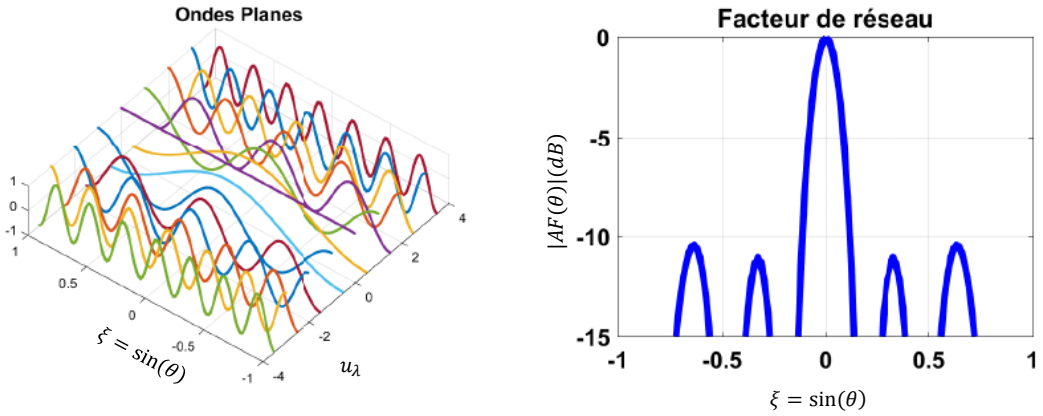


FIGURE 4.7 – Illustration de la mise en cohérence des ondes planes, le facteur de réseau est tracé à 3 GHz.

Le but de l'imagerie étant de reconstruire le plus fidèlement possible l'image de la source, il paraît évident que la géométrie du réseau joue un rôle important dans la mise en œuvre d'un radiomètre. En outre, compte tenu du fait que plusieurs couples d'antennes peuvent produire une même ligne de base, le réseau virtuel créé présente des éléments redondants qui peuvent être moyennés afin d'améliorer le rapport signal à bruit, ou minimisés au profit de la résolution : cela revient à disposer les antennes physiques de manière clairsemée. En règle générale, si le

réseau physique est constitué de M antennes, alors le nombre de visibilités mesurables sans aucune redondance est de $M(M-1)/2$ en considérant le caractère hermitien de la matrice des visibilités. En pratique, à moins d'autoriser un réseau physique lacunaire, il n'est pas évident de "designer" des réseaux ne présentant aucun élément redondant. Le critère de choix d'un réseau dépendra donc facteur de redondance qui est la moyenne des éléments redondants. Il existe dans la littérature des algorithmes pour optimiser ce facteur pour un nombre d'antennes donné dans le cas d'un réseau linéaire [24]. Cependant, il n'y pas d'approches analytiques rigoureuses définies pour les réseaux 2D. Néanmoins, des études ont été menées afin de proposer certaines configurations de réseaux dits à redondance minimale [25, 26, 27, 28, 29]. Le paragraphe suivant en donne quelques exemples.

4.5.2 Réseaux à redondance minimale

Un réseau est dit à redondance minimale s'il permet d'avoir un grand nombre d'échantillons de visibilité avec un nombre d'antennes minimal. Des méthodes d'optimisation du réseau ont été proposée dans la littérature telles que la méthode de recherche numérique [30, 31], la méthode combinatoire [32, 33] et la méthode de recherche restreinte [29, 34] afin d'optimiser les configurations des réseaux à synthèse d'ouverture. Ces méthodes sont essentiellement appliquées aux réseaux 1D. Néanmoins des configurations pour des réseaux 2D ont également été proposées pour différents maillages de la couverture des fréquences spatiales (u_λ, v_λ). Les réseaux à couverture rectangulaire, hexagonale et non uniforme sont présentés dans ce paragraphe.

4.5.2.1 Réseaux uniformes à couverture rectangulaire

Meurisse et Delmas [35] ont proposé des configurations optimisées pour un maillage rectangulaire de la zone de couverture des visibilités avec des réseaux typiques en "U","T", "Cross Product" ou "Greene-wood" [36]. Par exemple, les réseaux en "U" et en "T" ont été respectivement utilisés sur le radiomètre aéroporté HUT-2D [37, 38] et l'interféromètre IRAM [39]. Dans le cadre de l'imagerie appliquée à la sécurité, le réseau en U a été adopté sur la configuration initiale du BHU-2D [40].

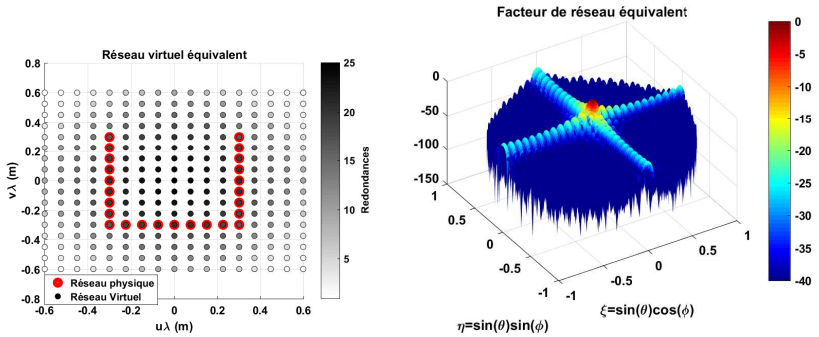


FIGURE 4.8 – Réseau en U, $M = 25$, $R_f = 1.81$.

Les figures 4.8 et 4.9 montrent les réseaux en U et T et les couvertures spatiales (modélisant le réseau virtuel) équivalentes ainsi que les facteurs de réseau associés (en considérant un espacement de $0,7\lambda$ à 3 GHz, les coordonnées (u_λ, v_λ) ne sont pas normalisées pour le tracé). À nombre

d'antennes quasi-identique, le réseau en T offre un meilleur facteur de redondance R_f que le réseau en U. De plus, la zone de couverture des fréquences spatiales est plus grande dans le cas du réseau en T, ce qui implique une meilleure résolution. L'inconvénient étant l'inégalité de la résolution sur les deux dimensions contrairement au réseau U.

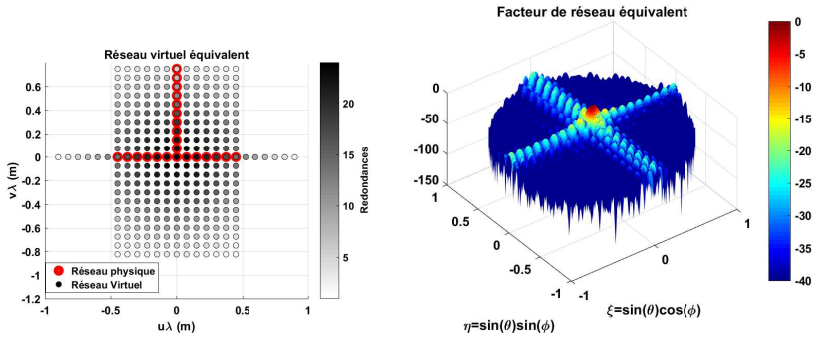


FIGURE 4.9 – Réseau en T, $M = 24$, $R_f = 1.53$.

D'autres configurations d'antennes permettent également d'aboutir à un maillage rectangulaire, par exemple le réseau "Greene Wood " du nom des inventeurs [41] (voir la figure 4.10) et le réseau "Cross product" [25] (voir la figure 4.11).

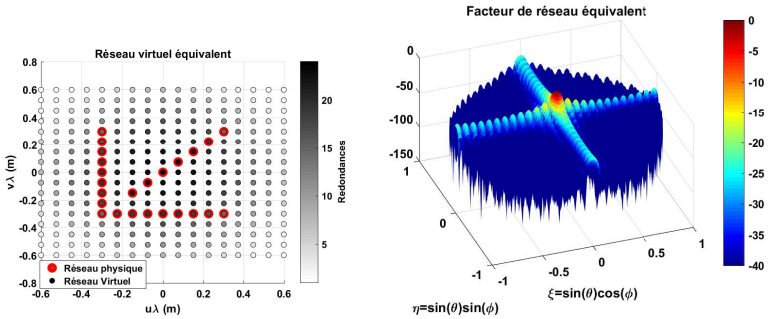


FIGURE 4.10 – Réseau "Greene wood", $M = 24$, $R_f = 1.69$.

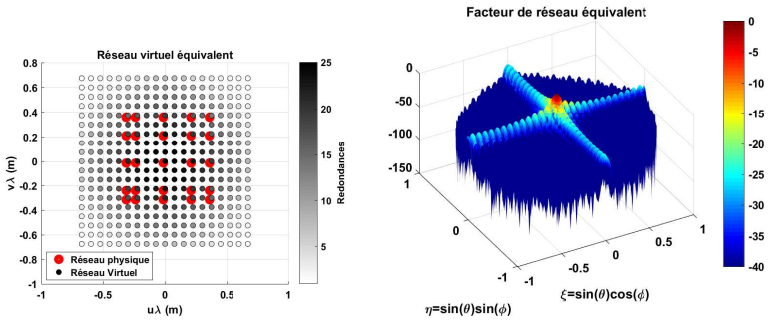


FIGURE 4.11 – Réseau "Cross product", $M = 25$, $R_f = 1.42$.

Il existe également des configurations conduisant à un maillage hexagonal de la couverture des fréquences spatiales. Ce type d'échantillonnage de la fonction de visibilité est plus efficace pour des systèmes à bande passante limitée [42, 43] et le paragraphe suivant présente quelques exemples de réseaux.

4.5.2.2 Réseaux uniformes à couverture hexagonale

Différentes configurations de réseau permettent d'aboutir à un maillage hexagonal, les plus connues sont celles du réseau triangulaire [36, 44] et du réseau "Y" utilisé sur le MIRAS [45]. Les deux configurations ainsi que les réseaux virtuels et les facteurs de réseau associés sont présentés sur les figures 4.12 et 4.13.

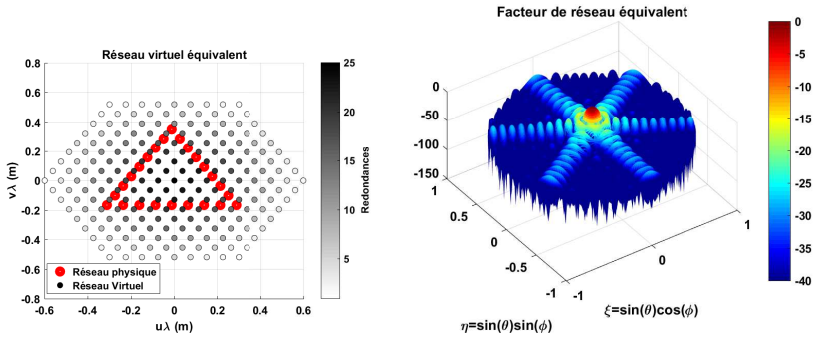


FIGURE 4.12 – Réseau en triangle, $M = 25$, $R_f = 1.23$.

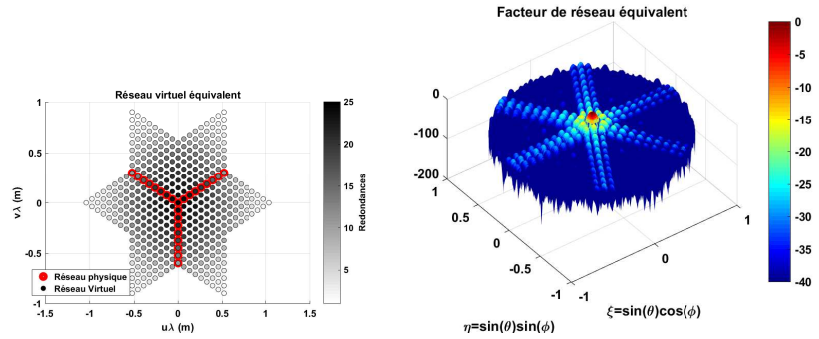


FIGURE 4.13 – Réseau en Y, $M = 25$, $R_f = 1.24$.

D'une part, à nombre d'antennes équivalent, la configuration en Y offre une ouverture synthétique plus large que le réseau triangulaire, et donc une meilleure résolution spatiale. Le facteur de redondance reste quasi-identique pour les deux réseaux. D'autre part, le réseau en Y ne permet pas de couvrir entièrement l'hexagone contrairement au réseau triangulaire, ce qui requiert une interpolation supplémentaire lorsque la transformation de Fourier rapide (appliquée au maillage hexagonal : *Hexagonal Fast Fourier Transform*) est utilisée pour la reconstruction d'images [46, 47]. Cette configuration a été utilisée sur le BHU-2D dans sa dernière version [48]. Il existe plusieurs variantes pour le réseau en Y. La configuration la plus simple est celle constituée d'un certain nombre d'éléments repartis sur 3 bras reliés en 1 point et déphasés de 120°. Les antennes sont généralement reparties de manière régulière : une antenne centrale et un nombre identique d'antennes M_a sur les 3 bras et espacées de d, ce qui conduit à un total de $M = 3M_a+1$ éléments. Dans ce cas, les antennes les plus éloignées sont espacées de $D_{syn} = \sqrt{3}M_a d$. Lorsque l'élément central est conservé, l'autocorrélation du signal reçu par cette antenne va permettre une mesure réelle à la fréquence spatiale nulle (ce qui correspond à la température moyenne de la scène) [17]. D'autres configurations Y éliminant l'élément central, ou ne respectant pas la symétrie du réseau ont été proposées dans la référence [49].

4.5.2.3 Réseaux non uniformes

Les configurations à maillage rectangulaire ou hexagonal sont basées sur des réseaux ouverts de type T, U et Y (les plus utilisés), il existe néanmoins des configurations de réseaux fermés (circulaires) offrant un maillage non uniforme [50, 51] comme le montre la figure 4.14. Dans ce cas, les échantillons de visibilité sont fortement redondants dans la zone de couverture des fréquences spatiales. Dès lors, un grand nombre d'éléments peuvent être retirés du réseau physique tout en assurant la mesure pour toutes les lignes de base. Des versions optimisées de ce type de réseau sont proposées dans [50, 52]. Toutefois, les échantillons (u_λ, v_λ) nécessitent une régularisation dans une grille rectangulaire avant l'application d'une transformation de Fourier rapide pour la reconstruction d'image.

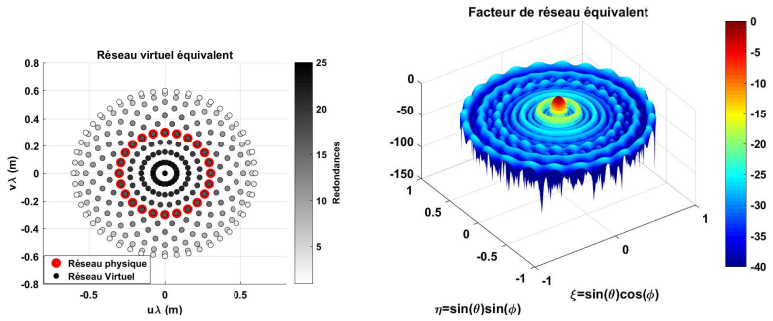


FIGURE 4.14 – Réseau circulaire uniforme, $M = 25$.

4.5.2.4 Bilan sur les réseaux à redondance minimale

Quelques configurations de réseaux les plus utilisées dans la littérature ont été proposées dans les paragraphes précédents, bien évidemment d'autres configurations peuvent être étudiées. L'objectif étant de couvrir une plus grande zone de visibilité avec le moins d'antennes possibles. Dès lors le choix de la configuration optimale reposera sur les critères suivants :

- Le facteur de redondance qui renseigne sur l'économie du nombre d'éléments du réseau. En effet, plus le facteur de redondance est grand, plus il est possible de supprimer quelques éléments du réseau tout en gardant la même couverture de la zone de visibilité.

- La couverture des fréquences spatiales qui renseigne sur la résolution du système. En effet, plus la zone de couverture est grande, meilleure est la résolution. Cependant il faut garantir le remplissage continu des échantillons de visibilité. Une perte de quelques fréquences spatiales (u_λ, v_λ) risque de déformer le facteur de réseau, et impacter la sensibilité du système.

- La complexité de la mise en œuvre pratique. Les différentes configurations présentées ici sont relativement simples et faciles à mettre en œuvre. Les configurations en "T" (pour la couverture rectangulaire) et en "Y" (pour la couverture hexagonale) restent cependant les plus avantageuses. Elles permettent de couvrir une plus grande zone des fréquences spatiales

(donc une meilleure résolution) à nombre d'antennes équivalent (aux autres configurations) et présentent un faible facteur de redondance. Ces deux configurations seront utilisées dans le prochain chapitre pour valider le principe du radiomètre à synthèse d'ouverture. Par ailleurs, le paragraphe suivant donne quelques directives pour le design de tout type de réseaux interférométriques.

4.5.3 Quelques directives de design du réseau interférométrique

D'une manière générale, le réseau interférométrique est choisi de sorte à couvrir une plus large zone de visibilités avec un nombre réduit d'antennes. Cela est rendu possible grâce à l'utilisation des réseaux dits à redondance minimale comme ceux présentés précédemment. En outre, la sensibilité radiométrique étant un élément clé de l'imagerie passive, il paraît évident d'en tenir compte lors de la conception du réseau. Toutefois, l'amélioration de l'une engendre la dégradation de l'autre (à moins d'utiliser un très grand nombre de récepteurs). Par conséquent, un compromis doit être fait entre la résolution spatiale et la sensibilité radiométrique du système [53]. Cette dernière dépend essentiellement de la configuration du réseau interférométrique en raison des fréquences spatiales avec différents niveaux de redondance [4, 54]. Ce paragraphe présente quelques directives qui peuvent aider à choisir un réseau approprié. Ces choix visent bien évidemment à garantir une qualité d'image d'un point de vue du traitement du signal, et à faciliter la réalisation du système d'imagerie plus tard en tenant compte des contraintes mécaniques. À l'évidence, les propositions qui seront listées peuvent être adaptées ou omises en fonction du type d'application.

- Quelque soit l'application visée, la résolution de l'image dans le cas d'un système d'imagerie à synthèse d'ouverture est fixée par la taille de l'ouverture synthétisée D_{syn} (la distance relative maximale entre deux antennes du réseau interférométrique), et est donnée dans le cas d'une imagerie champ proche par l'équation suivante [17] :

$$\delta_{2D} = R\frac{\lambda}{D_{syn}} \tag{4.33}$$

- Le choix de l'espacement entre antennes définit la zone à imager. Cet espacement correspond au plus petit pas d'échantillonnage des fréquences spatiales et est donné par : $\delta u = dx/\lambda$ et $\delta v = dy/\lambda$. Ainsi, l'étendu de la zone observable (*Field-of-view (FOV)*) est donnée par $\Delta x = R \times \lambda/dx$ et $\Delta y = R \times \lambda/dy$. En général, quel que soit le type de réseau (clairsemé ou non), toutes les antennes doivent avoir des champs de vue qui se recouvrent [17]. Dans le cas contraire, la mesure de la visibilité entre deux antennes est biaisée ce qui implique une perte d'informations dans la zone de couverture de visibilité.

- L'antenne élémentaire doit être suffisamment directive afin de capter le maximum d'énergie rayonnée par la source et assez ouverte pour éclairer toute la zone à image. Cela permet d'une part de minimiser le rayonnement ambiant capté par l'antenne et d'autre part d'assurer le recouvrement de la zone de vue (entre les antennes du réseau). Ainsi, la reconstruction de l'image s'effectue uniquement sur la FOV fixée par le plus petit pas du réseau interférométrique. En conséquence, une reconstruction sur une zone plus grande

lors du traitement engendre des phénomènes d'*aliasing* (répétition de motifs sur l'image reconstruite).

- La sensibilité radiométrique est un paramètre incontournable du radiomètre. Elle définit le contraste minimal de température détectable par le système. Idéalement cette sensibilité est donnée par :

$$\Delta T = \frac{T_{sys}}{\sqrt{\Delta f \tau}} \left(\frac{D_{syn}}{\lambda} \right)^2 \frac{\Delta x}{M} \tag{4.34}$$

  L'optimisation de la sensibilité passe forcément par une augmentation de la bande passante, du temps d'intégration et du nombre de récepteurs. Il est également possible d'améliorer la sensibilité radiométrique en minimisant la température système au moyen des techniques de refroidissement des composants de la chaîne de réception.

- Le choix de la bande passante Δf joue un rôle important dans la mesure où elle contribue à l'amélioration de la sensibilité du système (équation 4.34). Elle permet également d'augmenter la puissance du signal utile et donc améliore le rapport signal à bruit (grâce à la corrélation). Néanmoins, le choix de la bande passante doit se faire en respectant les critères de cohérence des signaux c'est-à-dire $\Delta r \ll c/\Delta f$, Δr est le retard maximal entre les signaux provenant d'une même source et mesurés par deux antennes du réseau interférométrique, $c = 3 \times 10^8$m/s la célérité de la lumière. Le non-respect de ce critère produirait une interférence non constructive des signaux mesurés et donc une déformation de l'image reconstruite [19].

- Le choix de la fréquence de fonctionnement du système est également un point incontournable. En effet, contrairement aux systèmes radars (qui mesurent la réflectivité), les systèmes passifs mesurent l'émissivité de la source. Par exemple, le corps humain présente un taux d'émissivité proche de 1 dans la bande millimétrique, ce qui laisse envisager la possibilité de détecter son rayonnement thermique à ces fréquences. Il est donc souhaitable pour des applications de sécurité d'utiliser cette bande. En plus à ces fréquences, la résolution est rapidement améliorée avec une ouverture de petite taille, ce qui permet de lever la contrainte d'encombrement. Dans le cadre du projet ANR-PIXEL, la bande envisagée est de 90-95 GHz, néanmoins les bancs de mesure qui seront présentés dans la suite seront en bande S (2-4 GHz) afin de valider les concepts.

Finalement, deux configurations de réseaux d'antennes peuvent conduire à un maillage identique de la fonction de visibilité. Cependant, en tenant compte des différentes difficultés de fabrication, de couplage mutuel entre antennes, du facteur de redondance, etc, un réseau peut être privilégié par rapport à un autre. Les caractéristiques du réseau choisi détermineront la résolution et la zone observable de l'image reconstruite. La qualité de reconstruction dépend essentiellement de l'algorithme utilisé et le paragraphe suivant présente quelques méthodes de reconstruction adaptées aux applications champ lointain et champ proche.

4.6 Méthodes de reconstruction d'images

4.6.1 Cas d'un système idéal

4.6.1.1 Reconstruction en condition de champ lointain

La relation de V.C. Zernike permet d'établir la relation fondamentale liant le degré de cohérence spatiale $V(u_\lambda, v_\lambda)$ à la distribution de température de brillance modifiée $T_M(\xi, \eta)$ (voir les équations 4.28 et 4.29).

$$V(u_\lambda, v_\lambda) \propto \sum_{\xi} \sum_{\eta} T_M(\xi, \eta) e^{+2i\pi(u_\lambda \xi + v_\lambda \eta)} \tag{4.35}$$

Cette relation indique que dans le cas d'un système parfait en condition de champ lointain, la fonction de visibilité est la transformée de Fourier spatiale de la température de brillance modifiée de la source. Par conséquent, la reconstruction de l'image peut se faire par une simple transformée de Fourier inverse comme suit :

$$\hat{T}_M(\xi, \eta) = \sum_{u_\lambda} \sum_{v_\lambda} V(u_\lambda, v_\lambda) e^{-2i\pi(u_\lambda \xi + v_\lambda \eta)} = TF^{-1}[V(u_\lambda, v_\lambda)] \tag{4.36}$$

Il est clair que la reconstruction de l'image n'est possible qu'à partir d'un nombre suffisant d'échantillons de visibilité $V(u_\lambda, v_\lambda)$. En pratique, la mesure de plusieurs échantillons peut se faire grâce à un réseau interférométrique.

4.6.1.2 Reconstruction en condition de champ proche

En condition de champ proche, les rayons provenant de la source ne sont pas parallèles, il faut donc tenir compte de la phase quadratique permettant de corriger la courbure des fronts d'ondes (voir équation 4.26) [22]. L'image est donc reconstruite à partir d'une transformation de Fourier inverse à phase modifiée comme suit :

$$\hat{T}_M(\xi, \eta) = \sum_{u_\lambda} \sum_{v_\lambda} V(u_\lambda, v_\lambda) e^{+i\Phi(u_\lambda, v_\lambda)} e^{-2i\pi(u_\lambda \xi + v_\lambda \eta)} = TF^{-1}[V(u_\lambda, v_\lambda) e^{+i\Phi(u_\lambda, v_\lambda)}] \tag{4.37}$$

Avec $(\xi, \eta) = (x, y)/R$, les coordonnées normalisées des pixels de l'image.
$\Phi(u_\lambda, v_\lambda) = \frac{\pi(d_A^2 - d_B^2)}{\lambda R}$ représente la phase quadratique avec $d_i (i \in [A, B])$ la distance euclidienne de l'antenne i par rapport au centre du repère.

4.6.2 Cas d'un système réel

Les paragraphes précédents ont permis de décrire des méthodes de reconstruction d'images dans le cas d'un système idéal. Cependant, dans un cas réaliste, il est nécessaire de tenir compte des imperfections du système depuis la couche physique jusqu'à la couche logicielle. Deux principales sources d'erreurs peuvent donc être identifiées :

- La première étant liée aux imperfections du matériel. Les composants utilisés dans la chaîne de réception tels que les antennes, les amplificateurs, les multiplieurs, les filtres, les Convertisseurs Analogiques-Numériques (CAN), ainsi que les corrélateurs numériques peuvent apporter des erreurs de mesure.

- La seconde est liée au traitement algorithmique, en effet le processus de reconstruction d'images ne peut se faire sans pertes d'informations du fait que le système soit à bande passante limitée.

Toutes ces erreurs contribuent à la dégradation de la sensibilité radiométrique, et la qualité de l'image reconstruite. Il semble donc évident que la connaissance des sources d'erreurs possibles du système aide à deviner par avance les types de composant et algorithmes d'imagerie à choisir afin de les minimiser.

4.6.2.1 Erreurs apportées par les instruments

Erreurs dues aux antennes

Le signal mesuré dépend du diagramme de rayonnement de l'antenne et de l'angle d'incidence sous lequel est vue la source. Ainsi, selon la position de l'objet dans l'espace, la pondération par le diagramme d'antenne ne sera pas la même. Par conséquent, la puissance mesurée par l'antenne i pour toutes les directions de l'espace et sur toute la bande considérée est donnée par la relation [16] :

$$P_{ti} = \frac{1}{2} A_r \int_{f}^{f+\Delta_f} \iint_{4\pi} B(\theta,\phi) F_i(\theta,\phi) d\Omega df \tag{4.38}$$

La puissance captée par l'antenne tient compte de son diagramme de rayonnement $F_i(\theta,\phi)$ et de sa surface effective A_r. $B(\theta,\phi)$ étant la brillance spectrale de la source, elle dépend de la fréquence et de la bande passante des antennes. En tenant compte des diagrammes de rayonnement des antennes, l'équation de visibilité liée à un couple d'antennes (A,B) devient :

$$V(u_\lambda, v_\lambda) = \frac{1}{\sqrt{\Omega_A \Omega_B}} \iint\limits_{\xi^2+\eta^2 \ll 1} \frac{T_B(\xi,\eta)}{\sqrt{1-\xi^2-\eta^2}} F_A(\xi,\eta) F_B^*(\xi,\eta) e^{+i2\pi(u\xi+v\eta)} d\xi d\eta \tag{4.39}$$

L'équation montre que la fonction de cohérence spatiale n'est plus liée directement à la transformée de Fourier inverse de la température de brillance de la cible, mais celle modifiée par les diagrammes de rayonnement. Ainsi pour être rigoureux, il faut envisager la modélisation des diagrammes de rayonnement des antennes en tenant compte des couplages éventuels. La reconstruction de l'image se fera en tenant compte de leur influence sur la mesure. Outre le diagramme de rayonnement, le positionnement des antennes dans le réseau interférométrique peut également être une source d'erreur.

Erreurs dues à la chaîne de réception

La chaîne de réception apporte généralement des erreurs de phase, de fréquence et d'amplitude [17, 36]. Elle est constituée d'amplificateur, de filtres passe bande et de démodulateur I/Q associé à un oscillateur local à la fréquence f_{ol}. En supposant que les fluctuations du gain des amplificateurs peuvent être calibrées périodiquement, et en considérant un récepteur hétérodyne, la fonction de transfert globale des récepteurs peut être modélisée par l'équation suivante [17] :

$$H_m(f) = G_m e^{-\frac{\pi(f-f_m)}{2\Delta f_m^2}} e^{-i2\pi(f-f_m)\tau_g} e^{-i\phi_m} \tag{4.40}$$

où : G_m est le facteur de gain, $f_m = f_{ol} + \Delta f_m$, est la fréquence centrale du filtre, Δf_m est la bande passante du bruit du filtre, τ_g est le temps de groupe de l'oscillateur, ϕ_m est la phase du filtre. Cette équation prend en compte des erreurs d'amplitude et de phase liées à l'oscillateur, au mélangeur et au filtre passe bande.

Finalement, en considérant toutes les imperfections du système, l'équation de Corbella permet d'établir la relation liant la fonction de visibilité à la température de brillance modifiée $T_M(\xi,\eta)$ de la source [55] :

$$V(u_\lambda, v_\lambda) = \iint\limits_{\xi^2+\eta^2\leq 1} T_M(\xi,\eta)\tilde{r}_{AB}(\frac{u_\lambda\xi + v_\lambda\eta}{f_0})e^{+j2\pi(u_\lambda\xi+v_\lambda\eta)}d\xi d\eta \tag{4.41}$$

Où la température modifiée est donnée par l'équation suivante :

$$T_M(\xi,\eta) = K\frac{\sqrt{D_A D_B}}{4\pi}\frac{[T_B(\xi,\eta) - T_r]}{\sqrt{1-\xi^2-\eta^2}}F_A(\xi,\eta)F_B^*(\xi,\eta) \tag{4.42}$$

Le terme D_i ($i \in [A,B]$) représente la directivité maximale de l'antenne i. $F_i(\xi,\eta)$ est le diagramme de rayonnement normalisé de la structure formée par le réseau d'antenne et mesuré sur le port i (en supposant que toutes les antennes du réseau sont connectées à l'impédance de référence). T_r est la température équivalente de la chaîne de réception. $\tilde{r}_{AB}(\tau)$ est la *fringe washing function* qui traduit le phénomène décorrélation spatiale, elle est liée aux fonctions de transfert $H_A(f)$ et $H_B(f)$ à travers l'équation suivante [55] :

$$\tilde{r}_{AB}(\tau) = \frac{e^{-j2\pi f_0\tau}}{K\sqrt{\Delta f_A \Delta f_B}\sqrt{G_A G_B}}\int_0^\infty H_A(f).H_B^*(f)e^{2i\pi f\tau}.df \tag{4.43}$$

Dans cette équation, K représente la constante de Boltzmann. G_i et Δf_i sont respectivement le gain et la bande passante du récepteur i.

4.6.2.2 Erreurs de traitement numérique

La conversion des signaux analogiques en une suite de données numériques introduit inévitablement des erreurs dans les données à traiter. L'erreur systématique propre à tout type de CAN est celui de la quantification qui est réduit avec une meilleure résolution (nombre de bits élevé). À cette erreur s'ajoutent d'autres types d'erreurs notamment, les erreurs de décalage (ou "d'offset"), de gain, de non-linéarité, etc. Tous ces défauts du CAN créent la présence de bruit et d'harmoniques dans le spectre du signal numérique, ce qui contribue à la dégradation du rapport

signal à bruit.

De plus, la qualité de l'image reconstruite dépend de l'algorithme utilisé. En effet, la reconstruction avec l'algorithme de Fourier suppose que le système est bande étroite, la compensation de phase se fait donc à la seule fréquence centrale. Cette approximation n'est plus valide lorsque la bande augmente, la phase des visibilités mesurées n'est plus compensée correctement, ce qui engendre une déformation de l'image. Il convient de rappeler que l'augmentation de la bande passante contribue à l'amélioration de la sensibilité radiométrique. Par conséquent, la reconstruction de l'image sur une large bande passante nécessite inévitablement une compensation adéquate des phases de visibilité. Cela est rendu possible en calculant l'image pour tous les échantillons fréquentiels dans la bande considérée, ou en subdivisant la bande en plusieurs sous-bandes étroites et en calculant les images correspondantes aux fréquences centrales de ces sous-bandes. À titre d'exemple la figure 4.15 montre les résultats comparatifs des images reconstruites en appliquant l'algorithme de Fourier à une fréquence centrale de 3 GHz et à toutes les fréquences pour différentes bandes passantes. Les images sont reconstruites en considérant un réseau en T de 16 antennes espacées de $d_R = 0,7 \times \lambda$, avec une distance d'imagerie R=2m et un nombre de points fréquentiels fixé à $N_s = 1001$. Le temps d'intégration est de τ = 1,66 us.

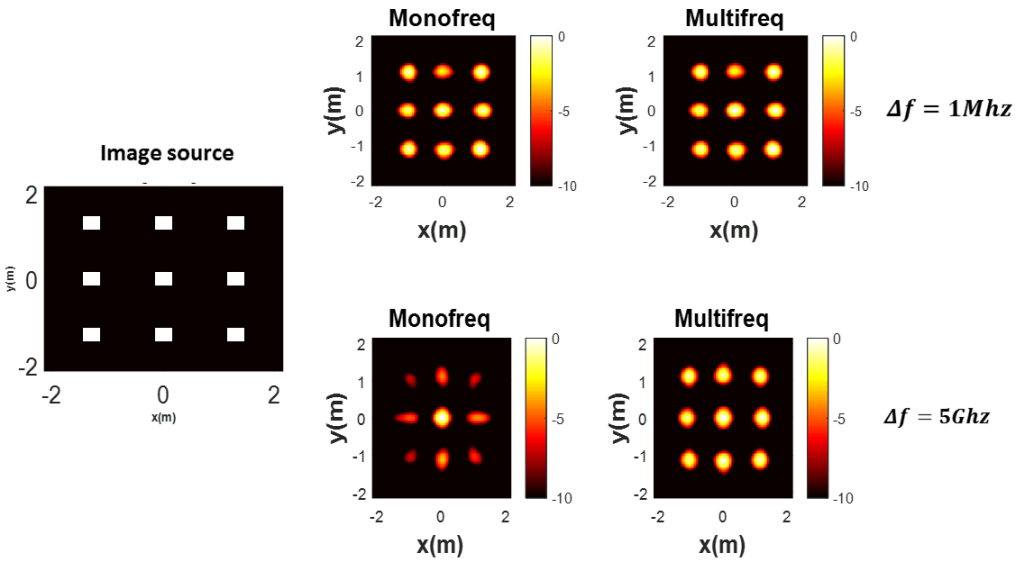


FIGURE 4.15 – Comparaison d'images reconstruites à la fréquence centrale et à toutes les fréquences de la bande.

Les résultats montrent que lorsque la bande passante relative est faible, le rendu de l'image est quasi-identique pour les deux cas, cependant, lorsqu'elle augmente, la reconstruction est altérée dans le cas de la reconstruction monofréquence. Pour un système réaliste, il convient donc d'utiliser des méthodes de reconstruction prenant en compte toutes les sources d'erreurs précitées. C'est pourquoi le paragraphe suivant présente le problème direct d'imagerie SAIR permettant de modéliser le système ainsi que quelques solutions au problème inverse (pour une reconstruction adéquate d'images).

4.6.2.3 Formulation du problème inverse en imagerie SAIR

Soit à considérer la géométrie du scénario d'imagerie SAIR décrit sur la figure 4.16. Les antennes sont placées dans le plan $w = 0$ et sont repérées par leur position $r_R = (u_R, v_R)$. La cible est repérée par ses coordonnées $r = (x, y, z)$ dans le repère cartésien.

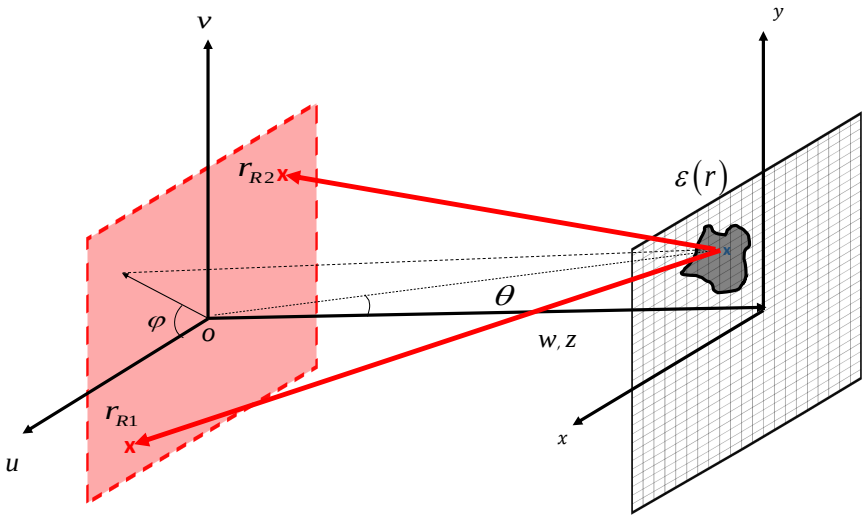


FIGURE 4.16 – Scénario d'imagerie SAIR 2D.

La matrice de visibilité pour tous les couples d'antennes du réseau peut être formulée comme suit :

$$\mathbf{V}(r_R, r'_R) = \lim_{\tau\to\infty} \frac{1}{2\tau} \sum_f H_R(r_R, f)\mathbf{\Psi}_R(r_R, r, f)\mathscr{E}_R(r, f)\mathscr{E}_R^\dagger(r, f)\mathbf{\Psi}_R^\dagger(r_R, r, f)H_R^\dagger(r_R, f) \quad (4.44)$$

où $(.)^\dagger$ désigne la transposée conjuguée de l'argument $(.)$. À une fréquence donnée, $H_R(r_R, f)$ est un vecteur $M \times 1$, $\mathbf{\Psi}_R(r_R, r, f)$ est une matrice $M \times N_p$ et correspond aux fonctions de Green (pondérées par les diagrammes de rayonnement) entre les M éléments du réseau et les N_p pixels de la scène.

$$\mathbf{\Psi}_R(r_R, r, f) = F_R(r_R, r, f).\frac{e^{-\frac{2i\pi}{\lambda}|r_R - r|}}{4\pi|r_R - r|} \quad (4.45)$$

$$|r_R - r| = \sqrt{(u_R - x)^2 + (v_R - y)^2 + z^2} \quad (4.46)$$

$[\mathscr{E}_R(r, f)\mathscr{E}_R^\dagger(r, f)]$ est une matrice diagonale $N_p \times N_p$ dont les éléments diagonaux sont proportionnels à la température de brillance $T(r)$ de la source sur un long temps d'acquisition.

$$\lim_{\tau\to\infty} \frac{1}{2\tau}[\mathscr{E}_R(r, f)\mathscr{E}_R^\dagger(r, f)] \propto \begin{pmatrix} T(r_1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & T(r_2) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & T(r_{N_p}) \end{pmatrix} \quad (4.47)$$

Cette relation suppose que la température de la cible reste quasi-constante sur la bande considérée. La matrice des échantillons de visibilité peut être réécrite de la manière suivante :

$$\mathbf{V}(r_R, r'_R) = \sum_f \sum_{q=1}^{N_p} H_R(r_R, f)\mathbf{\Psi}_R(r_R, r_q, f)T(r_q)\mathbf{\Psi}_R^{\dagger}(r_R, r_q, f)H_R^{\dagger}(r_R, f) \tag{4.48}$$

Ainsi, pour chaque couple d'antennes $l = (r_A, r_B)$ et pour chaque pixel q de l'image, l'équation 4.48 devient :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_l \\ \vdots \\ V_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G(1,1) & G(1,2) & \dots & G(1,N_p) \\ G(2,1) & G(2,2) & \dots & G(2,N_p) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ G(l,1) & G(l,2) & \dots & G(l,N_p) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ G(L,1) & G(L,2) & \dots & G(L,N_p) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \vdots \\ T_q \\ \vdots \\ T_{N_p} \end{pmatrix} \tag{4.49}$$

Où $\mathbf{G}$ représente la matrice $L \times N_p$ de modélisation du système, L étant le nombre d'échantillons de visibilité mesurés. Chaque colonne de cette matrice est calculée en modélisant la contribution de chaque pixel de l'image dans la visibilité mesurée, par conséquent pour un pixel fixé, toutes les lignes sont obtenues en vectorisant la matrice des échantillons de visibilité comme suit :

$$\mathbf{G}_q = \mathbf{vec}(\sum_f H_R(r_R, f)\mathbf{\Psi}_R(r_R, r_q, f)\mathbf{\Psi}_R^{\dagger}(r_R, r_q, f)H_R^{\dagger}(r_R, f)) \tag{4.50}$$

Avec $\mathbf{G}_q$, la colonne q de la matrice G et $\mathbf{vec}(.)$, l'opérateur permettant la transformation d'une matrice en un vecteur. L'équation de visibilité peut finalement s'écrire :

$$V = \mathbf{G}T \tag{4.51}$$

La matrice de modélisation $\mathbf{G}$ est donc un opérateur linéaire liant l'espace objet (température de brillance) à l'espace de mesure (fonction de visibilité). Tous les pixels apportent une contribution à un ensemble des signaux collectés. Le processus de reconstruction de l'image à partir des degrés de cohérence mesurés est donc un problème inverse. Il s'agit de déterminer les causes des phénomènes T à partir des mesures expérimentales V qui en sont la conséquence. Cette opération ne peut se faire qu'à partir d'un nombre limité de mesures. Par conséquent, l'équation 4.51 est sous déterminée conduisant à de multiples solutions possibles de la distribution de température. De nombreuses solutions existent dans la littérature pour régulariser ce problème, le paragraphe suivant donne quelques exemples conduisant à une solution unique et stable.

4.7 Méthodes de régularisation du problème inverse

Ce paragraphe présente deux méthodes permettant d'aboutir à une solution unique et stable pour T, notamment la régularisation à norme minimale et celle de Tikhonov.

4.7.1 Régularisation à norme minimale

Cette méthode consiste à minimiser la norme résiduelle en résolvant le problème d'optimisation suivant :

$$\min_{T}||V - \mathbf{G}T||^2 \tag{4.52}$$

La solution explicite est donnée par l'inverse généralisée de Moore-Penrose [10] comme suit :

$$\hat{T} = \mathbf{G}^{+}V \tag{4.53}$$

Où $\mathbf{G}^{+} = (\mathbf{G}^{\dagger}\mathbf{G})^{-1}\mathbf{G}^{\dagger}$ désigne le pseudo inverse de la matrice $\mathbf{G}$. Cette approche nécessite que la matrice $\mathbf{G}$ soit de rang plein pour que l'inversion de $\mathbf{G}^{\dagger}\mathbf{G}$ soit possible, cela suppose que les lignes de la matrice sont linéairement indépendantes [11].

En outre, en écrivant $\mathbf{G}^{+}$ à l'aide des vecteurs singuliers $\mathbf{u}_i$, $\mathbf{v}_i$ et valeurs singulières σ_i de la matrice $\mathbf{G}$, la température estimée peut s'écrire sous la forme :

$$\hat{T} = \sum_{i\geq 1}\frac{\mathbf{u}_i^T V}{\sigma_i}\mathbf{v}_i \tag{4.54}$$

Avec $(.)^T$ l'opérateur de transposée de matrice $(.)$. Selon la règle de Picard [21], lorsque les coefficients de Fourier $\mathbf{u}_i^T V$ diminuent plus rapidement que les valeurs singulières, alors le problème est dit bien posé et l'équation admet une solution unique. À contrario, si ces coefficients varient lentement par rapport σ_i, alors le problème est dit mal posé et la solution n'est pas stable [22].

4.7.2 Analyse de stabilité

La relation linéaire établie dans l'équation 4.51 suppose une stabilité des fonctions de transfert de la chaîne de réception. Cependant, les fluctuations du gain des récepteurs sont à prendre en compte dans l'équation des visibilités [19] :

$$V + \Delta V = (\mathbf{G} + \Delta\mathbf{G}).(T + \Delta T) \tag{4.55}$$

La reconstruction de la distribution de température reconstruite $\hat{T}$ est donc sensible à la propagation des erreurs de visibilités et l'analyse standard conduit à l'estimation suivante [19] :

$$\frac{||\Delta T||}{||T||} \leq \frac{\kappa(\mathbf{G})}{1 - \kappa(\mathbf{G})\frac{||\Delta\mathbf{G}||}{||\mathbf{G}||}||}\left(\frac{||\Delta\mathbf{G}||}{||\mathbf{G}||} + \frac{||\Delta V||}{||V||}\right) \tag{4.56}$$

Si le terme $\frac{||\Delta\mathbf{G}||}{||\mathbf{G}||}$ est relativement faible, l'équation devient :

$$\frac{||\Delta T||}{||T||} \leq \kappa(\mathbf{G})\left(\frac{||\Delta\mathbf{G}||}{||\mathbf{G}||} + \frac{||\Delta V||}{||V||}\right) \tag{4.57}$$

Avec $\kappa(\mathbf{G}) = \sigma_{max}/\sigma_{min}$, le conditionnement de la matrice $\mathbf{G}$ qui apparaît comme étant

un terme amplificateur d'erreurs dans l'image reconstruite. Ce paramètre est très crucial et la stabilité de la solution au problème inverse en dépend. Il évolue très rapidement avec la taille de la zone à imager et le nombre d'antennes du réseau. Il est donc nécessaire de minimiser le facteur d'erreur multiplicatif à l'aide d'informations supplémentaires.

4.7.3 Régularisation au sens Tikhonov

La solution peut être obtenue en minimisant de la fonction objective suivante [10, 11] :

$$\min_{T} ||V - \mathbf{G}T||^2 + \mu||LT||^2 \tag{4.58}$$

où $\mu \in \mathbb{R}$ est le paramètre Lagrangien (non-négatif) de régularisation qui contrôle la sensibilité de la solution à partir des erreurs mesurées dans $\mathbf{G}$ et V. Ce paramètre doit être choisi avec soin avant l'inversion matricielle. Il existe évidemment des algorithmes permettant de calculer le paramètre optimal, notamment le GVC (*Generalized Cross-Validation*) et L-curve [20]. Le second sera utilisé dans le prochain chapitre pour la reconstruction d'images. L est un opérateur de régularisation, par exemple dans le cas d'une régularisation au sens Tikhonov, L est une matrice identité $\mathbf{I}$. La solution unique et stable est donnée par $(\mathbf{G}^\dagger\mathbf{G} + \mu\mathbf{I})T = \mathbf{G}^\dagger V$. Enfin, la température de brillance peut être calculée par :

$$\hat{T} = \mathbf{G}_\mu^+ V \tag{4.59}$$

Avec :

$$\mathbf{G}_\mu^+ = (\mathbf{G}^\dagger\mathbf{G} + \mu\mathbf{I})^{-1}\mathbf{G}^\dagger \tag{4.60}$$

4.8 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter les fondements théoriques d'un système d'imagerie à synthèse d'ouverture interférométrique (SAIR). Le principe repose sur la corrélation des signaux de chaque couple d'antennes du réseau. Cela permet de créer un réseau virtuel plus grand que le réseau physique et donc d'améliorer la résolution sans augmenter le nombre d'antennes. Dès lors, à résolution identique, le système SAIR permet de réduire considérablement le nombre d'antennes nécessaire dans une architecture à ouverture réelle et ce, sans affecter la sensibilité. Par la suite, des méthodes de reconstruction d'images ont été proposées notamment pour un système idéal et pour un système réel. En effet, la relation de V.C. Zernike établit dans le cas d'un système idéal, une relation de transformée de Fourier entre la visibilité mesurée et la température de brillance de la source. Ainsi, l'image peut être reconstruite grâce à la mesure de plusieurs échantillons de visibilité. Cependant, pour un système réel, tous les paramètres instrumentaux sont pris en compte via une matrice de modélisation du système. Cette matrice a permis d'établir une relation linéaire entre l'espace de l'objet et de la mesure. Puisque le nombre d'échantillons de visibilité est limité et généralement inférieur au nombre de pixels de l'image reconstruite, le

problème posé n'admet pas de solution unique. C'est pourquoi des méthodes de régularisation ont été présentées afin d'obtenir une solution unique et stable.

Il convient de rappeler que l'objectif de cette partie du manuscrit est de proposer des solutions d'imagerie haute résolution, à acquisition simultanée avec une architecture matérielle avantageuse. La démarche entreprise dans ce chapitre consiste donc à réduire dans un premier temps le nombre d'antennes sans affecter les performances en termes de résolution et sensibilité radiométrique. Par ailleurs, l'acquisition simultanée des signaux nécessitant autant de voies RF que d'antennes du réseau interférométrique, le chapitre prochain présente une méthode d'acquisition compressée permettant de réduire le nombre de voies RF sans affecter les performances du système SAIR. Le concept servira de base théorique pour le développement d'un scanner millimétrique temps réel dans le cadre du projet ANR-PIXEL.

Bibliographie

[1] Dicke, R.H., "The measurement of thermal radiation at microwave frequencies", Review of Scientific Instruments, AIP, vol. 17, no7, 1946, p.268–275

[2] W. Cooke, "Arecibo radio antenna," in IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter, vol. 18, no. 5, pp. 6-8, October 1976. doi : 10.1109/MAP.1976.27265

[3] M. Ryle, "Radio Telescopes of Large Resolving Power," Science, vol. 188, no. 4193, pp. 1071–1079, 1975.

[4] C. S. Ruf, C. T. Swift, A. B. Tanner, and D. M. Le Vine, "Interferometric synthetic aperture microwave radiometry for the remote sensing of the Earth," IEEE Transactions on geoscience and remote sensing, vol. 26, no. 5, pp. 597–611, 1988.

[5] A. Camps, J. Bará, I. C. Sanahuja, and F. 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, vol. 35, no. 1, pp. 183–190, 1997.

[6] P. J. Napier, A. R. Thompson and R. D. Ekers, "The very large array : Design and performance of a modern synthesis radio telescope," in Proceedings of the IEEE, vol. 71, no. 11, pp. 1295-1320, Nov. 1983.

[7] A. B. Tanner, S. T. Brown, T. C. Gaier, B. H. Lambrigsten, B. H. Lim, C. S. Ruf, and F. Torres, "Field tests of the GeoSTAR demonstrator instrument," in Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2007. IGARSS 2007. IEEE International, 2007, pp. 2427–2430.

[8] N.Duffo et al., "MIRAS imaging validation," in Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2003. IGARSS'03. Proceedings. 2003 IEEE International, 2003, vol. 2, pp. 1226–1228.

[9] D. M. Le Vine, "Synthetic aperture radiometer systems," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 12, pp. 2228–2236, 1999.

[10] L. Amaduzzi and M. Tinti, "Low cost components radiometer implementation for human microwave electromagnetic field emission detection," Progress In Electromagnetics Research Letters, vol. 23, pp. 9–18, 2011.

[11] Bruno Picard, "Télédétection de la surface terrestre par un radiomètre imageur à synthèse d'ouverture : principes de mesure, traitement des données interférométrique et méthode de reconstruction régularisées", thèse de Doctorat soutenue le 19 Novembre 2004, Université de versailles-St Quentin.

[12] F. T. Ulaby, R. K. Moore, and A. K. Fung, "Microwave remote sensing : Active and passive. volume 1 - microwave remote sensing fundamentals and radiometry," Microwave Remote Sensing Active and Passive, vol. 1, no. 1, p. 456, 1981.

[13] A. Chamseddine, M. Heddebaut, P.A. Rolland, "Systemes millimétriques d'imagerie passive temps réel et tout temps pour détection de véhicules terrestres", Rapport INRETS N°250 Août 2003.

[14] Fred Gardiol, "Hyperfréquences (TE volume XIII)", Traité d'Electricité volume XIII, Collection : Traité d'Électricité - 2th edition - 2013-09-14

[15] R.H. Dicke, "The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies", The review of scientific instruments, Vol 17 N°7, July 1946.

[16] Fawwaz Tayssir Ulaby, Richard K. Moore, Adrian K. Fung, "Microwave remote sensing fundamentals and radiometry", Vol.1, 1981, pp192.

[17] Guillaume DESRUELLES, "Contribution à l'étude d'un système d'imagerie passive en gamme millimétrique en utilisant la technique de synhtèse d'ouverture", Thèse de Doctorat soutenue le 08 Octobre 2009 à l'Université des Sciences et Technologies de Lille.

[18] Yassine Aouial," Étude et conception d'un système d'imagerie passive à courte portée basée sur la synthèse de réseau d'antennes commutables. Application dans les bandes Ku et Ka", Phd dissertation in Signal and Image processing. Université Rennes 1, 2012. French.

[19] Thomas Young : Course of lectures on natural philosophy and the mechanical arts. 1807.

[20] Markus Peichl, H. Suess, and M. Suess , "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, Volume 33, Number 3, Pages 781-801, May-June 1998.

[21] G. W. Swenson and N. C. Mathur, "The interferometer in radio astronomy," in Proceedings of the IEEE, vol. 56, no. 12, pp. 2114-2130, Dec. 1968.

[22] J. Chen, Y. Li, J. Wang, Y. Li, and Y. Zhang, "An accurate imaging algorithm for millimeter wave synthetic aperture imaging radiometer in near-field," Progress In Electromagnetics Research, vol. 141, pp. 517–535, 2013.

[23] F. Zernike, "The concept of degree of coherence and its application to optical problems," Physica, vol. 5, no. 8, pp. 785 – 795, 1938. [Online]. Available : http ://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0031891438802032

[24] Ruf, C. S. Numerical annealing of low-redundancy linear arrays. IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 41, No. 1, pp. 85–90, (1993)

[25] Dong, J. ; Li, Q. X. ; Guo W. ; Zhu Y. T., "An Approach to Topology Design of Two Dimensional Sparse Arrays for Synthetic Aperture Interferometric Radiometer". J. Microwave, Vol.25, No. 2, pp. 83–86, . 2009

[26] Dong, J. ; Li, Q. X. ; He F. M. ; Ni, W. ; Zhu Y. T. (2008b). Co-array Properties of Minimum Redundancy Linear Arrays with Minimum Sidelobe Level, Proceedings of IEEE ISAPE 2008, pp. 74-77, Kunming, China

[27] Dong, J. ; Li, Q. X. ; Guo, W.. "A Combinatorial Method for Antenna Array Design in Minimum Redundancy MIMO Radars". IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett., vol. 8, pp. 1150-1153, 2009.

[28] Dong, J., Li, Q. X., Jin, R., Zhu, Y. T., Huang, Q. L., Gui, L. Q. "A Method for Seeking Low-Redundancy Large Linear Arrays for Aperture Synthesis Microwave Radiometers". IEEE Trans. Antennas Propagat., in press, 2009

[29] Jian Dong, Qingxia Li, Ronghua Shi, Liangqi Gui, and Wei Guo, "The Placement of Antenna Elements in Aperture Synthesis Microwave Radiometers for Optimum Radiometric Sensitivity," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 11, pp. 4103–4114, Nov. 2011.

[30] Ruf, C. S. "Numerical annealing of low-redundancy linear arrays". IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 41, No. 1, pp. 85–90, 1993

[31] Ishiguro, M. , "Minimum redundancy linear arrays for a large number of antennas", Radio Sci., Vol.15, pp. 1163–1170, 1980

[32] Kopilovich, L. E., "New approach to constructing two-dimensional aperture synthesis systems". Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F, Vol.139, pp. 365–368, 1992.

[33] Redéi, L. ; Rényi, A. "On the representation of 1,2,...,n by means of differences (in Russian)", Mat. Sbornik (Recueil Math.), Vol.66(NS 24), pp. 385–389, 1949.

[34] Camps, A. ; Cardama, A. ; Infantes, D. , "Synthesis of large low-redundancy linear arrays". IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 49, No. 12, pp. 1881–1883 (2001)

[35] Y. Meurisse and J.-P. Delmas, "Bounds for sparse planar and volume arrays," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 47, no. 1, pp. 464 –468, Jan 2001.

[36] Camps, A. " Application of interferometric radiometry for earth observation". Ph. D.Eng. thesis, Univ. of Catalonian, Catalonian, Spain, Nov. 1996

[37] Rautiainen, K., Kainulainen, J., Auer, T., Pihlflyckt, J., Kettunen, J., Hallikainen, M. T. "Helsinki University of Technology L-Band Airborne Synthetic Aperture Radiometer". IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, Vol. 46, No. 3, pp. 717-726 (2008)

[38] K. Rautiainen, J. Kainulainen, T. Auer, J. Pihlflyckt, J. Kettunen, and M. T. Hallikainen, "Helsinki University of Technology L-Band Airborne Synthetic Aperture Radiometer," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 46, no. 3, pp. 717–726, Mar. 2008.

[39] Guilloteau, S., Delannoy, J., Downes, D., Greve, A., Guelin, M., Lucas, R. "The IRAM interferometer on Plateau de Bure", Astronomy and Astrophysics (ISSN 0004-6361), vol. 262, no. 2, p. 624-633.

[40] B. Yang et al., "Design of a Passive Millimeter-wave Imager Used for Concealed Weapon Detection BHU-2D-U."

[41] Greene, C. R. ; Wood, R. C. "Sparse array performance". J. Acoust. Soc. Amer., Vol.63, pp. 1866–1872 (1978).

[42] Mersereau, D. A. "The processing of hexagonally sampled two-dimensional signals". Proceedings of the IEEE, Vol. 67, pp. 930–949 (1979).

[43] Dudgeon, D. E. ; Mersereau R. M. "Multidimensional Digital Signal Processing", Prentice-Hall Inc., New York (1984).

[44] J. Dong and Q. Li," Antenna Array Design in Aperture Synthesis Radiometers". INTECH Open Access Publisher, 2010.

[45] M. Martin-Neira, Y. Menard, J. M. Goutoule, and U. Kraft, "MIRAS, a two-dimensional aperture synthesis radiometer," in Geoscience and Remote Sensing Symposium, 1994. IGARSS'94. Surface and Atmospheric Remote Sensing : Technologies, Data Analysis and Interpretation., International, 1994, vol. 3, pp. 1323–1325.

[46] A. Camps, J. Bará, I. C. Sanahuja, and F. Torres, "The processing of hexagonally sampled signals with standard rectangular techniques : Application to 2-D large aperture synthesis

interferometric radiometers," Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on, vol. 35, no. 1, pp. 183–190, 1997.

[47] Ehrhardt, J. C. (1993). "Hexagonal fast Fourier transform with rectangular output". IEEE Trans.Signal Process., Vol. 41, No. 3, pp. 1469–1472

[48] C. Zheng, X. Yao, A. Hu, and J. Miao, "A passive millimeter-wave imager used for concealed weapon detection," Progress In Electromagnetics Research B, vol. 46, pp. 379–397, 2013.

[49] L. E. Kopilovich and L. G. Sodin, "Multielement System Design" in Astronomy and Radio Science, vol. 268. Dordrecht : Springer Netherlands, 2001.

[50] Keto E. "The Shapes of Cross-correlation Interferometers". The Astrophysical Journal, Vol.475, pp. 843–852,1997

[51] Thompson, A. R. ; Moran, J. M. ; Swenson, G. W. Jr. (2001). "Interferometry and Synthesis" in Radio Astronomy, 2nd ed., John Wiley & Sons Inc., New York

[52] T. Cornwell, "A novel principle for optimization of the instantaneous fourier plane coverage of correction arrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 36, no. 8, pp. 1165 –1167, aug 1988.

[53] Le Vine, D. M. "The sensitivity of synthetic aperture radiometers for remote sensing applications from space". Radio Sci., Vol.25, pp. 441–453 (1990).

[54] Camps, A., Corbella, I., Bara, J., Torres, F. A. (1998). "Radiometric sensitivity computation in aperture synthesis interferometric radiometry". IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, Vol. 36, No. 2, pp. 680-685

[55] I. Corbella, N. Duffo, M. Vall-llossera, A. Camps, and F. Torres, "The visibility function in interferometric aperture synthesis radiometry," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing,* vol. 42, no. 8, pp. 1677–1682, Aug. 2004.

Chapitre 5

Radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique à acquisition compressée (CSAIR)

Sommaire

5.1 Introduction 168
5.2 Principe du CSAIR 169
5.3 Reconstruction de l'image en considérant un système idéal 176
5.4 Reconstruction par inversion matricielle 184
5.5 Validation par simulation 185
5.6 Validation expérimentale par la méthode de reconstruction matricielle 191
5.7 Conclusion 194
5.8 Conclusion générale et perspectives sur l'imagerie Microonde passive 196

5.1 Introduction

Les radiomètres à synthèse d'ouverture interférométrique (SAIR) suscitent un grand intérêt dans le domaine de l'imagerie microonde dédiée à la sécurité, en raison de leur caractère non-ionisant et leur capacité à traverser les matériaux opaques à la lumière [1, 2]. Ils permettent d'améliorer la résolution avec un faible nombre d'antennes et offrent une meilleure sensibilité radiométrique comparés aux radiomètres à ouverture réelle [3, 4]. De plus, les récentes avancées technologiques et algorithmiques rendent possible l'utilisation de ce type d'instruments avec une fréquence de rafraichissement d'images proche de la vidéo. Toutefois, la mise en œuvre pratique d'un système temps réel requiert autant de voies RF que d'antennes du réseau. La figure 5.1 montre un exemple d'architecture conventionnelle de radiomètre SAIR. Il paraît donc évident que l'architecture de ces radiomètres se complexifie avec le nombre d'antennes du réseau interférométrique.

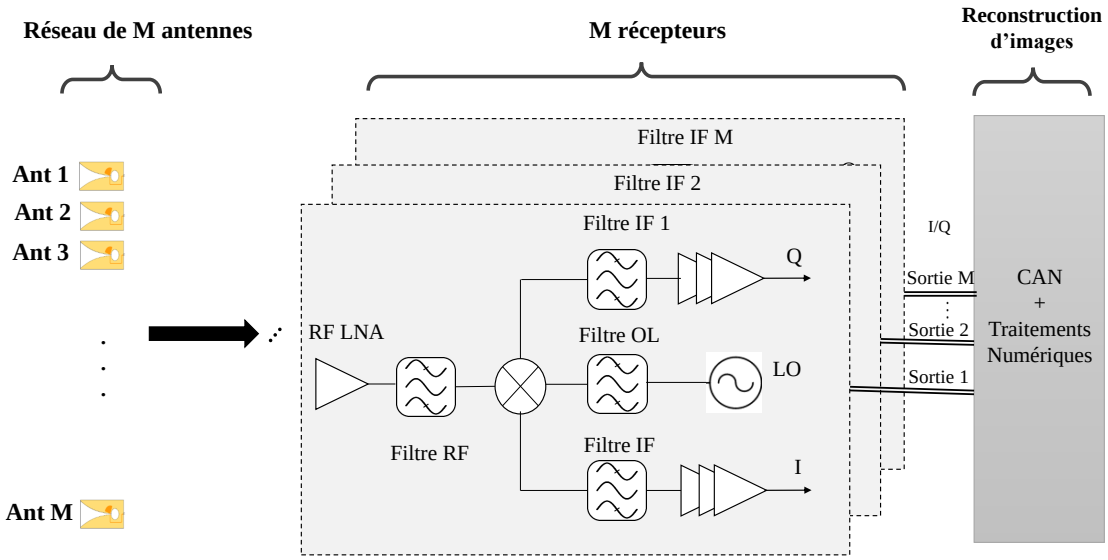


FIGURE 5.1 – Exemple d'architecture conventionnelle d'un radiomètre SAIR.

Le concept proposé dans ce chapitre vise à minimiser le nombre de voies RF tout en gardant la même ouverture rayonnante pour atteindre la résolution souhaitée. L'approche compressive utilisée dans la partie 2 du manuscrit est adaptée au principe du SAIR donnant lieu à une nouvelle architecture appelée CSAIR (Compressed Synthetic Aperture Interferometric Radiometer) [5, 6, 7, 8]. Afin de décrire le principe pas-à-pas, le système sera présenté dans sa configuration la plus simple dans un premier temps. Par la suite, une description plus complète faisant intervenir les paramètres instrumentaux sera effectuée. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle spatiale du système CSAIR sera modélisée afin d'établir une relation linéaire entre les échantillons de visibilité mesurés et la température de brillance de la source. Finalement, la reconstruction d'images se fera en résolvant le problème inverse par le biais d'une régularisation de Tikhonov. Le principe théorique est présenté dans le paragraphe suivant, suivi de quelques résultats de simulation et de mesure qui montrent la validité et la faisabilité du concept. La preuve de concept est effectuée en bande S, néanmoins les techniques proposées sont destinées à des applications

en bande millimétrique dans le cadre du projet ANR-PIXEL et font l'objet d'une demande de Brevet en cours d'instruction.

5.2 Principe du CSAIR

L'architecture d'un système CSAIR est présentée sur la figure 5.2. Les antennes du réseau interférométrique sont connectées à un codeur analogique constitué de $M \times N$ ports (entrées/sorties). Ce composant microonde entièrement passif présente des fonctions de transfert orthogonales et permet de coder les signaux reçus par les M antennes vers N voies de sortie avec ($N \ll M$). L'avantage d'une telle architecture réside dans sa capacité à réduire le nombre de voies RF tout en garantissant une acquisition simultanée. Une approche similaire a été récemment proposée en parallèle de ces travaux de thèse dans [9]. Dans ce cas, les signaux reçus par les antennes sont codés par des codes pseudo-aléatoires et sommés vers une seule voie de sortie permettant de réduire également le nombre de voies RF. Les fonctions de visibilité sont calculées à partir de la puissance du signal unique mesuré au moyen d'un processus de décodage. Cette approche s'avère très intéressante, cependant le codage reste entièrement actif puisqu'il nécessite de moduler la phase des signaux d'antennes. L'approche proposée dans ce manuscrit fait abstraction de tout contrôle supplémentaire puisque le composant est entièrement passif. Le codage est assuré intrinsèquement par le composant, sans aucun contrôle, ni alimentation.

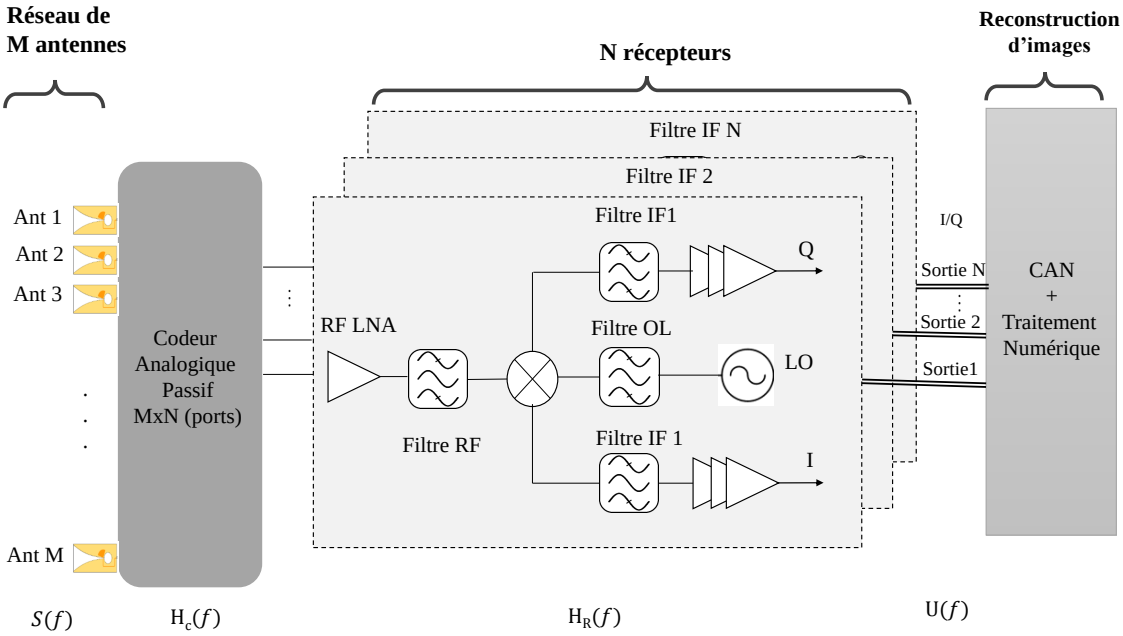


FIGURE 5.2 – Architecture du radiomètre interférométrique à acquisition compressée.

En considérant les mêmes hypothèses décrites dans le paragraphe 4.3 et la géométrie du réseau de la figure 4.5 (voir chapitre 4), le signal $U_n(f)$ mesuré à la sortie du récepteur n s'écrit :

$$U_n(f) = \sum_{r} \sum_{m=1}^{M} \mathscr{E}_m(r_m, f) \frac{e^{-2i\pi \frac{|r_m - r|}{\lambda}}}{|r_m - r|} F_m(r_m, f) H_{nm}(r_m, f) \tag{5.1}$$

Où $\mathscr{E}_m(r_m, f)$ est l'amplitude du champ rayonné par la source, le terme exponentiel est la fonction de transfert spatiale entre la source positionnée en r et les antennes repérées par leur position r_m. $F_m(r_m, f)$ est le diagramme de rayonnement de l'antennes m ($m \in [1, 2, ..., M]$). $H_{nm}(r_m, f)$ est la fonction de transfert de la chaîne complète de réception, elle est définie comme suit :

$$H_{nm}(r_m, f) = H_{Cnm}(f) H_{Rn}(f) \tag{5.2}$$

avec H_{Cnm} la fonction de transfert du composant entre l'entrée m et la sortie n. H_{Rn} représente la fonction de transfert du récepteur n. Dans ce cas, les signaux d'antennes $S_m(r_m, f)$ sont codés et sommés via un nombre de voies RF réduit. L'équation 5.1 peut être réécrite de la manière suivante :

$$U_n(f) = \sum_{m=1}^{M} H_{nm}(r_m, f) S_m(r_m, f) \tag{5.3}$$

Avec $S_m(r_m, f)$, le signal mesuré par l'antenne m et donné par l'équation suivante :

$$S_m(r_m, f) = \sum_{r} \mathscr{E}_m(r_m, f) \frac{e^{-2i\pi \frac{|r_m - r|}{\lambda}}}{|r_m - r|} F_m(r_m, f) \tag{5.4}$$

Un processus de décodage est donc nécessaire afin de calculer les échantillons de visibilité nécessaires à la reconstruction d'images. Le paragraphe suivant décrit quelques méthodes d'estimation des échantillons de visibilité.

5.2.1 Méthodes d'estimation de la fonction de visibilité

L'équation 5.3 peut être généralisée sous la forme d'un produit matriciel comme suit :

$$U(f) = \mathbf{H}(f) S(f) \tag{5.5}$$

où $U(f) = [U_1(f), U_2(f), \ldots, U_N(f)]^T$ est le vecteur $N \times 1$ des signaux mesurés à la sortie des récepteurs, $S(f) = [S_1(r_1, f), S_2(r_2, f), \ldots, S_M(r_M, f)]$ est le vecteur $M \times 1$ des signaux d'antennes. $\mathbf{H}(f)$ correspond à la matrice $N \times M$ des fonctions de transfert de la chaîne de réception complète (incluant les réponses du composant et des chaînes RF) :

$$\mathbf{H}(f) = \begin{pmatrix} H_{11}(r_1, f) & H_{12}(r_2, f) & \ldots & H_{1M}(r_M, f) \\ H_{21}(r_1, f) & H_{22}(r_2, f) & \ldots & H_{2M}(r_M, f) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ H_{N1}(r_1, f) & H_{N2}(r_2, f) & \ldots & H_{NM}(r_M, f) \end{pmatrix} \tag{5.6}$$

N étant le nombre de ports de sortie du composant (correspondant au nombre de récepteurs) et M le nombre d'antennes du réseau tel que $N \ll M$. Le processus de décodage vise dans un premier temps à estimer le vecteur des signaux d'antennes à partir du vecteur des signaux compressés. En raison de la réduction du nombre de voies RF, la dimension du vecteur $U(f)$ est inférieure à celle du vecteur $S(f)$. Il est clair que le système linéaire défini par l'équation 5.5,

présente plus d'inconnues que d'équations : le problème est donc mal posé et la résolution du problème inverse conduit à une multitude de solutions. Dans ce paragraphe, deux méthodes sont présentées pour assurer une solution unique et stable de la fonction de visibilité. La première nécessite une pré-estimation des signaux d'antennes $S(f)$, tandis que la seconde repose sur la mesure d'une matrice de visibilité compressée.

5.2.2 Calcul des échantillons de visibilité par pré-estimation des signaux d'antennes

Il existe plusieurs méthodes permettant de résoudre le problème inverse, la régularisation à norme minimale en est un exemple et la solution explicite est donnée par l'équation 5.7 [10, 11].

$$\mathbf{H}^{+}(f) = (\mathbf{H}^{\dagger}(f)\mathbf{H}(f))^{-1}\mathbf{H}^{\dagger}(f) \tag{5.7}$$

$(.)^{+}$ et $(.)^{\dagger}$ sont respectivement les opérateurs de pseudo-inversion et de transposée conjuguée. Le vecteur des signaux reçus est par conséquent estimé de la manière suivante :

$$\hat{S}(f) = \mathbf{H}^{+}(f)U(f) \tag{5.8}$$

Afin d'éviter toute propagation d'erreur d'inversion qui peut être due au mauvais conditionnement de la matrice des fonctions de transfert du composant, la technique de régularisation au sens Tikhonov peut être appliquée. Toutefois, pour l'illustration du principe du CSAIR, la matrice $\mathbf{H}$ est supposée bien conditionnée, par conséquent, la régularisation à norme minimale est suffisante pour l'estimation des signaux.

Cet algorithme nécessite le stockage en mémoire de la matrice des fonctions de transfert dont la taille augmente avec le nombre d'antennes et la durée d'acquisition des signaux. Cela peut rapidement alourdir le traitement des données. Des méthodes de régularisation itératives, efficaces et relativement rapides peuvent également être utilisées, telles que des algorithmes de poursuite de base [12] ou de type Hogbom's Clean [13], etc. Contrairement aux méthodes de régularisation de la norme l_2, ces méthodes n'admettent pas de solutions explicites. Les conditions de convergence et d'arrêt de l'algorithme sont fixées par l'utilisateur. L'avantage de ces algorithmes repose sur la précision d'estimation (à condition que les signaux mesurés soient parcimonieux), et sur le fait qu'ils ne soient pas gourmands en mémoire. Cependant la reconstruction des signaux d'antennes requiert plus de temps en fonction du critère d'arrêt défini par l'utilisateur. Dans le cadre de la thèse, seules les méthodes de régularisation de norme l_2 sont utilisées.

Idéalement le produit $\mathbf{H}^{+}(f)\mathbf{H}(f)$ doit tendre vers une matrice d'identité pour une large bande passante. Cela est rendu possible si le codeur analogique présente des fonctions de transfert orthogonales. Une cavité surdimensionnée telle décrite dans le paragraphe 3.6.2 (voir chapitre 3) en est un exemple. Ce type de composant offre une diversité modale, fréquentielle et même spatiale permettant d'obtenir des fonctions de transfert décorrélées, cela facilite l'estimation des signaux d'antennes. Ainsi, en supposant que les réponses $H_R(f)$ des récepteurs soient parfaites, la fonction de transfert globale peut s'écrire :

$$H_{nm}(f) = TF[\mathcal{N}_{nm}(t).e^{-t/2\tau_{rc}}] \tag{5.9}$$

Avec $\mathcal{N}_{nm}(t)$, un bruit de distribution gaussienne et τ_c le temps de décroissance du canal lié au facteur de qualité de la cavité [14]. En considérant une compensation idéale des fonctions de transfert $H_{nm}(f)$, c'est-à-dire $\hat{S}(f) \approx S(f)$, la matrice de visibilité $\mathbf{V}$ peut être calculée de la manière suivante :

$$\hat{\mathbf{V}}(r_R, r'_R) = < \hat{S}(f)\hat{S}^{\dagger}(f) > = \lim_{\tau\to\infty} \frac{1}{2\tau} \sum_{\Delta f} \hat{S}(f)\hat{S}^{\dagger}(f) \tag{5.10}$$

Avec $r_R = [r_1, r_2, \ldots, r_M]$ le vecteur $M \times 1$ des positions d'antennes. Δf et τ respectivement la bande passante et le temps d'intégration des signaux mesurés. Les équations 5.4 et 5.10 conduisent à la relation suivante :

$$\hat{\mathbf{V}}(r_R, r'_R) = \lim_{\tau\to\infty} \frac{1}{2\tau} \sum_{\Delta f} \mathbf{\Psi}_R(r_R, r, f)\mathscr{E}_R(r_R, f)\mathscr{E}_R^{\dagger}(r_R, f)\mathbf{\Psi}_R^{\dagger}(r_R, r, f) \tag{5.11}$$

où :

$$\mathbf{\Psi}_R(r_R, r, f) = F_R(r_R, r, f).\frac{e^{-\frac{2i\pi}{\lambda}|r_R - r|}}{4\pi|r_R - r|} \tag{5.12}$$

et $\lim_{\tau\to\infty} \frac{1}{2\tau}[\mathscr{E}_R(r, f)\mathscr{E}_R^{\dagger}(r, f)] \propto T(r)$. Finalement la matrice de visibilité est donnée par l'équation suivante :

$$\hat{\mathbf{V}}(r_R, r'_R) = \sum_{\Delta f} \sum_{q=1}^{N_p} \mathbf{\Psi}_R(r_R, r_q, f)T(r_q)\mathbf{\Psi}_R^{\dagger}(r_R, r_q, f) \tag{5.13}$$

5.2.3 Calcul des échantillons de visibilité par matrice compressée

En considérant le vecteur des signaux reçus défini par l'équation 5.5, il est possible de définir une matrice de visibilité compressée $\mathbf{V_c}$ comme suit :

$$\mathbf{V_c}(f) = U(f)U^{\dagger}(f) = \mathbf{H}(f) \underbrace{S(f)S^{\dagger}(f)}_{\mathbf{V}(r_R, r'_R, f)} \mathbf{H}^{\dagger}(f) \tag{5.14}$$

Avec $\mathbf{V_c}(f)$ la matrice $N \times N$ (N étant le nombre de récepteurs), et $\mathbf{V}(r_R, r'_R, f)$ la matrice $M \times M$ des échantillons de visibilité nécessaires à la reconstruction d'images, elle peut être calculée par l'équation suivante :

$$\hat{\mathbf{V}}(r_R, r'_R, f) = \mathbf{H}^{+}(f)\mathbf{V_c}(f)(\mathbf{H}^{+})^{\dagger} \tag{5.15}$$

Finalement la fonction de visibilité est calculée en sommant toutes les contributions fréquentielles :

$$\hat{\mathbf{V}}(r_R, r'_R) = \sum_{\Delta f} \hat{\mathbf{V}}(r_R, r'_R, f) \tag{5.16}$$

Cette méthode permet de s'affranchir de l'estimation au préalable des signaux, cependant la reconstruction des visibilités nécessite le stockage en mémoire des canaux du composant. Dès lors, l'utilisation d'un nombre important d'antennes et d'échantillons fréquentiels risque d'alourdir le calcul. Afin de minimiser l'occupation mémoire, le calcul peut être effectué de manière itérative pour tous les échantillons fréquentiels. Cela nécessite néanmoins un temps de calcul relativement long. Le paragraphe suivant donne un exemple d'application des deux méthodes de reconstruction proposées.

5.2.4 Application des méthodes d'estimation de la fonction de visibilité

Ce paragraphe présente un scénario d'imagerie constitué d'un réseau interférométrique de 16 antennes isotropes disposées en forme de T comme le montre la figure 5.3. Les antennes sont espacées de $0,7\lambda$, avec $\lambda = 10$ cm correspondant à une fréquence de f_0= 3 Ghz. Il faut noter que sur cette figure, les positions des antennes ont été normalisées par rapport à la longueur d'onde pour l'affichage.

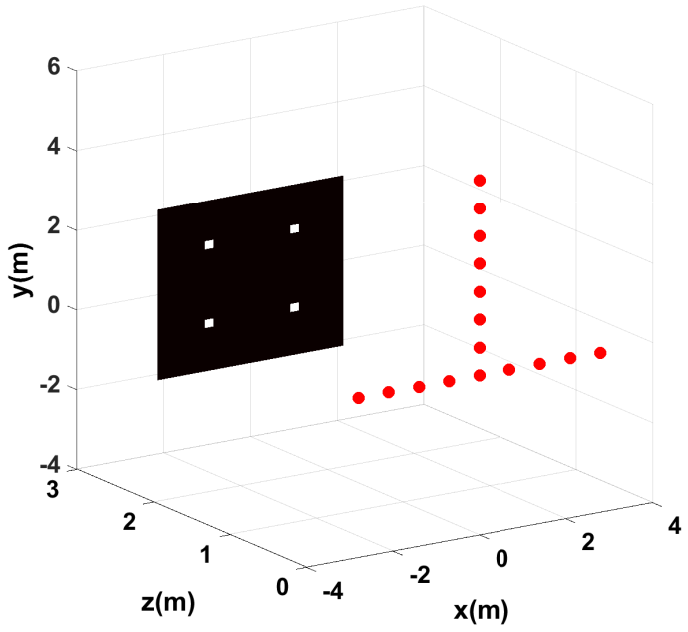


FIGURE 5.3 – Scénario d'imagerie CSAIR

Les antennes sont connectées à un composant compressif de $M = 16$ et $N = 4$ ports respectivement d'entrée et de sortie. Les fonctions de transfert $H_R(f)$ des récepteurs sont supposées rectangulaires centrées autour de f_0 avec une bande passante de 1 GHz. Par conséquent, la fonction de transfert globale de la chaîne de réception se résume à celle donnée par l'équation 5.9. La figure 5.4 donne un exemple de réponse impulsionnelle avec un temps de décroissance fixé à $\tau_{rc} = 400$ ns correspondant à un facteur de qualité composite de $Q = 2\pi f_0 \tau_{rc} = 7540$.

La scène à imager peut être considérée comme un ensemble de plusieurs sources discrètes caractérisées par leur température de brillance $T(r_q)$ et placées à la position r_q dans un repère orthonormé. L'image source est discrétisée sur $N_p = 64 \times 64$ pixels. Chaque pixel q émet un

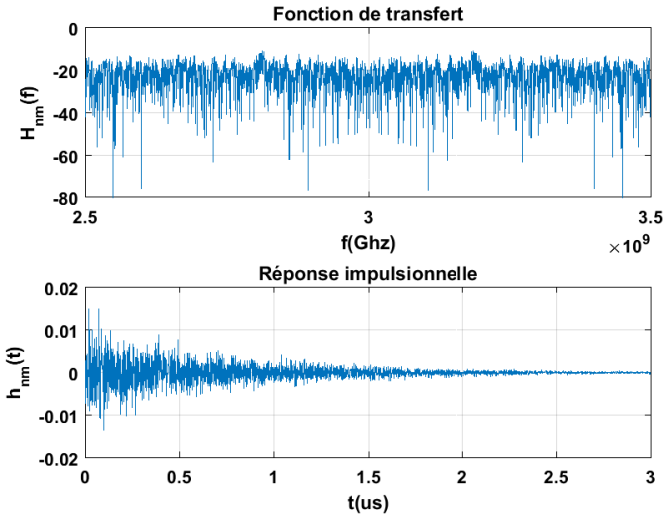


FIGURE 5.4 – Exemple de fonction de transfert $\mathbf{H}_{nm}(f)$ et de réponse impulsionnelle avec un temps de décroissance $\tau_{rc} = 400$ns.

signal électromagnétique modélisé par un bruit blanc Gaussien de moyenne temporelle nulle et de densité spectrale de puissance DSP suivant la loi de Rayleigh-Jeans $DSP = 2KT_q f^2/c^2$. K étant la constante de Boltzmann, et c la célérité de la lumière. Le temps d'intégration du bruit est fixé à τ =1 ms avec $N_s = 10^6$ points fréquentiels et la scène à imager est placée à une distance de R = 3 m.

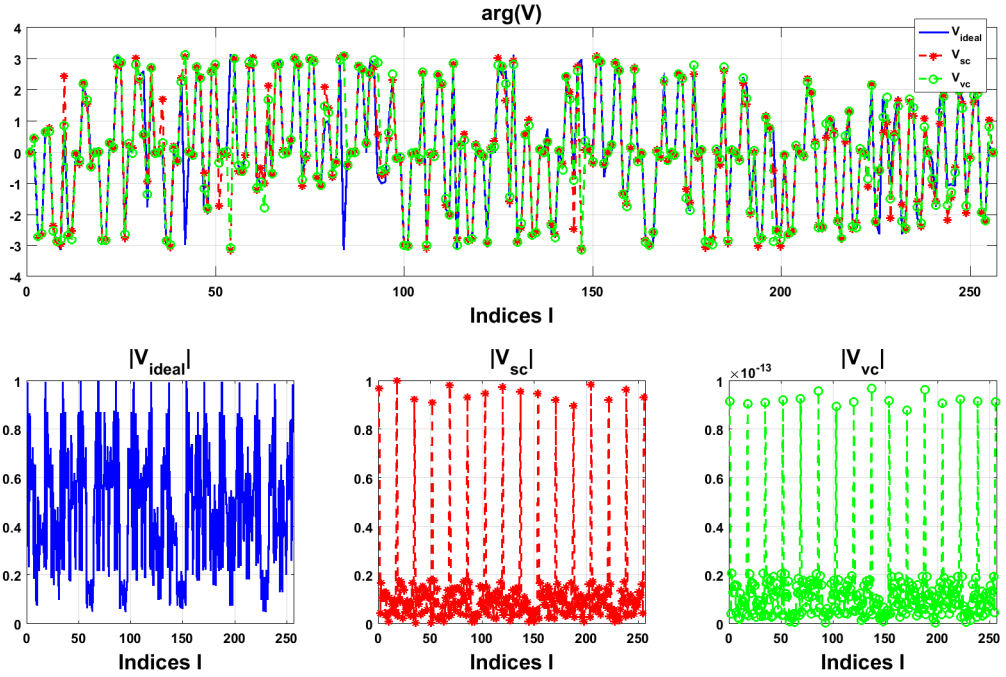


FIGURE 5.5 – Modules et phases des fonctions de visibilité dans le cas du SAIR et CSAIR. Les indices $l \in [1, 2, .., M^2]$ indiquent les échantillons de visibilité.

La figure 5.5 présente un exemple de fonction de visibilité calculée en considérant une image source constituée de quatre sources (voir figure 5.3). La figure montre une comparaison entre les phases et modules des échantillons de visibilité calculés dans le cas du SAIR (en supposant que les 16 antennes sont directement connectées à 16 voies RF) et dans le cas du CSAIR (en supposant que les 16 antennes sont connectées à 4 voies RF par le biais du codeur analogique). La fonction de visibilité du SAIR est notée $\mathbf{V}_{ideal}$ et celles du CSAIR sont notées $\mathbf{V}_{\text{sc}}$ et $\mathbf{V}_{\text{vc}}$ indiquant respectivement la fonction de visibilité calculée à partir d'une pré-estimation des signaux d'antennes (voir équation 5.10) et celle calculée à partir de la fonction de visibilité compressée (voir équation 5.16). Le temps de calcul des matrices $\mathbf{V}_{ideal}$, $\mathbf{V}_{\text{sc}}$ et $\mathbf{V}_{\text{vc}}$ sont respectivement 67ms, 12s et 2,53min. Le temps relativement long dans le dernier cas est dû au calcul itératif sur les N_s points de fréquence. Quelle que soit la méthode utilisée dans le cas du CSAIR, le calcul des matrices de visibilité nécessite le stockage en mémoire de la matrice $\mathbf{H}$ de taille $4 \times 16 \times 1000001$ et codée sur 16 octets, ce qui correspond à une occupation mémoire de 1,024 Go. En outre, les courbes de phase obtenues sont quasi-identiques dans les 3 cas, par conséquent, seule la méthode d'estimation de la matrice de visibilité par pré-estimation des signaux sera considérée dans le cas du CSAIR puisqu'elle nécessite moins de temps de calcul.

Le codage des signaux reçus par les fonctions de transfert du composant engendre inévitablement des erreurs sur le module des échantillons de visibilité estimés. Comparé au cas du SAIR, les pics périodiques dans le cas du CSAIR sont plus prononcés quelle que soit la méthode utilisée. Cela est lié aux propriétés de corrélation des canaux du composant. En effet, ces pics correspondent aux éléments diagonaux de la matrice de visibilité et renseignent sur les échantillons mesurés à la fréquence spatiale nulle. Ainsi, dans le cas du SAIR, ils correspondent à la température moyenne de la scène tandis que dans le cas du CSAIR, cette température est affectée par les fonctions d'autocorrélation du composant. Dès lors, pour éviter les éventuelles distorsions d'images reconstruites, il convient soit de compenser les éléments diagonaux par le biais de la matrice de corrélation des canaux [5], soit d'ignorer les échantillons de visibilité correspondants aux fréquences spatiales nulles. Par exemple, la distribution des échantillons de visibilité est tracée en fonction des fréquences spatiales (u_λ, v_λ) calculées à f_0. Les figures 5.6 et 5.7 montrent respectivement les amplitudes normalisées avant et après suppression des échantillons de fréquences spatiales nulles pour les matrices $\mathbf{V}_{ideal}$ et $\mathbf{V}_{sc}$.

Il est clair que la suppression des éléments diagonaux des matrices de visibilité permet d'obtenir des distributions d'amplitudes quasi-identiques. En outre, la matrice de visibilité calculée doit être normalement de taille $M \times M$, cependant, il existe dans le réseau des couples d'antennes produisant les mêmes lignes de base (fréquences spatiales). Les échantillons des fréquences spatiales redondantes peuvent être moyennés afin d'améliorer le rapport signal à bruit et de réduire la taille de la matrice de visibilité à traiter par la suite. À titre d'exemple, pour un réseau de M antennes parfaitement non redondant, le nombre d'échantillons de visibilité mesurables est de $M(M-1)/2$ en tenant compte du caractère hermitien de la matrice de visibilité. Des algorithmes d'imagerie appropriés peuvent être appliqués par la suite pour reconstruire l'image de la scène. Le paragraphe suivant décrit un exemple de reconstruction d'image en considérant un système CSAIR idéal.

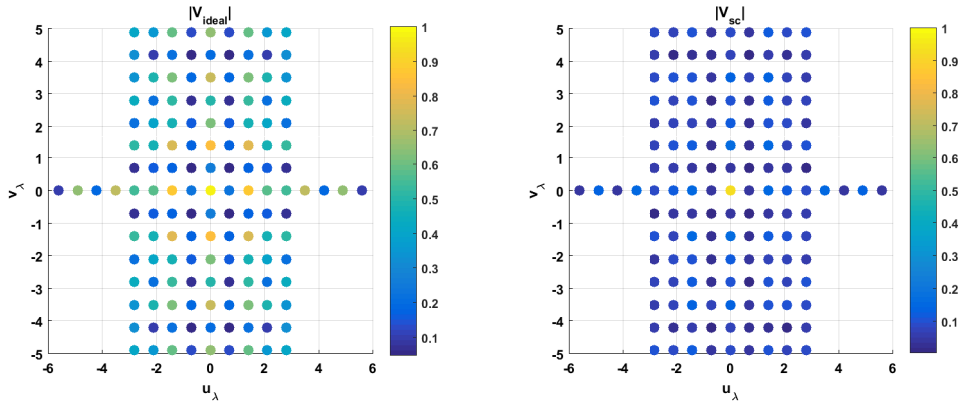


FIGURE 5.6 – Distributions des échantillons de visibilité en fonctions des fréquences spatiales à f_0 =3 GHz.

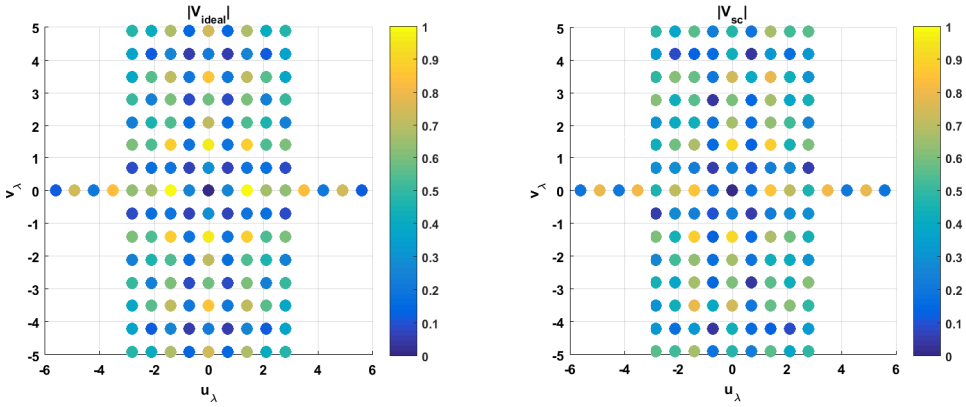


FIGURE 5.7 – Distributions des échantillons de visibilité, les échantillons correspondants aux fréquences spatiales nulles sont ignorés.

5.3 Reconstruction de l'image en considérant un système idéal

En considérant des antennes isotropes, les équations 5.12 et 5.13 permettent d'établir la relation fondamentale entre la fonction de visibilité et la température de brillance de la source. En effet, il a été démontré au chapitre précédent qu'il existe une relation de transformation de Fourier entre la fonction de visibilité et la température de brillance de la source (voir équation 4.35 du chapitre 4), lorsque le système est supposé parfait. Par conséquent, pour une imagerie en champ proche, l'image peut être reconstruite au moyen de l'équation suivante [15] :

$$\hat{T}(\xi,\eta) \propto \sum_{u_\lambda}\sum_{v_\lambda} V(u_\lambda,v_\lambda)e^{+i\Phi(u_\lambda,v_\lambda)}e^{-2i\pi(u_\lambda\xi+v_\lambda\eta)} = TF^{-1}[V(u_\lambda,v_\lambda)e^{+i\Phi(u_\lambda,v_\lambda)}] \tag{5.17}$$

Pour rappel : $(\xi,\eta)=(x,y)/R$ représentent les coordonnées normalisées des pixels de l'image, $\Phi(u_\lambda,v_\lambda)=\frac{\pi(d_A^2-d_B^2)}{\lambda R}$ représente la phase quadratique avec $d_i(i\in[A,B])$ la distance euclidienne de l'antenne i par rapport au centre du repère.

La qualité de reconstruction dépend d'un certain nombre de paramètres dont le nombre de

ports du composant compressif, la bande passante du système, le nombre de pixels illuminés, etc. Un exemple de reconstruction est réalisé en considérant le scénario de la figure 5.3. Le temps d'acquisition est de $\tau = 170$us avec un temps de décroissance des canaux des composants fixé à $\tau_{rc} = 500$ns.

5.3.1 Influence du nombre de ports de sortie du composant

Pour mettre en évidence l'importance de la diversité spatiale du composant, une comparaison est faite entre l'image obtenue dans le cas du SAIR conventionnel et celui du CSAIR avec $N \in [1, 2]$. La figure 5.8 montre les images reconstruites (pour quatre pixels illuminés) à partir de l'équation 5.17.

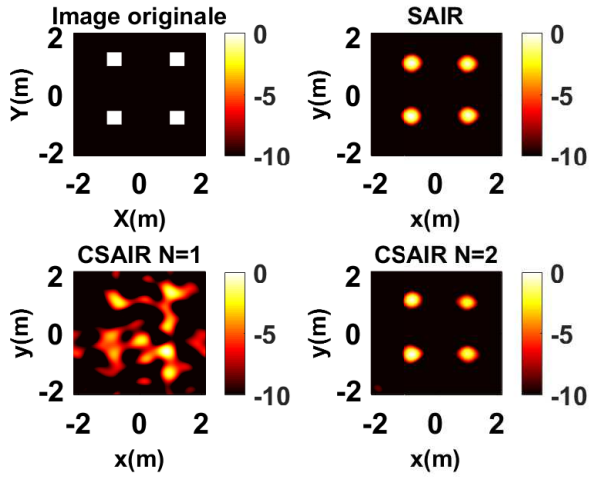


FIGURE 5.8 – Comparaison des images reconstruites pour un système SAIR et CSAIR avec $N \in [1, 2]$ [7].

Visuellement, l'image reconstruite dans le cas du CSAIR deux voies RF est identique à celle reconstruite avec un système SAIR à 16 voies RF. La dégradation de l'image reconstruite pour $N = 1$ est due à la corrélation croisée entre les voies du composant qui devient important lorsque le nombre d'antennes M augmente, néanmoins, en augmentant le nombre de voies de sortie du composant, par exemple $N = 2$, la diversité spatiale est exploitée permettant d'améliorer la reconstruction de l'image. Cette affirmation sera justifiée un peu plus loin (au paragraphe 5.3.5).

5.3.2 Influence du nombre de sources

Pour une comparaison quantitative des trois images reconstruites, le rapport signal-bruit (PSNR) et l'erreur quadratique moyenne (RMSE) sont calculés au moyen des équations suivantes [15] :

$$\mathrm{PSNR}(\hat{T}, T_0) = 10log_{10}\left(\max(|T_0|^2)/\sqrt{\frac{1}{N_p}\sum_{q}^{N_p}|\hat{T} - T_0|^2}\right) \tag{5.18}$$

$$\mathrm{RMSE}(\hat{T}, T_0) = 10log_{10}\sqrt{\sum_{q}^{N_p}[\hat{T} - T_0]^2}/\sqrt{\sum_{q}^{N_p}|T_0|^2} \tag{5.19}$$

Où $\hat{T}$ est l'image reconstruite et T_0 est l'image originale, $N_p = 64 \times 64$ est le nombre total de pixels de l'image. La figure 5.9 montre l'allure des courbes de PSNR et RMSE obtenues pour les différents cas en variant le nombre de pixels illuminés. L'augmentation du nombre de pixels éclairés dans l'image originale dégrade le PSNR et le RMSE dans les 3 cas. Ce phénomène s'explique par la contribution de chaque source dans le bruit total du système qui devient significatif lorsque le nombre de sources augmente.

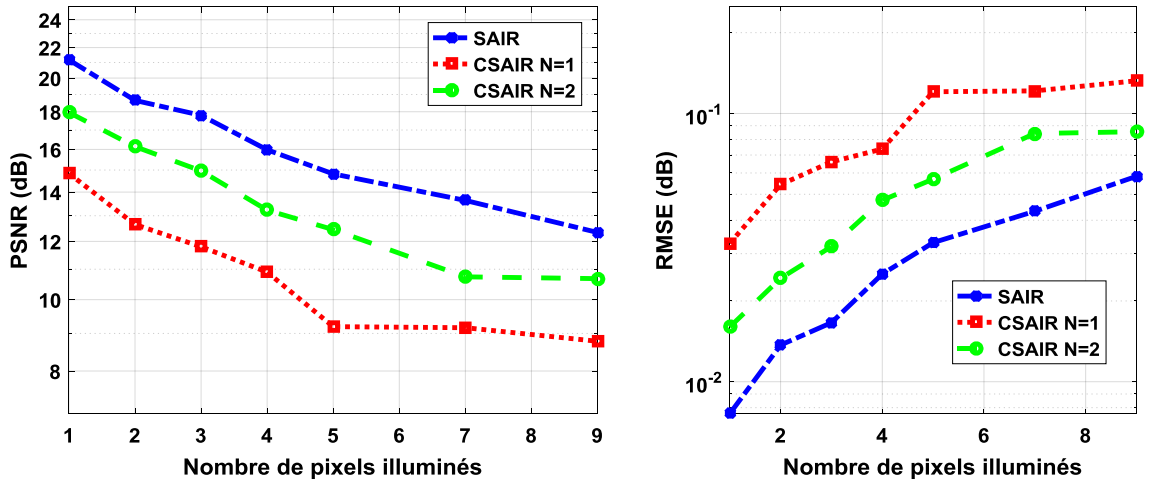


FIGURE 5.9 – Évolution de PSNR et RMSE en fonction du nombre de pixels illuminés [7].

5.3.3 Influence de la bande passante

Comme il a été mentionné précédemment, la qualité de la reconstruction des fonctions de visibilité dépend également de la bande passante choisie. Ainsi, le PSNR (pour le cas du CSAIR) peut être amélioré en exploitant le degré de liberté fréquentiel du composant. Afin de justifier cette affirmation, l'image d'origine est constituée de quatre sources (voir figure 5.8) correspondant à un PSNR d'environ 16 dB pour le SAIR et 14 dB pour le CSAIR avec $N = 2$. La figure 5.10 montre l'évolution des courbes de PSNR.

Lorsque la bande relative augmente, la courbe du CSAIR croît, atteint un maximum puis décroit. Pour cas du SAIR, le maximum de PSNR est obtenu pour une faible bande passante et décroit avec une plus large bande passante. Cette décroissance dans les deux cas est essentiellement liée à l'algorithme de reconstruction d'image. En effet, l'algorithme de Fourier à phase modifiée est adapté à un système bande étroite, la compensation de phase se fait à la seule fréquence centrale f_0. Cette approximation n'est plus valide lorsque la bande augmente, ce qui se résulte par une dégradation du PSNR de l'image reconstruite. Ce phénomène a déjà été justifié au paragraphe 4.6.2.2 du chapitre précédent.

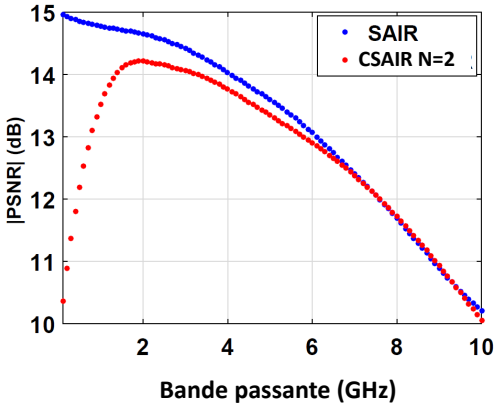


FIGURE 5.10 – Évolution du PSNR en fonction de la bande passante pour 4 pixels illuminés [7].

Pour finir, la méthode de reconstruction peut être étendue à des sources continues. La figure 5.11 montre un exemple d'image reconstruite d'une source en forme de T pour 1 GHz de bande. Le PSNR est de 10,7 dB et 12 dB respectivement pour l'architecture CSAIR ($N = 2$) et SAIR. Le CSAIR utilise uniquement 2 voies de réception pour une qualité d'image visuellement comparable à celle du SAIR qui nécessite 16 chaînes RF. Un banc de mesure est présenté dans le paragraphe suivant afin de valider expérimentalement le concept proposé.

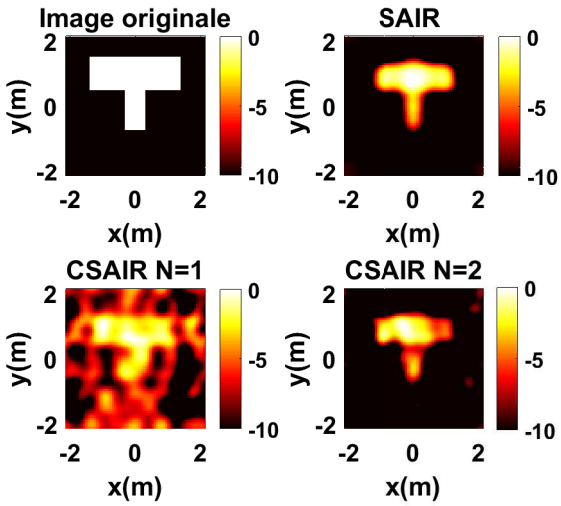


FIGURE 5.11 – Images reconstruites d'une source continue en forme de T [7].

5.3.4 Validation expérimentale par la méthode de reconstruction de Fourier

Le réseau interférométrique est constitué de 16 antennes Vivaldi espacées de 7 cm et disposées en forme de T. La source est émulée par un générateur de signaux arbitraires Agilent M8190A 12GSa/s connecté à un cornet, le signal émis est un bruit gaussien de moyenne nulle. Afin de réaliser une étude comparative, un banc de mesure SAIR conventionnel est mis en place. Dans ce cas, les antennes sont connectées à un commutateur microonde qui permet de mesurer séquentiellement les signaux reçus par chacune des antennes du réseau (voir figure 5.12). Il convient

de préciser que le bruit émis reste le même durant l'acquisition des 16 signaux d'antennes. Les signaux sont enregistrés aux moyens d'un oscilloscope Agilent DSA90404A 20GSa/s (8 bits) à 4 voies avec un temps d'acquisition de 170us. L'ensemble du matériel est piloté via Matlab avec un ordinateur DELL core i7 et 8 GHz de RAM DDR. La figure 5.12 montre le matériel de mesure, les antennes du réseau disposées en forme de T sont connectées à une matrice de commutation.

Dans le cas du CSAIR, une cavité de dimensions $0,8 \times 0,8 \times 1\text{m}^3$ a été utilisée pour adresser simultanément les 16 antennes de sortie vers 2 voies de l'oscilloscope. La cavité utilisée ici est la même que celle utilisée dans le chapitre 3 du manuscrit. La figure 5.13 montre le réseau d'antennes connectées à la face avant de la cavité et les 2 ports de sortie.

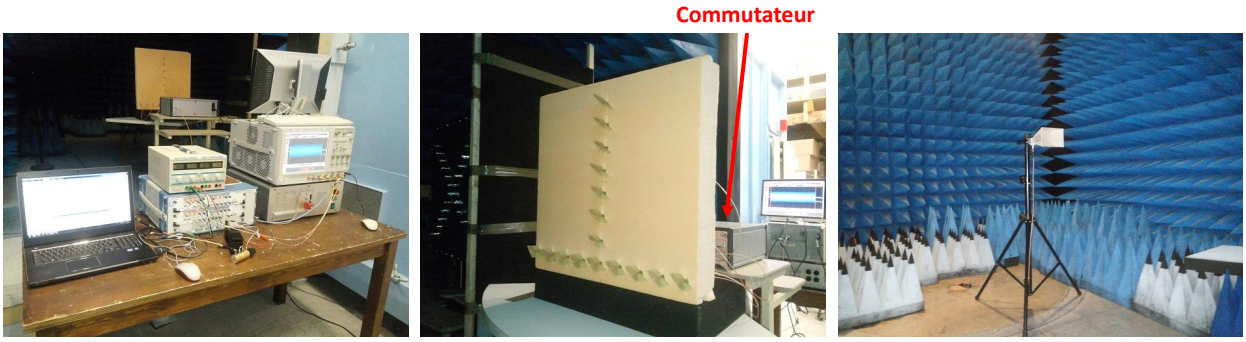


FIGURE 5.12 – Banc de mesure du SAIR conventionnel. (a) Matériel de mesure. (b) Réseau d'antennes disposées en forme de T et connectées au commutateur. (c) Antenne cornet utilisée pour émuler la source de bruit [7].

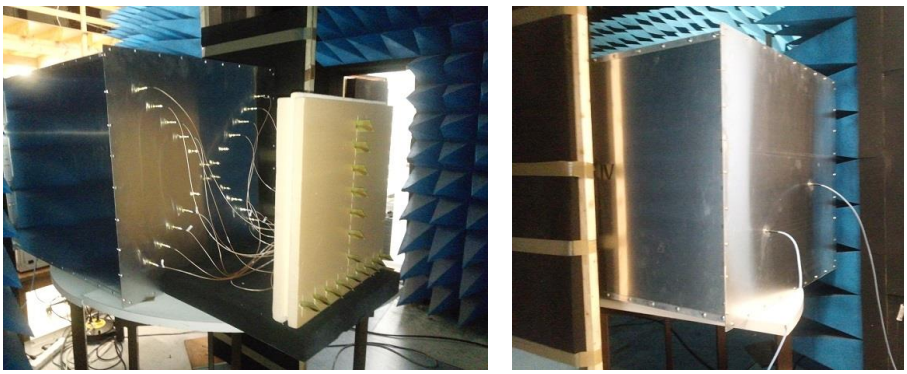


FIGURE 5.13 – Le réseau d'antennes connectées à la face avant de la cavité et les 2 ports de sortie sur la face arrière [6].

Le cornet a été placé à une distance de R= 3 m du réseau d'antennes. Ainsi en considérant les paramètres prédéfinis, les résolutions théoriques à 3 GHz suivant les axes x et y sont respectivement :

$$\delta x = R\lambda/Du = 26\text{cm} \tag{5.20}$$

$$\delta y = R\lambda/Dv = 30,6\text{cm} \tag{5.21}$$

avec Du = 56 cm et Dv = 49 cm, les dimensions suivant u et v de l'ouverture synthétisée. Pour rappel, les antennes sont placées dans le plan (u,O,v) (voir figure 4.5 du chapitre 4). Finalement, les images sont reconstruites avec la méthode de Fourier à phase modifiée (à la fréquence centrale f_0 = 3 GHz). La figure 5.14 montre les images reconstruites dans le cas du SAIR et CSAIR. La résolution est la même pour les deux cas : $26 \times 37\text{cm}^2$, ce qui est relativement proche des valeurs théoriques. En revanche, le calcul du PSNR n'est pas évident puisque cela nécessite une image de référence. Ainsi pour une comparaison quantitative, la dynamique définie par le PHSR (*Peak-to-Higher Sidelobe Ratio*) est utilisée comme métrique. Le PHSR du SAIR est de 12 dB tandis que celui du CSAIR est de 7,58 dB comme le montre les plans de coupes de la figure 5.14. Ces ordres de grandeurs sont retrouvés par simulation. En effet, en considérant les mêmes paramètres en simulation, le PHSR est de 13 dB et de 9 dB respectivement pour le SAIR et le CSAIR. La réduction de la dynamique dans le cas du CSAIR s'explique d'une part par les erreurs d'estimations des fonctions de visibilité et d'autre part, par les pertes du composant (de l'ordre de 18 dB mesurée sur l'une des voies). Néanmoins, l'architecture du SAIR nécessite au total 16 voies RF tandis que celle du CSAIR n'en utilise que 2, permettant ainsi une réduction drastique du nombre de voies RF et donc du coût système.

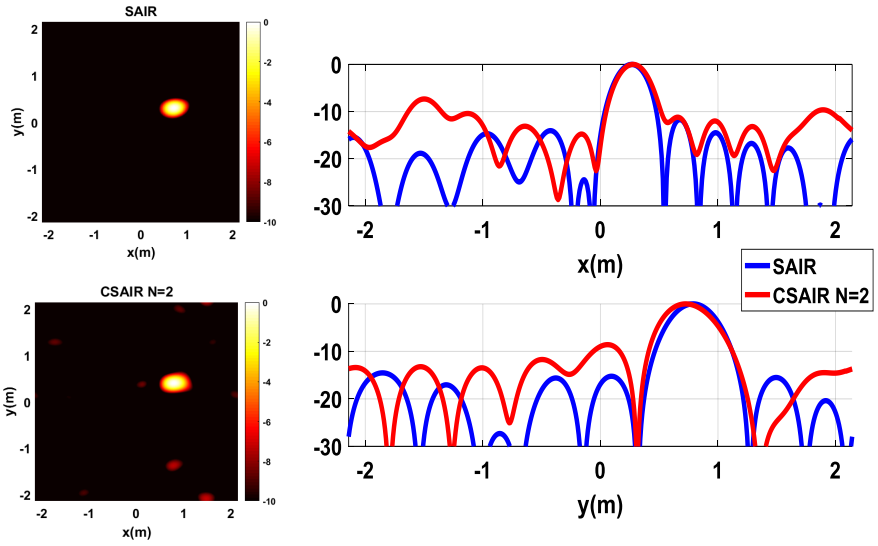


FIGURE 5.14 – Images reconstruites de la source de bruit. Les courbes à droite représentent les plans de coupes suivant les axes x et y (à la distance de focalisation) des images reconstruites du SAIR (en bleu) et CSAIR (en rouge) [7].

Le principe du CSAIR est étendu à la détection de plusieurs sources de bruit. La figure 5.15 montre un exemple d'image reconstruite de 3 antennes cornets placées à environ 2m du réseau interférométrique. La résolution dans ce cas est de $18 \times 28\text{cm}^2$ et l'image reconstruite permet bien de distinguer les trois sources. Une étude avec des sources de différentes intensités est montrée dans l'Annexe C.

Tous ces résultats montrent la faisabilité du principe CSAIR qui se présente comme une alternative très intéressante (du fait de la réduction drastique du nombre de voies RF) pour les

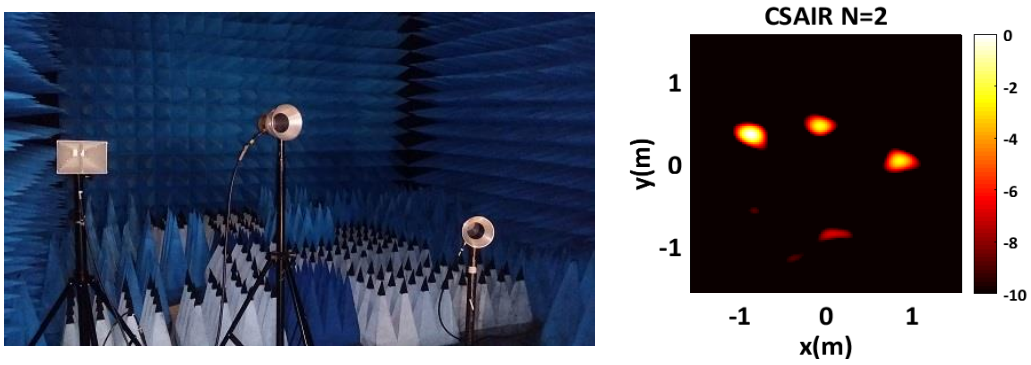


FIGURE 5.15 – Localisation de 3 sources de bruit [5].

systèmes d'imagerie passifs haute résolution et à acquisition simultanée. Toutefois, la preuve de concept du CSAIR est réalisée en supposant que le système est idéal. En pratique, l'architecture globale du système fait intervenir un certain nombre de composants électroniques qui peuvent impacter la mesure de la fonction de visibilité (voir paragraphe 4.6.2 du chapitre 4). Cela dit, le processus de reconstruction d'image doit tenir compte des erreurs introduites par l'ensemble des blocs du système afin de minimiser les distorsions d'images reconstruites. Ces erreurs sont généralement liées aux matériels et aux traitements numériques comme il a été illustré dans le chapitre précédent. Le paragraphe suivant présente celles liées à l'estimation des échantillons de visibilité (pour le cas du CSAIR).

5.3.5 Erreurs liées à l'estimation des échantillons de visibilité

Des erreurs d'estimation des échantillons de visibilité contribueront inévitablement à la dégradation de l'image reconstruite. Ce paragraphe a pour objectif d'évaluer ces erreurs.
Soit à considérer un couple d'antennes (i,j), les signaux mesurés $S_i(r_i,f)$ et $S_j(r_j,f)$ sont donnés par l'équation 5.4. Idéalement, l'échantillon de visibilité associé à ce couple d'antennes est donné par la valeur moyenne de la corrélation entre ces deux signaux tel que $V_{Ideal}(r_i,r_j) =< S_i(r_i,f)S_j^*(r_j,f) >$. Dans le cas du CSAIR, le signal $U_n(f)$ mesuré à la sortie du récepteur $n \in [1,2,\ldots,N]$ est donné par l'équation 5.3. Ainsi, à partir de l'équation 5.8, le signal d'antenne i mesuré à la sortie du récepteur n peut être estimé comme suit (en supposant que $\mathbf{H}_{ni}^{+}(f)\mathbf{H}_{ni}(f) \approx 1$) :

$$\hat{S}_i(r_i,f) = \mathbf{H}_{ni}^{+}(f)U_n(f) = S_i(r_i,f) + b_{ni}(r_i,f) \tag{5.22}$$

Avec $b_{ni}(r_i,f) = \sum_{m\neq i} \mathbf{H}_{ni}^{+}(f)\mathbf{H}_{nm}(f)S_m(r_m,f)$, le bruit dû au produit croisé entre la fonction de transfert $\mathbf{H}_{ni}^{+}(f)$ considérée et les autres canaux du composant $\mathbf{H}_{nm}^{+}(f)(m \neq i)$. Il en est de même pour $\hat{S}_j(r_j,f)$. Finalement l'échantillon de visibilité mesuré pour le couple d'antennes (i,j) est donné par l'équation suivante :

$$\hat{V}(r_i,r_j) =< \hat{S}_i(r_i,f)\hat{S}_j^*(r_j,f) >\approx< S_i(r_i,f)S_j^*(r_j,f) > + < b_{ni}(r_i,f)b_{nj}^*(r_j,f) > \tag{5.23}$$

À partir de l'équation 5.23, il est clair que la matrice de visibilité du CSAIR est perturbée par des erreurs liées aux fonctions de transfert du composant. Ces canaux étant supposés orthogonaux, l'erreur additive $< b_{ni}(r_i, f)b^*_{nj}(r_j, f) >$ doit tendre vers zero. Néanmoins, cette affirmation est valable pour un faible nombre d'antennes. En effet, le niveau d'intercorrélation des fonctions de transfert devient significatif pour un nombre important de ports d'entrée du composant, ce qui contribue à la dégradation du SNR de la fonction de visibilité. Cela est lié au fait que le facteur de qualité diminue et le couplage entre canaux devient de plus en plus important lorsque le nombre d'antennes augmente. Un moyen permettant d'améliorer le rapport signal à bruit est d'exploiter la diversité spatiale en augmentant le nombre de ports de sortie. Cela revient à moyenner les signaux d'antennes estimés sur chacune des voies de sortie, et donc à minimiser le bruit de visibilité. À titre d'exemple, la figure 5.16 montre l'évolution du SNR des échantillons de visibilité calculé à partir de l'équation suivante :

$$SNR = 20\log\left(\frac{\sqrt{\sum_{i,j}|V_{Ideal}(r_i, r_j)|^2}}{\sqrt{\sum_{i,j}|\hat{V}(r_i, r_j) - V_{Ideal}(r_i, r_j)|^2}}\right) \tag{5.24}$$

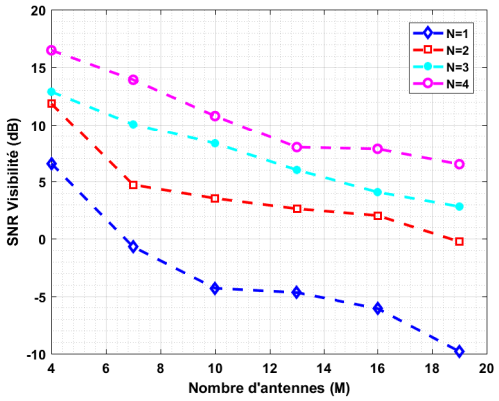


FIGURE 5.16 – Évolution du SNR de visibilité en fonction du nombre M d'antennes et du nombre de sorties N du composant.

Cette simulation est faite sur la bande de 2,5-3,5 GHz en faisant varier le nombre d'antennes M. Le temps d'acquisition est fixé à 50 us avec une moyenne de 10. Les antennes du réseau (en forme de T) sont espacées de $0,7\lambda$ (λ étant la longueur d'onde correspondante à la fréquence centrale $f_0 = 3$ GHz). Le temps de décroissance du canal est fixé à 300 ns et la source considérée est constituée de quatre pixels illuminés (voir figure 5.8). Comme prédit, le SNR diminue lorsque M augmente, et est amélioré lorsque N augmente. Le degré de liberté spatiale du composant peut donc être exploité pour minimiser les erreurs de visibilité du CSAIR. En outre, l'utilisation d'une large bande passante permet également d'améliorer le SNR de visibilité. Toutefois, l'algorithme de Fourier n'étant pas adapté aux systèmes relativement large bande, il convient de modéliser la matrice système et de résoudre le problème inverse pour une meilleure reconstruction d'images. Le paragraphe suivant présente donc une méthode de reconstruction par inversion matricielle.

5.4 Reconstruction par inversion matricielle

Compte tenu des imperfections du système, deux types d'étalonnage sont à mettre en œuvre, le premier étant consacré à la modélisation de la réponse impulsionnelle spatiale du système qui servira de base orthogonale pour la distribution de température de la source. Le second est effectué périodiquement afin de minimiser les fluctuations du gain du système [16]. Par exemple, les interféromètres MIRAS et GeosTAR intègrent ces deux types d'étalonnage [17, 18]. Dans ce paragraphe, seul le premier est pris en compte en raison du banc de mesure qui sera présenté plus tard.

Contrairement à la méthode de Fourier qui fait abstraction des paramètres instrumentaux, celle présentée dans ce paragraphe est basée sur une approche matricielle qui tient compte de tous les éléments intervenant dans la chaîne de réception. Dans ce cas, en considérant la méthode d'estimation de la fonction de visibilité décrite par les équations 5.8 et 5.10, la matrice de visibilité réellement mesurée (pour un système CSAIR) peut s'exprimer de la manière suivante :

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{V}}(r_R, r'_R) &= < \hat{S}(f)\hat{S}(f)^\dagger > \\ &= \lim_{\tau\to\infty} \frac{1}{2\tau} \sum_{\Delta f} \hat{S}(f)\hat{S}^\dagger(f) \\ &\propto \sum_{\Delta f} \sum_{q=1}^{N_p} \mathbf{A}(f)\mathbf{\Psi}_R(r_R, r_q, f)T(r_q)\mathbf{\Psi}_R^\dagger(r_R, r_q, f)\mathbf{A}^\dagger(f)\end{aligned} \tag{5.25}$$

Il convient de rappeler que $\hat{S}(f) = [\hat{S}_1(r_1, f), \hat{S}_2(r_2, f), \ldots, \hat{S}_M(r_M, f)]$ est le vecteur $M \times 1$ des signaux d'antennes pré-estimés, et $r_R = [r_1, r_2, \ldots, r_M]$ est le vecteur des positions d'antennes du réseau interférométrique. $\mathbf{A}(f) = \mathbf{H}^+(f)\mathbf{H}(f)$ représente le produit de la fonction de transfert $\mathbf{H}(f) = \mathbf{H}_c(f) \odot \mathbf{H}_R(f)$ avec son pseudo-inverse, pour rappel $\odot$ est l'opérateur du produit d'Hadammar (produit membre à membre). $\mathbf{H}_c$ et $\mathbf{H}_R$ étant respectivement les fonctions de transferts du composant compressif et des récepteurs. $\mathbf{H}_c$ est généralement déterministe et varie très peu dans le temps, cependant $\mathbf{H}_R$ peut varier légèrement du fait des fluctuations du gain du système, c'est pourquoi l'étalonnage périodique doit être envisagé lors de la mise en œuvre d'un système d'imagerie CSAIR. $\mathbf{\Psi}_R(r_R, r_q, f)$ est la réponse spatiale entre la source et les antennes, ce paramètre prend en compte les fonctions de Green pondérées par le diagramme de rayonnement des antennes.

L'équation 5.25 peut être réorganisée sous forme d'une équation linéaire pour chaque pixel de l'image et chaque échantillon de visibilité de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} \hat{V}_1 \\ \hat{V}_2 \\ \vdots \\ \hat{V}_l \\ \vdots \\ \hat{V}_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G(1,1) & G(1,2) & \dots & G(1,N_p) \\ G(2,1) & G(2,2) & \dots & G(2,N_p) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ G(l,1) & G(l,2) & \dots & G(l,N_p) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ G(L,1) & G(L,2) & \dots & G(L,N_p) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \vdots \\ T_q \\ \vdots \\ T_{N_p} \end{pmatrix} \tag{5.26}$$

Où $\mathbf{G}$ représente la matrice $L \times N_p$ de modélisation du système CSAIR, L étant le nombre d'échantillons de visibilité mesurés. Les colonnes de cette matrice sont calculées de la manière suivante :

$$G_q = \mathbf{vec}(\sum_{\Delta f} \mathbf{A}(f)\mathbf{\Psi}_R(r_R, r_q, f)\mathbf{\Psi}_R^{\dagger}(r_R, r_q, f)\mathbf{A}^{\dagger}(f)) \tag{5.27}$$

avec G_q, la colonne q de la matrice $\mathbf{G}$ et $\mathbf{vec}(.)$, l'opérateur de transformation d'une matrice en un vecteur. Il en résulte une relation linéaire entre l'espace de mesure (des échantillons de visibilité estimés) et celui de l'objet (distribution de température de la source) définie par l'équation suivante :

$$\hat{V} = \mathbf{G}T \tag{5.28}$$

De plus, la méthode du "background concellation" peut également être appliquée pour minimiser le bruit de visibilité. La fonction de visibilité doit être pré-traitée avant la reconstruction de l'image [19] :

$$\hat{V}' = \mathbf{G}[T_t - T_b] = \mathbf{G}T' \tag{5.29}$$

T' désigne la distribution de température différentielle entre celle de la cible (T_t) et celle du fond T_b (mesurée en l'absence de la source). Cette relation linéaire ainsi établie, la distribution de température peut être reconstruite par la méthode de régularisation de Tikhonov telle présentée dans le paragraphe 4.7.3 du chapitre précédent. La section suivante présente des exemples de reconstruction d'images basés sur cette approche.

5.5 Validation par simulation

L'objectif de ce paragraphe est de mener une étude comparative entre l'algorithme de Fourier à phase modifiée (utilisé précédemment) et la méthode de reconstruction par inversion matricielle. Pour ce faire, le scénario de simulation est constitué d'un réseau d'antennes en forme de Y comme le montre la figure 5.17. Chaque bras du réseau est constitué de $M_a = 5$ antennes ce qui fait un total $M = 3M_a + 1 = 16$ éléments (en tenant compte de l'élément central). Les antennes sont espacées de $0,86\lambda$, où λ est la longueur d'onde à f_0= 3 GHz.

Selon les caractéristiques du réseau d'antennes, le champ de vision est de $\pm 35,5^o$ et la résolution angulaire de $3,85^o$. Cela dit, à une distance de R=2m, l'image peut être reconstruite sur

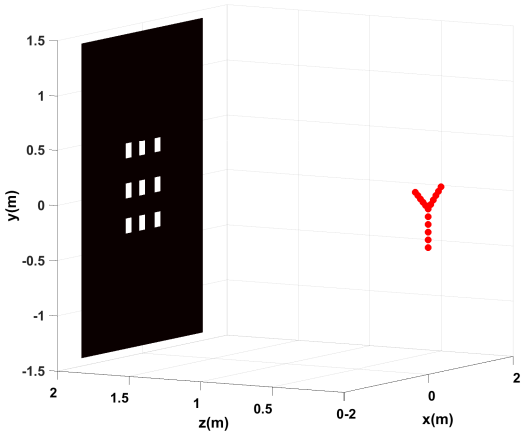


FIGURE 5.17 – Scénario d'imagerie CSAIR avec un réseau d'antennes disposées en forme de Y.

une zone de visibilité de $\Omega_{FOV} = \pm 1{,}16$ m, la résolution correspondante est de $\delta x = \delta y = 13{,}45$ cm.

Il faut noter que le réseau en forme de Y a été choisi en raison de la large couverture de la zone de visibilité qu'il offre, comparé à un réseau en T constitué du même nombre d'antennes. De plus la résolution est quasi-identique dans les deux plans de l'image.

Les antennes sont connectées à une cavité surdimensionnée (16 entrées et 4 sorties) dont le temps de décroissance τ_{rc} est fixé à 300 ns. Les voies de sortie du composant sont connectées à N=4 chaînes de réception. Pour ce scénario, la fonction de transfert $\mathbf{H}_R$ des récepteurs se résume à un simple filtre de Hanning de 2 GHz de bande autour de la fréquence f_0.

La source est constituée de 64×64 pixels. Chaque pixel est supposé rayonner un bruit gaussien de densité spectrale de puissance respectant la loi de Rayleigh-Jeans. Les signaux reçus par les 16 antennes sont codés, sommés de manière entièrement passive par le composant et mesurés sur les 4 voies de sortie de la chaîne de réception, avec un temps d'intégration de τ= 50 us, l'acquisition est faite avec une moyenne de 10. Il est important de préciser que contrairement à un radiomètre conventionnel qui nécessiterait 16 chaînes de réception, l'architecture proposée ici n'a que 4 voies de sortie. La matrice $\mathbf{G}$ est calculée en balayant toutes les grilles d'échantillonnage de l'image et la courbe de Picard est donnée par la figure 5.18. Cette courbe a été tracée en considérant une image source constituée de 9 pixels illuminés (voir figure 5.17). Pour rappel, en écrivant $\mathbf{G}^+$ à l'aide des vecteurs singuliers $\mathbf{u}_i$, $\mathbf{v}_i$ et valeurs singulières σ_i de la matrice $\mathbf{G}$, la solution de l'équation 5.29 peut s'écrire sous la forme (voir paragraphe 4.7 du chapitre précédent) [11, 20] :

$$\hat{T} = \sum_{i \geq 1} \frac{\mathbf{u}_i^T \hat{V}}{\sigma_i} \mathbf{v}_i \tag{5.30}$$

Les valeurs singulières σ_i diminuent plus rapidement que les coefficients de Fourier $\mathbf{u}_i^T V$ ce qui justifie le problème mal posé de l'équation 5.29 [21]. Par conséquent, la solution $\hat{T}$ au problème inverse n'est pas stable [22], une régularisation est donc nécessaire. En outre, le conditionnement $\kappa(\mathbf{G}) = 14591$ représente un facteur d'amplification de bruit trop important dans l'image reconstruite. Pour minimiser ce facteur, un paramètre de régularisation doit également

être défini.

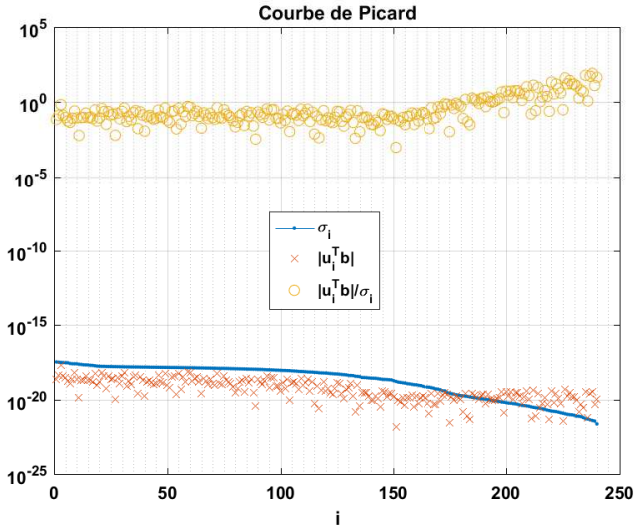


FIGURE 5.18 – Courbe de Picard tracée pour 9 sources ponctuelles. i indique l'indice des vecteurs $\mathbf{u}_i$, $\mathbf{v}_i$ et valeurs singulières σ_i.

Le paramètre de régularisation optimal μ est obtenu en traçant la norme résiduelle $||\hat{V}' - \mathbf{G}T'||$ en fonction de la norme de la solution $||\hat{T}'||$ pour différentes valeurs de μ comme le montre la figure 5.19. Le paramètre μ optimal est donné par le point de courbure maximale de la courbe en forme de L. Ce point représente le meilleur compromis entre l'erreur d'approximation et la propagation du bruit [22]. Ce point varie en fonction de la visibilité mesurée, ainsi il ne sera pas le même d'une image à une autre et doit être réglable dynamiquement.

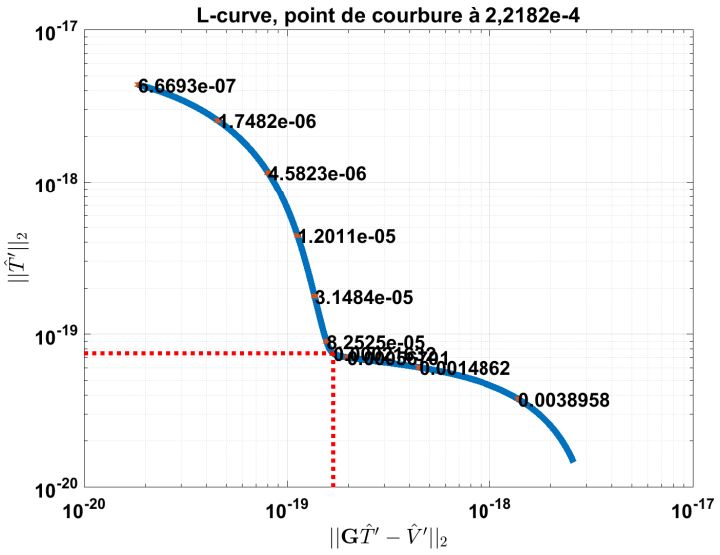


FIGURE 5.19 – Courbe d'estimation du paramètre de régularisation μ.

Les spectres des valeurs propres des matrices carrées $(\mathbf{G}^\dagger\mathbf{G})$ et $(\mathbf{G}^\dagger\mathbf{G} + \mu I)$, avec $\mu = 2,21 \times 10^{-4}$ sont présentés sur la figure 5.20. Les valeurs propres inférieures au paramètre de régularisation (du côté gauche du spectre) sont supprimées du spectre. Ainsi la plus petite valeur propre est μ ce qui garantit une réduction du facteur d'amplification du bruit dans l'image

reconstruite à partir des équations suivantes :

$$\hat{T} = \mathbf{G}_{\mu}^{+}\hat{V}' \tag{5.31}$$

$$\mathbf{G}_{\mu}^{+} = (\mathbf{G}^{\dagger}\mathbf{G} + \mu\mathbf{I})^{-1}\mathbf{G}^{\dagger} \tag{5.32}$$

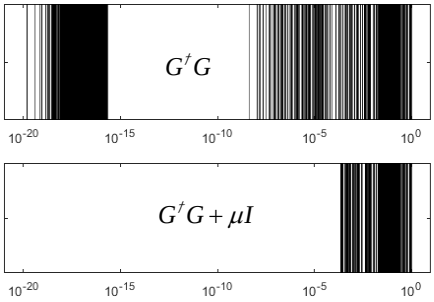


FIGURE 5.20 – Spectres des 4096 valeurs propres des matrices carrées $\mathbf{G}^{\dagger}\mathbf{G}$ et $(\mathbf{G}^{\dagger}\mathbf{G} + \mu I)$, avec $\mu = 2,21 \times 10^{-4}$.

Pour mener une comparaison des méthodes de reconstruction, le même scénario de la figure 5.17 est appliqué à un cas SAIR conventionnel dans lequel les antennes sont connectées à 16 voies RF indépendantes. Dans ce cas, le paramètre de régularisation est de $\mu = 0,4316$. Les images reconstruites sont présentées sur la figure 5.21. Comme prédit, l'algorithme de Tikhonov fournit un meilleur rendu d'images dans les deux cas (SAIR et CSAIR) et les RMSE valent respectivement $6,4 \times 10^{-3}$ et $5,9 \times 10^{-3}$ pour le CSAIR et le SAIR. L'intérêt d'un tel algorithme est qu'il ajuste le paramètre de régularisation en fonction du niveau du bruit de visibilité, ce qui contribue à l'amélioration de l'image reconstruite.

Afin d'évaluer de manière les performances radiométriques du CSAIR associé à l'algorithme de Tikhonov, une source continue constituée de deux carrés de température différentes est placée en face du réseau. Dans un premier temps, le contraste entre les deux carrés est fixé à $\Delta T = 10$ K. L'image est reconstruite en considérant un temps d'intégration du bruit de 50us avec une moyenne de 100 acquisitions et un temps de décroissance du canal de 400 ns. La figure 5.22 présente les images reconstruites. A priori, le contraste est difficilement remarquable dans le cas de l'algorithme de Fourier puisque la résolution est dégradée et ce, quel que soit le système (SAIR ou CSAIR). Tandis qu'avec l'algorithme de Tikhonov, une différence de température est devinée même si elle ne correspond pas à 10 K. La figure 5.23 montre les plans de coupe pour $y = 0$. Cette différence de contraste peut se justifier par le temps d'intégration choisi trop court dans le but de réduire le temps de calcul, mais également par l'algorithme de reconstruction.

La qualité de reconstruction d'image peut être évaluée par le facteur de similarité structurelle ou *Structural Similarity* (SSIM) définie comme suit [23] :

$$SSIM(\hat{T}, T_0) = \frac{(2\mu_{\hat{T}}\mu_{T_0} + C_1)(\sigma_{\hat{T}T_0} + C_2)}{(\mu_{\hat{T}}^2 + \mu_{T_0}^2 + C_1)(\sigma_{\hat{T}}^2 + \sigma_{T_0}^2 + C_2)} \tag{5.33}$$

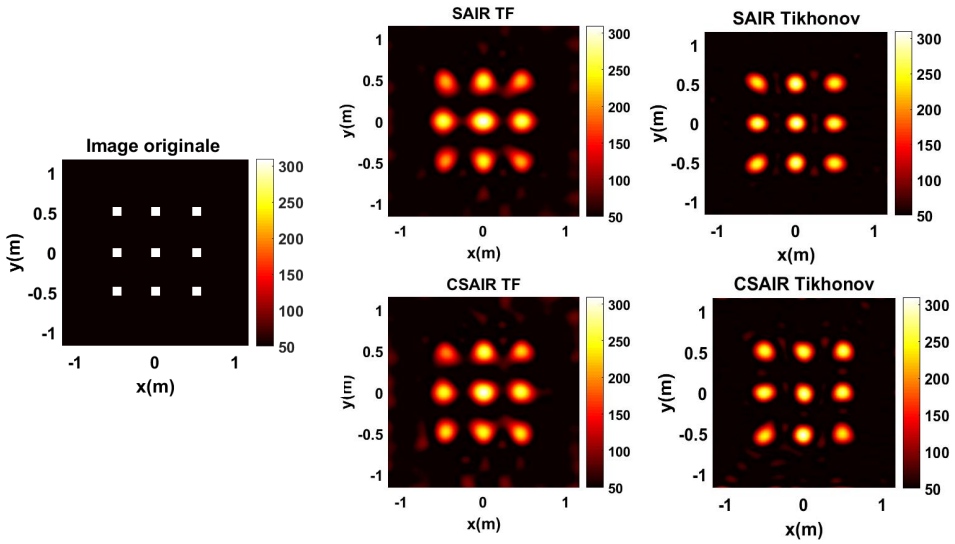


FIGURE 5.21 – Images reconstruites de 9 sources ponctuelles pour un système SAIR et CSAIR. Les algorithmes de Fourier et de Tikhonov sont utilisés pour la reconstruction des images.

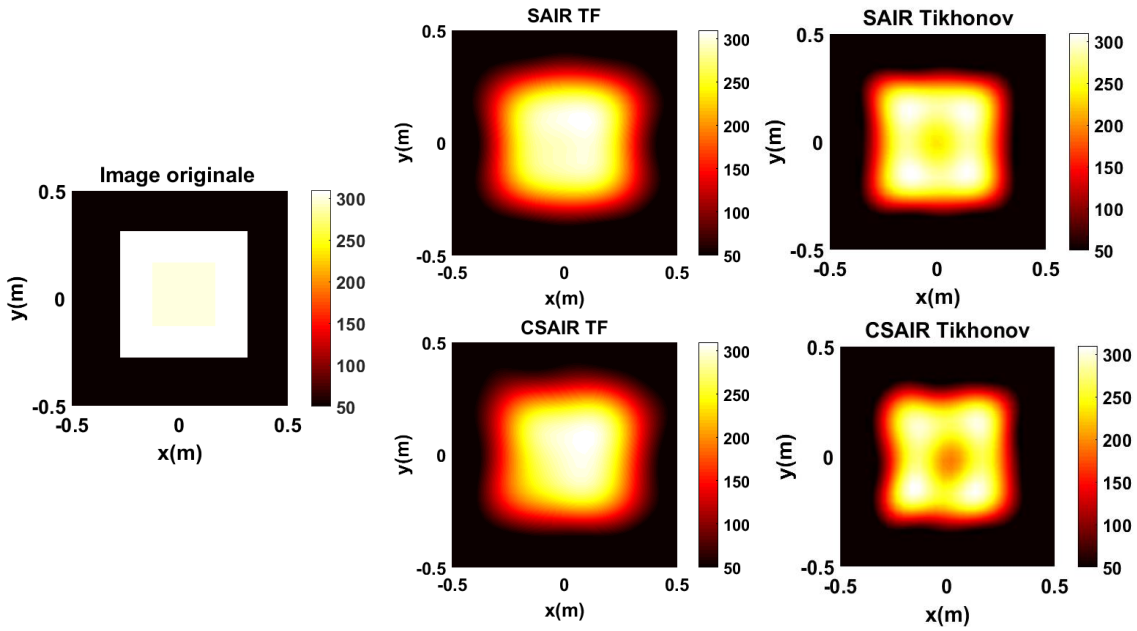


FIGURE 5.22 – Reconstruction d'image avec un contraste de 10 K.

Où $\mu_{\hat{T}}$, μ_{T_0}, $\sigma_{\hat{T}}$, σ_{T_0} et $\sigma_{\hat{T}T_0}$ représentent la moyenne locale, l'écart type, et la covariance de l'image reconstruite $\hat{T}$ et celle de l'image originale T_0. C_1 et C_2 sont des constantes de régularisation réelles non-négatives liées au caractère visuel de l'image (la luminance, le contraste et la structure). Ces paramètres sont utilisés afin d'éviter les régions d'images où la moyenne locale ou l'écart type est proche de zéro [23]. La figure 5.24 montre l'évolution de cette métrique par rapport au contraste sur l'image et au rapport signal à bruit. De toute évidence, l'algorithme de Tikhonov présente de meilleurs résultats par rapport à celui de Fourier. Il convient de noter que les fluctuations des courbes s'expliquent par le temps d'intégration et le nombre d'acquisitions

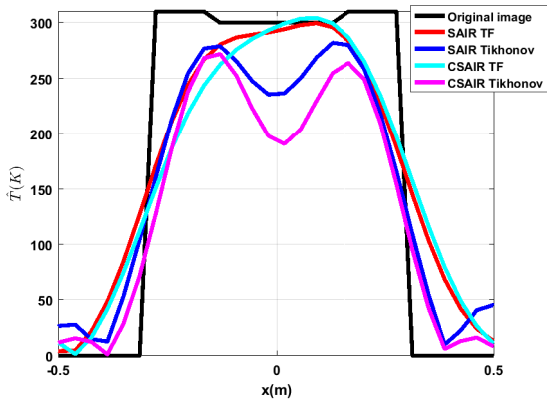


FIGURE 5.23 – Plans de coupe de l'image pour $y = 0$.

choisi (pour minimiser le temps de calcul). Dans ce cas en particulier, le CSAIR requiert 5 dB minimum de SNR pour atteindre un SSIM optimal (pour l'algorithme de Tikhonov) tandis que la courbe du SAIR reste quasi-constante pour les valeurs de SNR choisies. Néanmoins, les résultats du CSAIR sont comparables à ceux du SAIR, ce qui garantit la qualité visuelle de l'image reconstruite.

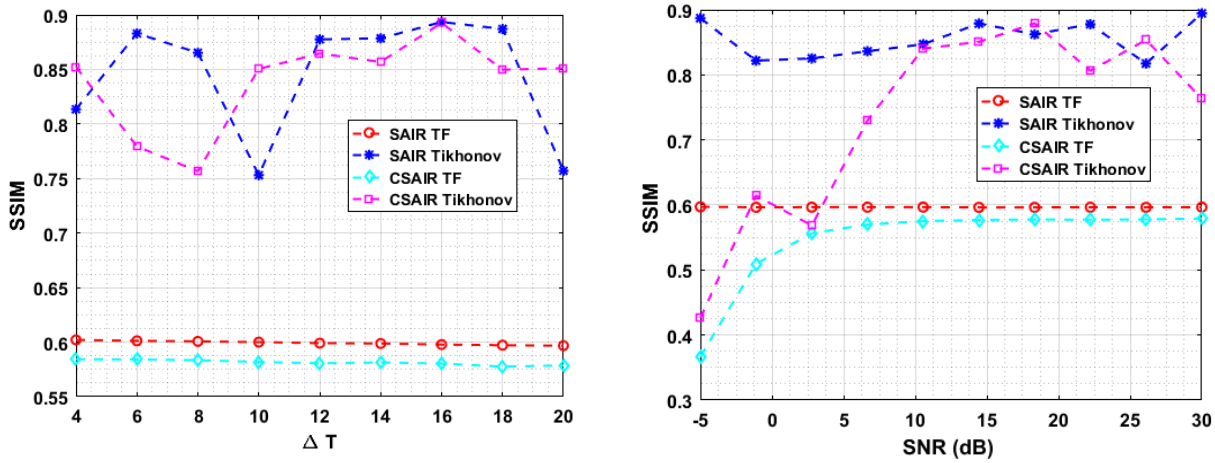


FIGURE 5.24 – Courbe de similarité structurelle en fonction du contraste de température (à gauche) et du rapport signal à bruit (à droite).

Pour terminer, l'algorithme de Tikhonov a été appliqué à la reconstruction d'image d'un corps humain comme le montre la figure 5.25. Les images sont reconstruites avec un temps d'intégration de 50 us et une moyenne de 10 acquisitions. Le temps de décroissance des canaux du composant est fixé à 400 ns. Il faut noter que la résolution de l'image reconstruite est limitée par la taille de l'ouverture synthétisée à partir des 16 antennes du réseau.

Ces résultats montrent qu'avec un algorithme de reconstruction d'images approprié, le système CSAIR permet de réduire considérablement le nombre de voies RF sans affecter la qualité de l'image. Le paragraphe suivant montre un banc de mesure permettant de valider le concept sur des sources continues.

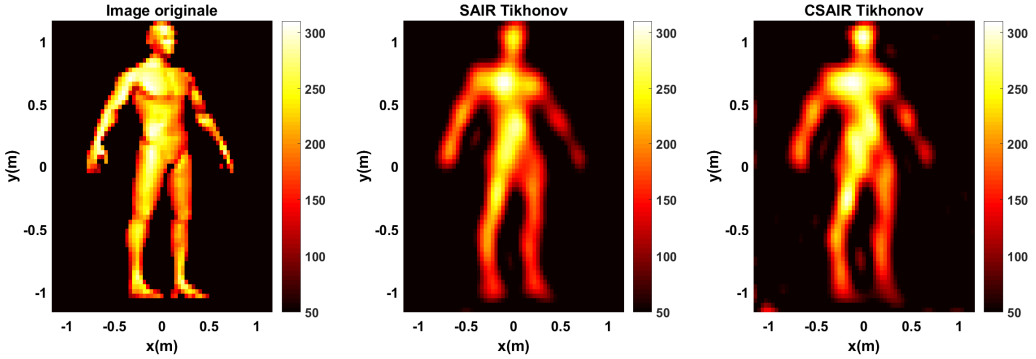


FIGURE 5.25 – Images reconstruites d'un corps humain dans le cas d'un système SAIR (16 antennes 16 voies RF) et CSAIR (16 antennes 4 voies RF).

5.6 Validation expérimentale par la méthode de reconstruction matricielle

Ce paragraphe a pour objectif de prouver expérimentalement le principe théorique du CSAIR présenté dans ce chapitre. Pour cela, un banc de mesure a été mis en place avec un réseau en forme de Y constitué de 16 antennes Vivaldi. Le pas du réseau est de $0,86\lambda$ où λ est la longueur d'onde centrale dans la bande de 2-4 GHz. La résolution théorique est de $13 \times 15\text{cm}^2$ et la zone maximale d'observation est de 2,32 m. Une cavité métallique multimodale (à forte diversité fréquentielle) de 1m^3 de volume a été utilisée comme composant compressif. La figure 5.26 présente une photographie de la cavité avec $M = 16$ ports d'entrée et $N = 4$ ports de sortie. Pour minimiser le nombre de modes dégénérés, une demi-sphère de diamètre de 30 cm a été placée à l'intérieur de la cavité (voir figure 5.26.c).

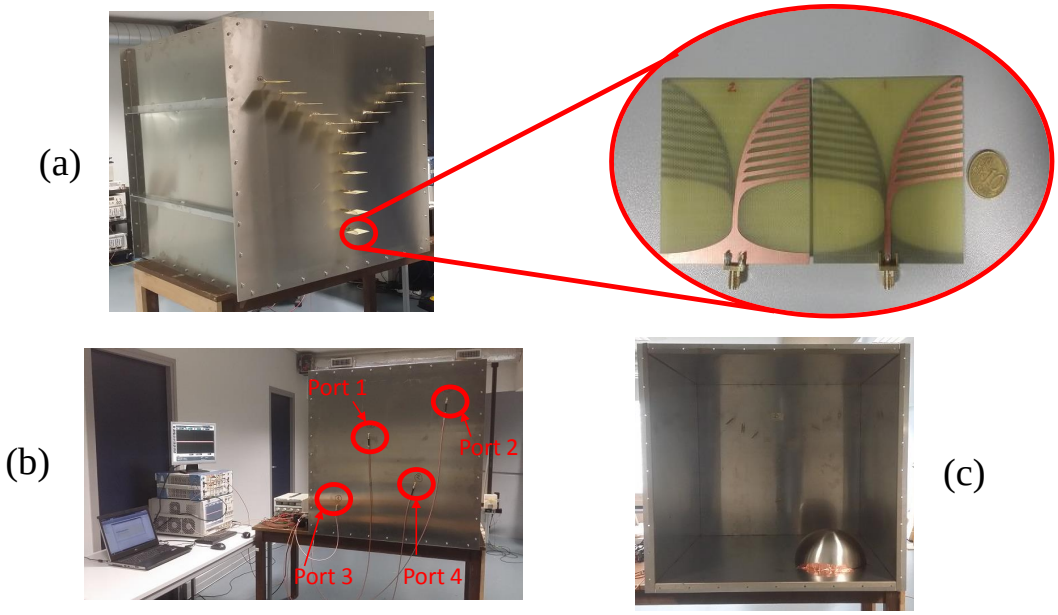


FIGURE 5.26 – Banc de mesure CSAIR : (a) 16 antennes connectées à la face avant de la cavité surdimensionnée, (b) 4 voies de sortie sur la face arrière, (c) demi-sphère placée à l'intérieur de la cavité.

Pour évaluer les performances de la cavité, les fonctions de transfert sont mesurées dans un premier temps par le biais d'un ARV Rohde & Schwarz ZVL (9 KHz-13,6 GHz) dans la bande de 2-4 Ghz avec 4001 échantillons fréquentiels. La figure 5.27 montre les fonctions de transfert obtenues entre les 16 entrées et la sortie 1 avec un niveau moyen de l'ordre de -23 dB. La matrice de corrélation pour chacune des voies de sortie montre que les fonctions de transfert présentent de bonnes propriétés d'orthogonalité avec des énergies d'autocorrélation équivalentes.

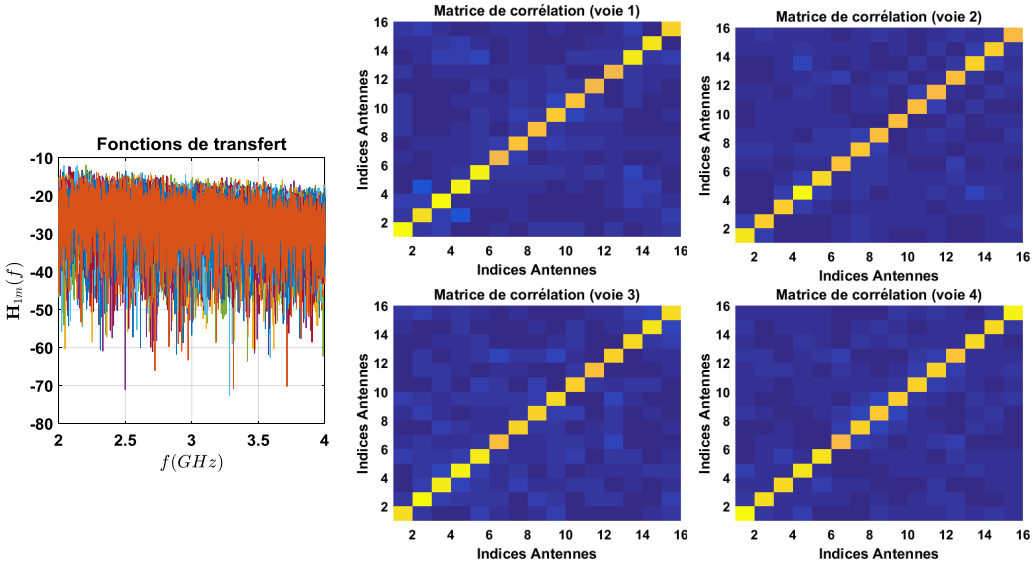


FIGURE 5.27 – Fonctions de transfert $\mathbf{H}_{1m}$ ($m \in [1, 2, \ldots, M]$) et les matrices de corrélation pour chacune des voies de sortie.

Un exemple de réponse impulsionnelle $h_{nm}(t)$ obtenue à partir de la transformée inverse de Fourier de $\mathbf{H}_{nm}(f)$ est présentée sur la figure 5.28. Le temps de décroissance du canal se calcule à partir de l'énergie cumulée $W(t)$ donnée par l'équation suivante :

$$W(t) = \int_0^t h_{11}^2(t)dt = W_0(1 - e^{-t/\tau_{rc}}) \tag{5.34}$$

L'énergie normalisée $W_N(t)$ s'écrit donc :

$$W_N(t) = W(t)/W_0 = 1 - e^{-t/\tau_{rc}} \tag{5.35}$$

Pour le cas particulier $t = \tau_{rc}$, $W_N(t) = 1 - 1/e = 0,632$. À partir de la courbe de l'énergie normalisée tracée sur la figure 5.28, le temps de décroissance τ_{rc} est de 400 ns, ce qui correspond à un facteur de qualité à vide d'environ 7500 à 3 GHz.

La cavité est connectée à sa face arrière à 4 amplificateurs de 30 dB de gain en bande S. Les voies de sortie de ces amplificateurs sont directement reliées à un oscilloscope numérique Agilent 4 voies DSA90404A 20Gsa/s (intégrant un CAN 8 bits). Une source active constituée d'un générateur de signaux arbitraires (Agilent M8190A 12 Gs/s) connecté à une antenne Vivaldi est placée à une distance R=2m du système. L'antenne de la source est montée sur un rail de

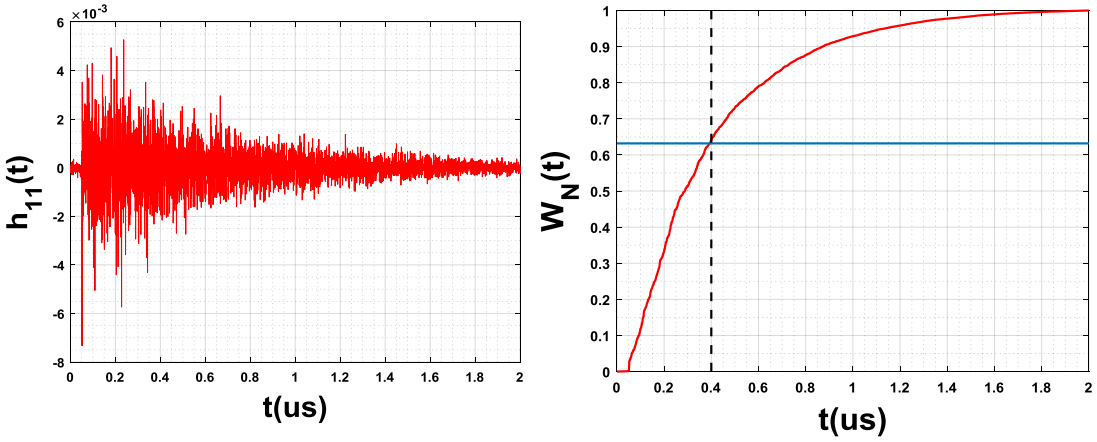


FIGURE 5.28 – Exemple de réponse impulsionnelle et l'énergie cumulée correspondante.

déplacement 2D (suivant les axes x et y) comme indiquée sur la figure 5.29.

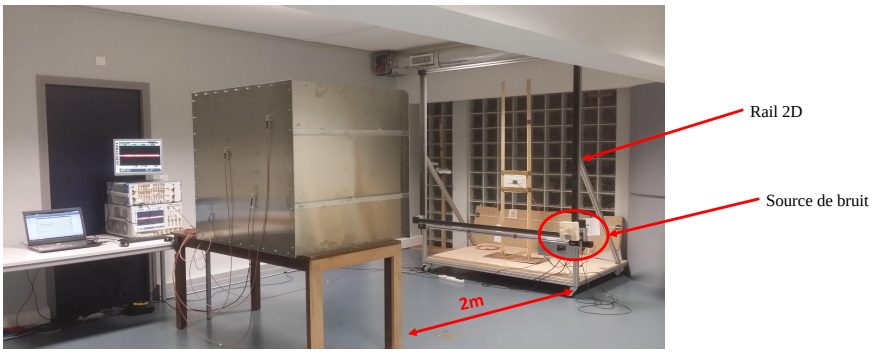


FIGURE 5.29 – Antenne Vivaldi montée sur un rail à déplacement 2D (suivant les axes x et y).

Cette source est d'abord utilisée pour caractériser la matrice $\mathbf{G}$ du système. Pour cela, l'antenne est déplacée séquentiellement sur une zone de $1,5 \times 1,5\text{m}^2$ discrétisée sur $N_p = 64 \times 64$ pixels avec un pas de 2,4 cm. La matrice $\mathbf{G}$ du système est calculée en évaluant la contribution de chaque pixel de l'image dans la matrice de visibilité mesurée. Il est important de préciser que $\mathbf{G}$ est une matrice 213×4096 lorsque les échantillons de visibilité correspondants aux fréquences spatiales nulles sont ignorés, et les éléments redondants sont moyennés. Par conséquent, un codage sur 16 octets conduit à une occupation de mémoire de 14Mo. De plus, le conditionnement de la matrice $\mathbf{G}$ est de $\kappa(\mathbf{G}) = 274$. La régularisation de Tikhonov est appliquée pour garantir une reconstruction d'images stables.

Pour évaluer la résolution du système, la source de bruit est placée au centre de la scène. Les signaux sont mesurés et traités sous Matlab au moyen d'un ordinateur DELL core i7, 8Go de DDR Ram. Le paramètre de régularisation optimal pour cet exemple est de $\mu = 7,33$. La figure 5.30 montre les images de la source reconstruites à partir de la méthode de Fourier et celle de Tikhonov. La résolution pour la première est de $18 \times 19\text{cm}^2$ tandis que la celle de la seconde est de $15 \times 16\text{cm}^2$, ce qui est relativement plus proche de la résolution théorique de $13 \times 15\text{cm}^2$. Le PHSL (*Peak-to-Higher Sidelobe*) est de 13 dB et de 15 dB respectivement sur l'image de Fourier

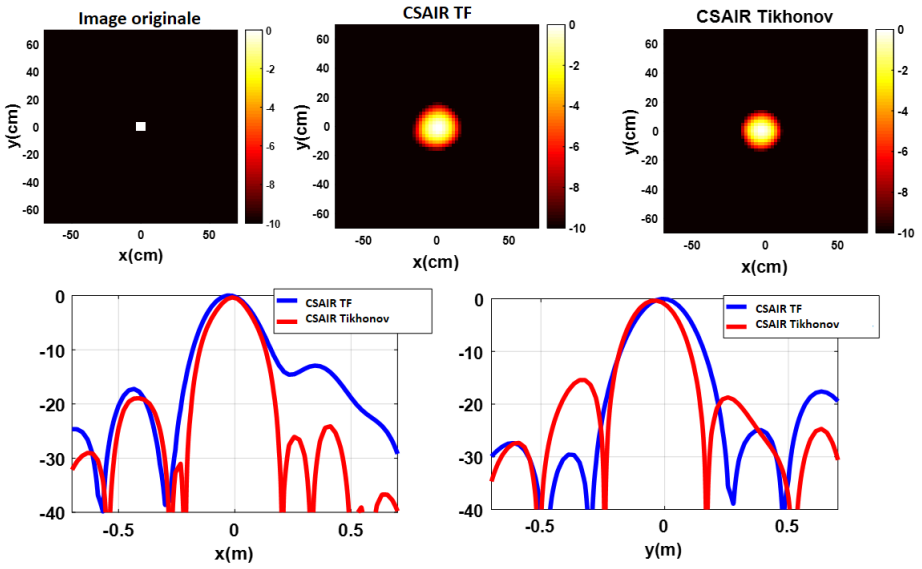


FIGURE 5.30 – Image d'une source ponctuelle placée au centre du repère de la zone à imager. Les plans de coupes sont tracés pour $y = 0$ (à gauche) et $x = 0$ (à droite).

et celle de Tikhonov. La perte de résolution et le niveau de lobes secondaires plus important dans le cas de Fourier s'expliquent par les approximations faites en ignorant l'impact des instruments. De plus, l'image est reconstruite à la seule fréquence f_0 tandis que celle de Tikhonov est calculée par le biais de la matrice de modélisation du système sur toute la bande considérée. Les temps de calculs sont comparables, 228 ms pour la méthode de Fourier et 288 ms pour l'inversion matricielle, ce qui garantit la rapidité de l'algorithme. Pour finir, le système est utilisé pour imager des sources continues. Pour ce faire, l'antenne (émulant la source de bruit) est déplacée de manière séquentielle suivant les axes x et y. Les signaux sont enregistrés pour chacune des positions de la source, puis le principe de superposition est appliqué (sommation des signaux acquis pour chaque position). Seuls $N = 4$ signaux sont mesurés à la sortie des amplificateurs. Ces signaux sont ensuite décodés afin de calculer les fonctions de visibilité et reconstruire l'image. La figure 5.31 montre des exemples d'images reconstruites avec un temps d'intégration du bruit de 50us. Ces images sont comparées à celles reconstruites avec l'algorithme de Fourier. Comme prédit, l'approche de Tikhonov offre de meilleurs résultats. Ces images ont été reconstruites sans tenir compte du contraste de température, néanmoins l'annexe C mène une étude sur le contraste d'intensité et la sensibilité du système CSAIR.

5.7 Conclusion

Ce chapitre a permis de décrire d'une manière générale un système d'imagerie CSAIR. Il a été démontré dans un premier temps qu'il était possible de réduire le nombre de voies RF nécessaire à l'adressage des antennes d'un réseau SAIR conventionnel. Cela est rendu possible grâce à l'utilisation d'un codeur analogique entièrement passif dont les fonctions de transfert sont orthogonales. En effet, les signaux d'antennes sont codés, sommés et transmis via un nombre de voies RF réduit. Différentes méthodes d'estimation des échantillons de visibilité nécessaires à la

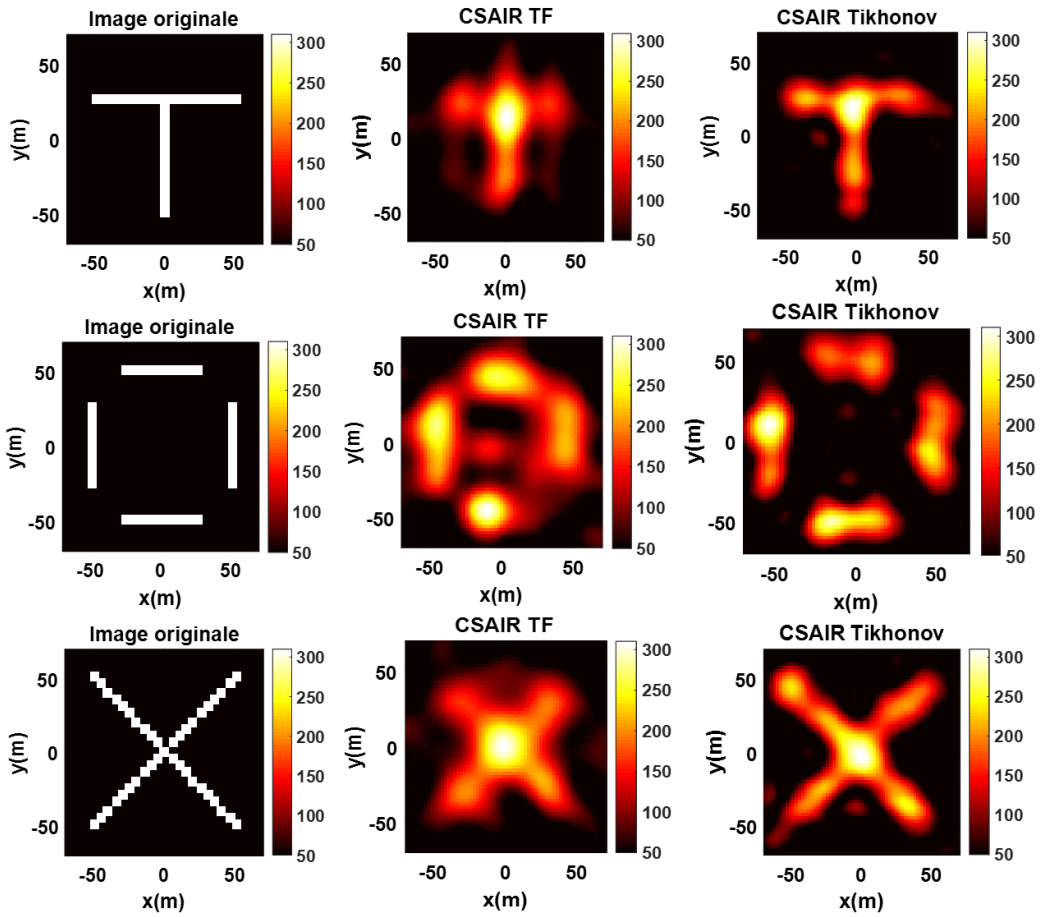


FIGURE 5.31 – Exemples d'images reconstruites de différentes sources continues.

reconstruction d'image ont été présentées. La première se fait en deux étapes : l'estimation des signaux d'antennes puis le calcul des fonctions de visibilité. La seconde est effectuée à partir de la mesure de visibilité compressée, cependant le temps de calcul et l'occupation mémoire deviennent très rapidement contraignants. La méthode d'estimation des signaux a donc été retenue et a permis de mettre en place un premier banc de mesure comparatif en utilisant l'algorithme de Fourier à phase modifiée. Les résultats ont permis d'effectuer une première conclusion sur les performances du CSAIR comparé au SAIR. En effet, le concept proposé permet d'atteindre des performances d'imagerie comparables à celles d'une architecture SAIR conventionnelle, tout en autorisant une réduction drastique du nombre de voies RF.

Par la suite, les limites de l'approche de Fourier (en termes de bande passante relative et d'imperfection des éléments de la chaîne de réception) ont été mises en évidence. Cela a conduit à une méthode de modélisation de la réponse impulsionnelle du système en tenant compte de tous les éléments de la chaîne de réception. Une relation linéaire entre la fonction de visibilité estimée et la distribution de température de brillance a été établie. Ainsi, l'image a été reconstruite par l'algorithme de Tikhonov. Finalement, un autre banc de mesure a été mis en place afin de valider le concept sur des sources de bruit actives et continues (simulées par déplacement d'un rail 2D). Ces analyses ont été réalisées en bande S et les résultats obtenus ont prouvé la faisabilité du concept.

5.8 Conclusion générale et perspectives sur l'imagerie Microonde passive

L'objectif de cette partie du manuscrit était de proposer des solutions d'imagerie passive à haute résolution avec une architecture originale. Pour cela, le radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique (SAIR) a été choisi comme brique de base puisqu'elle permet de réduire considérablement le nombre d'antennes nécessaire dans un système radiométrique à ouverture réelle. Malgré les avantages qu'elle présente, l'architecture du SAIR nécessite autant de voies RF que d'antennes du réseau pour une acquisition simultanée, ce qui complexifie le système pour un nombre important d'éléments du réseau interférométrique. Pour simplifier le système tout en assurant l'acquisition simultanée des signaux, le concept du '*Compressive Synthetic Aperture Interferometric Radiometer*' (CSAIR) a été proposé. Ce nouveau concept offre l'avantage de minimiser le nombre de chaînes RF sans affecter les performances du SAIR. En effet, grâce à l'utilisation d'un composant compressif (cavité surdimensionnée) dont les fonctions de transfert sont orthogonales, les signaux d'antennes sont codés, sommés d'une manière entièrement passive, et transmis via un nombre de voies RF réduit. Un processus de décodage des signaux d'antennes est donc nécessaire pour estimer les échantillons de visibilité nécessaires à la reconstruction d'images. La faisabilité du concept a été prouvée par des simulations et des mesures en bande S (2-4 GHz). Bien évidemment, l'approche proposée est destinée à fonctionner en bande millimétrique pour des applications répondant aux besoins de sécurité. L'avantage de cette bande est qu'elle permet une amélioration de la résolution avec une faible ouverture rayonnante, et favorise la réduction de la taille des composants et en particulier celle de la cavité surdimensionnée. De plus, le taux d'émissivité du corps humain (de la peau) est plus élevé à ces fréquences, ce qui facilite la détection des objets portés par la personne.

Tous les travaux présentés dans cette partie du manuscrit ont été menés dans le cadre du projet ANR-PIXEL qui est un consortium entre le laboratoire XLIM de Limoges, le CEA de Gramat et la société MC2-Technologies de Lille. L'objectif de ce projet est de développer une caméra radiométrique millimétrique très haute résolution et temps réel. Dès lors, les premières perspectives seront de valider le concept à des fréquences plus élevées avec une source de bruit passive. Les premières analyses ont fait l'objet d'une demande de brevet en cours d'instruction et les résultats préliminaires se basent sur le cahier des charges suivant :

- Fréquence centrale : $f_0 = 95$ GHz.
- Bande passante : 5 GHz.
- Zone d'observation : $3 \times 3\text{m}^2$.
- Résolution spatiale : < 10 cm à une distance de 3 m à 5 m

Ces spécifications conduisent à une architecture de réseau présentée sur la figure 5.32. Il faut noter que la forme du réseau en Y a été choisie pour les premières études, elle peut donc évoluer pour la réalisation du produit fini.

Pour cette étude préliminaire, le design du composant compressif est basé sur une architecture modulaire afin de minimiser les contraintes de prototypage. Par exemple, le prototype présenté sur la figure 5.33 est subdivisé en 9 cavités chaotiques dont chacune dispose de 7 voies d'entrée

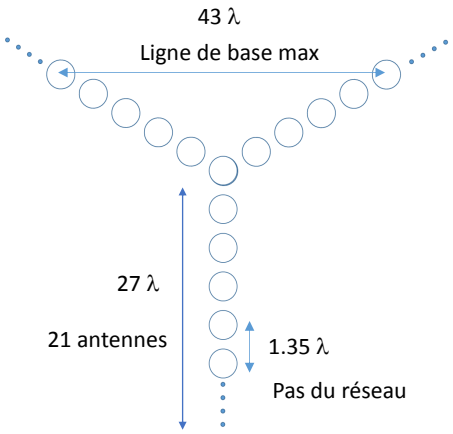


FIGURE 5.32 – Géométrie du réseau interférométrique à 95 GHz en forme de Y [24].

et 1 voie de sortie. Finalement, le dispositif de codage comprend 63 entrées et 9 sorties avec un volume total de $180 \times 100 \times 135\text{mm}^3$. Chacune des cavités est designée sous CST Microwave Studio avec les dimensions $30 \times 96 \times 43\text{mm}^3$.

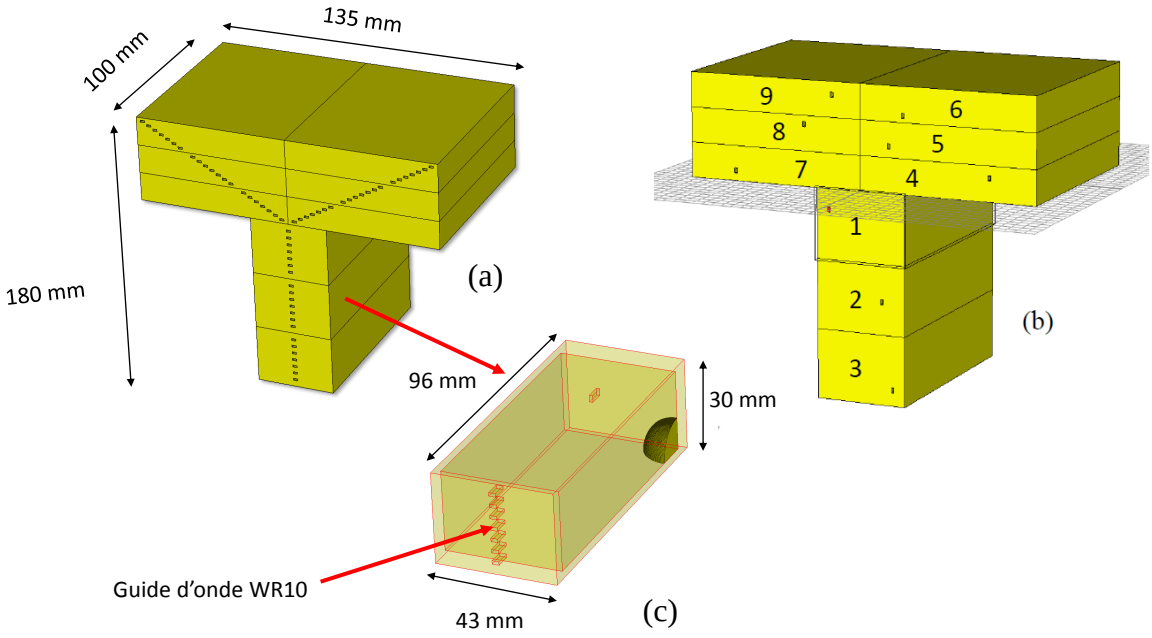


FIGURE 5.33 – Prototype de codeur analogique millimétrique. (a) Face avant du composant avec les 63 ports d'entrée disposés en forme de Y, (b) face arrière du composant avec les 9 ports de sortie, (c) cavité chaotique élémentaire avec 7 accès en guide d'onde WR10 [24].

Les fonctions de transfert des 9 cavités sont données sur la figure 5.34 avec une valeur moyenne des pertes d'insertion de l'ordre de -16 dB. La figure 5.34.b donne un exemple de réponse impulsionnelle obtenue, le temps de décroissance du canal est estimé à τ_{rc}=45 ns ce qui correspond à un facteur de qualité de 27000 à 95 GHz. Ces fonctions de transfert sont utilisées pour effectuer des simulations sous Matlab.

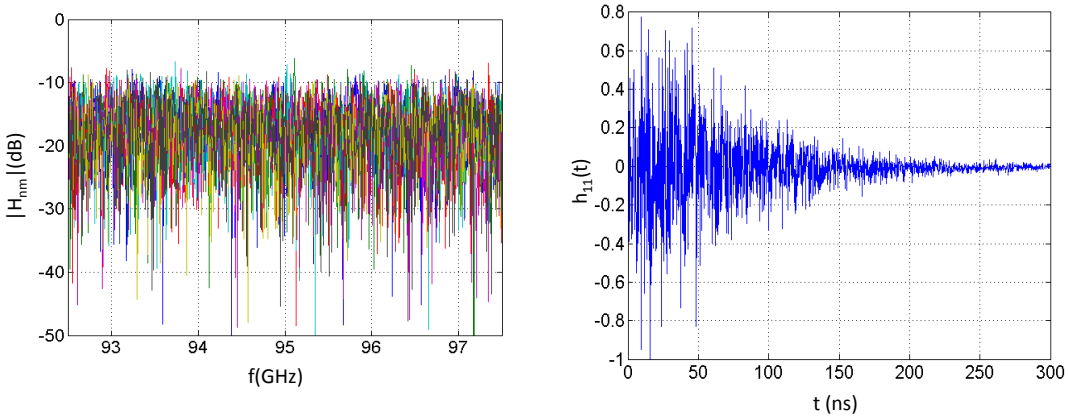


FIGURE 5.34 – Fonctions de transfert des cavités simulées sous CST Microwave studio (a) et exemple de réponse impulsionnelle (b).

À titre d'exemple, une image source est placée à une distance de $R = 5m$ du réseau. Cette image est échantillonnée sur 128×64 pixels repartis sur une zone de $2 \times 1\text{m}^2$. Chaque pixel est supposé rayonner un bruit de densité de puissance proportionnelle à sa température de brillance. Les signaux mesurés par les 63 antennes isotropes du réseau sont codés par les fonctions de transfert du composant et seuls 9 signaux sont mesurés à la sortie. Par la suite, les signaux sont décodés pour le calcul des échantillons de visibilité et la reconstruction de l'image. La figure 5.35 présente le synoptique de simulation. Le nombre de points fréquentiels est fixé à $N_s = 1500$ ce qui correspond à un temps d'intégration du signal de 300 ns, l'acquisition est faite sur 500 moyennes avec un SNR de 10 dB. La figure 5.36 montre un exemple d'images reconstruites en considérant un système SAIR qui nécessite 63 voies RF et le système CSAIR qui n'en utilise que 9. Les résultats sont comparables et permettent de deviner la présence de l'arme portée par la personne.

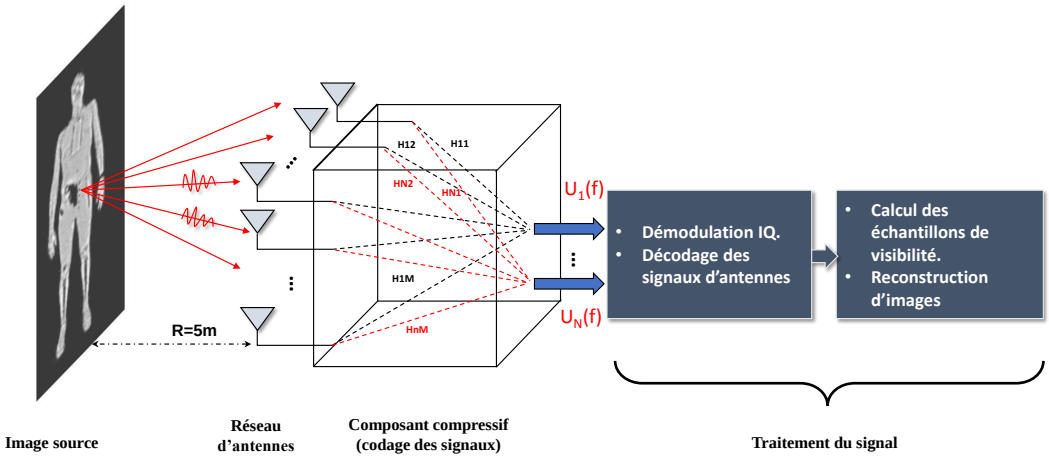


FIGURE 5.35 – Synoptique des étapes de simulation d'un système d'imagerie CSAIR en bande millimétrique (95 GHz).

Tous ces résultats montrent que le principe du CSAIR est bien applicable en bande millimétrique, et permet de réduire considérablement le nombre de voies RF sans dégrader les performances. De toute évidence, le CSAIR est encore en phase d'études préliminaires, et de nombreux paramètres sont à investiguer, notamment la géométrie du réseau d'antennes, la configuration du codeur analogique, la méthode d'étalonnage, les algorithmes de reconstruction d'images, la sensibilité du système, la sensibilité radiométrique, etc. Pour l'instant, quelques éléments constitutifs du scanner millimétrique sont en cours de prototypage pour des premiers tests de la sensibilité radiométrique à 95 GHz. La figure 5.37 montre un exemple de prototype du composant compressif et des modules LNAs et démodulateurs IQ ainsi que les cartes ADC et FPGA développées par la société MC2-Technologies.

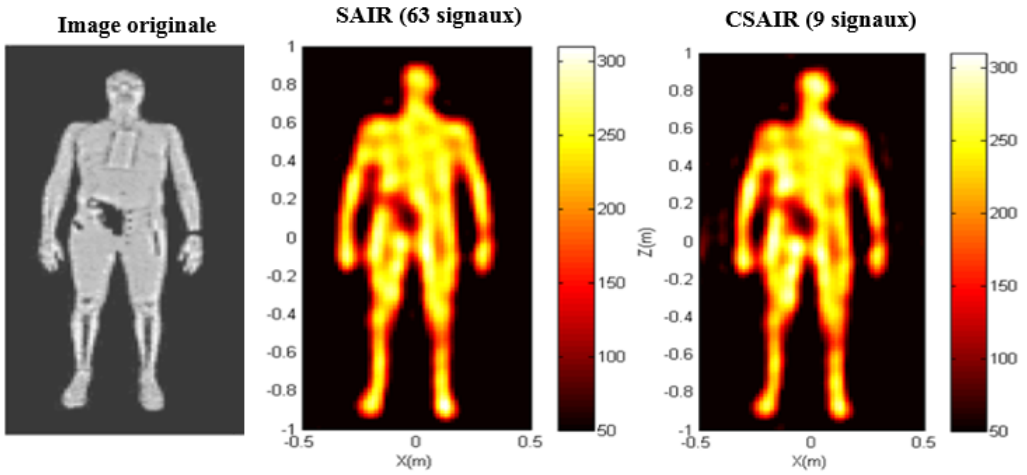


FIGURE 5.36 – Images reconstruites d'un corps humain portant une arme de poing avec un système SAIR (constitué de 63 antennes et 63 récepteurs) et un système CSAIR (constitué de 63 antennes et 9 récepteurs).

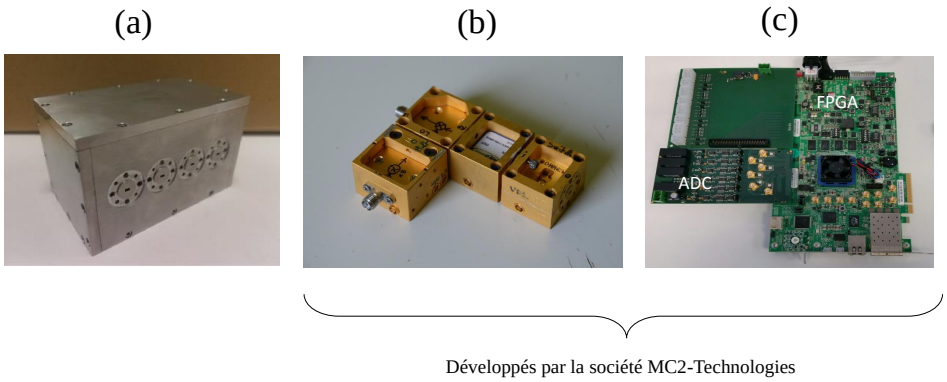


FIGURE 5.37 – Prototypes des composants millimétriques. (a) Composant compressif avec 4 ports d'entrée et 1 port de sortie, tous en guide WR10. (b) Module LNA et démodulateur I/Q. (c) Carte ADC et FPGA.

Bibliographie

[1] G. R. Huguenin, P. F. Goldsmith, N. C. Deo, and D. K. Walker, "Contraband Detection System," U.S. Patent 5 073 782, Dec. 17, 1991.

[2] M. Peichl, S. Dill, M. Jirousek, and H. Suess, "Passive microwave remote sensing for security applications," in Radar Conference, EuRAD 2007. European, 2007, pp. 32–35, 2007.

[3] A. Richard Thompson, James M. Moran, George W., "Interferometry and synthesis in radio astronomy". 1st ed. New York : Wiley, 1986.

[4] C. S. Ruf, C. T. Swift, A. B. Tanner, and D. M. Le Vine, "Interferometric synthetic aperture microwave radiometry for the remote sensing of the Earth," Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on, vol. 26, no. 5, pp. 597–611, 1988.

[5] E. L. Kpré and C. Decroze, "Passively coded synthetic aperture interferometric radiometer (CSAIR) : Theory and measurement results," in Antennas and Propagation (EUCAP), 2017 11th European Conference on, 2017, pp. 1243–1246.

[6] E. L. Kpré and C. Decroze, "Synthetic Aperture Interferometric Imaging Using a Passive Microwave Coding Device," in IEEE International Conference on Antennas Measurment and Application (CAMA 2016), 2016.

[7] E. L. Kpré and C. Decroze, "Passive Coding Technique Applied to Synthetic Aperture Interferometric Radiometer," IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, pp. 1–5, 2017.

[8] E. L. Kpré and C. Decroze, "Technique de codage passive pour l'imagerie microonde à synthèse d'ouverture interférométrique," in Journées Nationales des Microondes (JNM 2017), 2017.

[9] V. Chauhan, K. Greene, and B. Floyd, "Code modulated interferometric imaging system using phased arrays," p. 98300D, 2016.

[10] M. Bertero and P. Boccacci, Introduction to inverse problems in imaging, Repr. Bristol : Institute of Physics Publ, 2002.

[11] E. Anterrieu, "Regularization of an inverse problem in remote sensing imaging by aperture synthesis," in Acoustics, Speech and Signal Processing, 2006. ICASSP 2006 Proceedings.2006 IEEE International Conference on, vol. 2, pp. II–II, 2006.

[12] K.-C. Toh and S. Yun, "An accelerated proximal gradient algorithm for nuclear norm regularized linear least squares problems," Pacific Journal of Optimization, vol. 6, no. 615–640, p. 15, 2010.

[13] T. Fromenteze, E. Kpre, D. Carsenat, and C. Decroze, "Clean Deconvolution Applied to Passive Compressed Beamforming," Progress In Electromagnetics Research C, vol. 56, pp. 163–172, 2015.

[14] C. L. Holloway, H. A. Shah, R. J. Pirkl, K. A. Remley, D. A. Hill, and J. Ladbury, "Early Time Behavior in Reverberation Chambers and Its Effect on the Relationships Between Coherence Bandwidth, Chamber Decay Time, RMS Delay Spread, and the Chamber Buildup Time," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 54, no. 4, pp. 714–725, Aug. 2012.

[15] J. Chen, Y. Li, J. Wang, Y. Li, and Y. Zhang, "An accurate imaging algorithm for millimeter wave synthetic aperture imaging radiometer in near-field," Progress In Electromagnetics Research, vol. 141, pp. 517–535, 2013.

[16] I. Ramos-Perez, X. Bosch-Lluis, A. Camps, J. F. Marchan-Hernandez, N. Rodriguez-Alvarez, and E. Valencia, "Use of pseudo-random noise sequences in microwave radiometer calibration," in Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment, 2008. MICRORAD 2008, 2008, pp. 1–4.

[17] M. A. Brown, F. Torres, I. Corbella, and A. Colliander, "SMOS Calibration," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 46, no. 3, pp. 646–658, Mar. 2008.

[18] B. Lambrigtsen, A. Tanner, T. Gaier, P. Kangaslahti, and S. Brown, "Developing a GeoSTAR science mission," in Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2007. IGARSS 2007. IEEE International, 2007, pp. 5232–5236.

[19] X. Yao, C. Zheng, J. Zhang, B. Yang, A. Hu, and J. Miao, "Near field image reconstruction algorithm for passive millimeter-wave imager bhu-2D-u," *Progress In Electromagnetics Research C,* vol. 45, pp. 57–72, 2013.

[20] Tarantola A. "Inverse Problem Theory" (Amsterdam : Elsevier), 1987.

[21] P. C. Hansen, "The discrete Picard condition for discrete ill-posed problems," BIT Numerical Mathematics, vol. 30, no. 4, pp. 658–672, 1990.

[22] P. C. Hansen, The L-curve and its use in the numerical treatment of inverse problems. IMM, Department of Mathematical Modelling, Technical Universityof Denmark, 1999.

[23] Wang Zhou, Bovik, Alan C., Sheikh, Hamid R., and Simoncelli, Eero P., "Image Qualifty Assessment : From Error Visibility to Structural Similarity", IEEE Transactions on Image Processing, Volume 13, Issue 4, pp. 600–612, April 2004

[24] C. Decroze, E. L. Kpre, M. Mouhamadou, T. Fromenteze, S. Reynaud, "Millimeter wave computational interferometric radiometer",IEEE AP-S Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, July 9–14, 2017, San Diego, California, USA

Conclusion générale de la thèse

5.9 Rappel des objectifs de la thèse

Les radiomètres sont des instruments d'imagerie permettant la mesure du rayonnement électromagnétique d'un objet porté à une température supérieure au zéro absolu. Ces instruments présentent l'avantage d'être passifs (sans émission d'ondes électromagnétiques) et donc ne présentent aucun risque pour la santé. Ils permettent d'imager le "corps entier" des personnes dans un but sécuritaire et ce, sans exposition aux rayonnements ionisants (contrairement aux scanners à rayon-X). En effet, à des fréquences millimétriques, ces instruments permettent de détecter des objets enfouis sous des vêtements ou dans des valises. Tous ces avantages font des radiomètres de potentiels instruments de lutte contre le crime et le terrorisme en vue d'améliorer la sûreté des lieux publics tels que les aéroports, les stades, les parcs, etc. Par ailleurs, du fait des faibles intensités du champ capté dans la bande millimétrique (comparée au rayonnement infrarouge), les radiomètres microondes doivent être équipés de capteurs ultra-sensibles afin de mesurer le maximum d'énergie. En outre, pour améliorer la sensibilité, l'objet à imager peut être éclairé par une source active ayant une intensité beaucoup plus élevée que celle qu'il produit naturellement. Dans ce cas, l'instrument d'imagerie est dit actif. Néanmoins, l'exposition des personnes aux champs électromagnétiques se fait dans le respect des prescriptions réglementaires telles qu'elles sont définies dans le décret n° 2002-775 (relatif aux valeurs limites d'exposition du public aux champs électromagnétiques émis par les équipements utilisés dans les réseaux de télécommunication ou par les installations radioélectriques). En effet, pour les fréquences millimétriques, la densité de puissance surfacique moyennée sur une durée de 2 minutes ne doit pas excéder $10W/m^2$). Cela sous-entend que les systèmes d'imagerie actifs sont à faible puissance et donc ne présentent aucun risque avéré pour la santé (confirmé par le rapport de l'Agence Française de Sécurité Sanitaire de l'Environnement et du Travail).

Qu'ils soient passifs ou actifs, les systèmes d'imagerie microonde sont constitués d'une architecture matérielle d'acquisition des signaux et d'un logiciel de traitement permettant de reconstruire l'image. En outre, les récentes avancées technologiques ont permis d'améliorer ces instruments tant au niveau matériel qu'au niveau logiciel. Néanmoins, les systèmes commerciaux actuels peinent à concilier la résolution, la rapidité d'acquisition et de traitement des signaux, la fiabilité, l'encombrement et le coût. L'objectif de cette thèse est donc de proposer des pistes permettant de relever le challenge résolution et rapidité d'acquisition des signaux pour les systèmes d'imagerie microonde dédiés principalement à la sécurité des personnes. Les techniques proposées devraient être rentables et basées sur des approches d'imagerie haute résolution tout en autorisant l'acquisition simultanée des signaux. Pour cela, des prototypes de systèmes d'imagerie actifs et passifs devraient être présentés, ainsi que des méthodes de reconstruction d'images. Pour finir, les travaux de cette thèse devraient constituer une étape préliminaire pour le développement d'un scanner d'aéroport millimétrique pour la protection des citoyens et la lutte contre le terrorisme (dans le cadre du projet ANR-PIXEL).

5.10 Bilan des travaux effectués

Le but recherché dans cette thèse est de proposer des solutions originales (à partir de l'état de l'art) pour les systèmes d'imagerie actifs ou passifs alliant performances, rapidité et coût avantageux.

Pour répondre à ces ambitions, la démarche suivie dans ce manuscrit est dans un premier temps de fédérer les travaux antérieurs sur les systèmes d'imagerie quels qu'ils soient (actifs ou passifs). C'est pourquoi, la première partie du manuscrit a présenté quelques techniques d'acquisition existantes, notamment les techniques à balayage mécanique et celles à balayage électronique analogique ou numérique. La première parait moins coûteuse puisqu'elle ne nécessite que très peu de récepteurs pour une très bonne résolution. Néanmoins, l'acquisition des signaux se fait généralement en déplaçant mécaniquement un réseau d'antennes, ou une parabole ou encore une lentille. Cela rend la technique à balayage mécanique très peu avantageuse pour des applications temps réel. La seconde permet de réduire le temps d'acquisition grâce à un balayage du faisceau de manière électronique. Toutefois, cette méthode nécessite des composants passifs ou actifs aux accès des antennes, pour un contrôle de la phase du faisceau formé par le réseau de capteurs. Ces composants introduisent bien souvent des pertes (composants passifs), et contribuent à la complexification de la chaîne RF. La technique à balayage numérique permet de repousser le contrôle de phase au niveau logiciel et offre l'avantage de la rapidité de traitement. Néanmoins, la complexité de l'architecture matérielle croît avec le nombre d'éléments rayonnants.

Il est indéniable que la réduction du coût des architectures existantes est rendue possible grâce à la réduction drastique du nombre de chaînes RF, et ce, sans affecter les performances. Le choix s'est donc porté sur des techniques d'acquisition numérique dites à haute résolution (avec un faible nombre d'antennes), notamment celles du Radar MIMO et de la synthèse d'ouverture interférométrique. En effet, ces deux concepts présentent de nombreux avantages en termes de résolution, de réduction drastique du nombre de capteurs. Malgré leurs avantages avérés, ces concepts sont très peu utilisés sur des systèmes commerciaux (dédiés à la sécurité) comme il a été constaté dans la première partie du manuscrit. Il semblait donc nécessaire d'exposer leurs apports par rapport aux systèmes d'imagerie conventionnels d'une part, et de proposer des techniques d'acquisition simultanée avec une architecture RF rentable d'autre part. En effet, pendant sa thèse, Thomas FROMENTEZE a montré qu'il était possible de simplifier fortement l'architecture RF des systèmes d'imagerie grâce à l'utilisation d'un codeur analogique entièrement passif. Les travaux réalisés dans cette thèse, ont permis d'adapter ce type de composant à l'architecture du Radar MIMO et du radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique (SAIR). Pour mener à bien cette étude, la suite de la thèse a été scindée en deux grandes parties dont l'une (constituée des chapitres 2 et 3) dédiée aux systèmes d'imagerie actifs basés sur le concept du Radar MIMO, et l'autre (constituée des chapitres 4 et 5) consacrée aux systèmes d'imagerie passifs basés sur le concept de synthèse d'ouverture interférométrique.

Le chapitre 2 a montré qu'à réseau physique équivalent, le Radar MIMO permet d'améliorer la résolution obtenue à partir des Radars classiques tels que le SIMO (*Single Input Multiple*

Output) et le SAR (*Synthetic Aperture Radar* correspondant à un Radar à balayage séquentiel tel décrit dans le manuscrit). Cet avantage est obtenu grâce au réseau virtuel (généralement plus grand que le réseau physique) créé à partir de la convolution spatiale des réseaux d'émission et de réception. Autrement dit, à résolution équivalente, le Radar MIMO permet une réduction drastique du nombre d'antennes sans dégrader les performances des Radars conventionnels. Ce concept a été validé expérimentalement par la mise en œuvre de bancs de mesure. Ces premières mesures ayant pour objectif de montrer les avantages du concept MIMO ont été réalisées de façon séquentielle à l'aide d'un commutateur. Dès lors, le chapitre 3 a permis de présenter des techniques d'acquisition simultanée des signaux d'antennes. D'un point de vue pratique, la mesure simultanée des données MIMO nécessaires à la reconstruction d'images, requiert l'émission de signaux orthogonaux. C'est pourquoi un premier banc de mesure Radar MIMO à sondage simultané a été mise en œuvre en utilisant des signaux orthogonaux à saut de fréquences. Toutefois, cette technique de mesure nécessite l'utilisation d'autant de voies RF que d'antennes du réseau d'émission, rendant l'architecture extrêmement complexe pour un réseau constitué d'un nombre important d'éléments. Le but du chapitre 3 était donc de réduire le nombre de voies RF d'une architecture de Radar MIMO à sondage simultané. Pour cela, une cavité surdimensionnée a été utilisée comme codeur analogique passif. Grâce à sa diversité modale, fréquentielle et même spatiale, ce type de composant présente des fonctions de transfert complètement décorrélées. L'idée développée dans ce chapitre était donc de tirer profit de cet avantage en générant des signaux orthogonaux (pour le Radar MIMO), à partir d'une seule voie RF. Ainsi, à partir d'un signal unique émis à l'entrée du composant, les M antennes du réseau d'émission peuvent être adressées indépendamment et ce, de manière entièrement passive. L'orthogonalité des signaux émis est assurée intrinsèquement par le codeur (cavité surdimensionnée). Un banc de mesure a été mis en œuvre pour montrer la faisabilité du concept. Les résultats ont prouvé que la technique proposée permet la réduction du nombre de voies RF avec des performances comparables à celles du Radar MIMO qui nécessiterait autant de voies RF que d'antennes du réseau. Les dernières pages du chapitre 3 ont également montré qu'il était possible d'utiliser ce composant en réception. Dans ce cas, les signaux récus sont codés et transmis via un nombre de voies RF réduit, ce qui permet de simplifier fortement l'architecture RF du Radar MIMO aussi bien en émission qu'en réception. En somme la partie 2 du manuscrit a permis de montrer des architectures rentables de systèmes d'imagerie actifs haute résolution permettant la mesure simultanée des données relatives à la cible.

La troisième partie du manuscrit est quant à elle axée sur les systèmes d'imagerie passifs. Plus particulièrement, le chapitre 4 a présenté les fondements théoriques des radiomètres à synthèse d'ouverture interférométrique. Tout comme le Radar MIMO, ce concept permet de créer un réseau virtuel plus grand que le réseau physique, et donc d'améliorer la résolution sans avoir à augmenter le nombre d'antennes. Cela dit, le SAIR permet de réduire le nombre d'antennes des radiomètres à ouverture réelle sans impacter les performances. En outre, différentes méthodes de reconstruction d'images ont été présentées notamment pour un système idéal et pour un système réel. En effet, pour un système idéal il existe une relation de transformée de Fourier entre les échantillons dûs à la corrélation paire-à-paire des signaux d'antennes (fonction de visibilité) et la distribution de

température (qui représente l'image) de l'objet observé. Dès lors, la reconstruction d'images se fait par l'opération inverse à partir d'un nombre suffisant d'échantillons. Alors que pour un système réel, les paramètres instrumentaux (diagrammes d'antennes, fonctions de transfert des récepteurs, etc) doivent être pris en compte pour minimiser les distorsions dans les images reconstruites. Cela ne peut se faire qu'au moyen d'une matrice de modélisation du système. À partir de ce modèle, une méthode de régularisation (par exemple la régularisation au sens Tikhonov) peut être appliquée pour garantir une reconstruction d'images stables et moins polluées (par les erreurs de mesure). Le but visé par ce chapitre était de présenter de manière générique le principe fondamental du SAIR ainsi que les méthodes de reconstruction d'images y afférentes. Bien qu'elle présente l'intérêt majeur de réduire le nombre d'antennes, l'architecture du SAIR (de même que le Radar MIMO) nécessite autant de voies RF que de capteurs du réseau interférométrique pour une acquisition simultanée.

Pour minimiser le nombre de voies RF tout en conservant le même nombre d'antennes, le concept du CSAIR (*Compressive SAIR*) a été introduit dans le chapitre 5. La technique proposée associe le principe du SAIR à un codage analogique passif en utilisant un composant compressif constitué de M ports d'entrée et de N ($N \ll M$) ports de sortie. Autrement dit, les M signaux d'antennes sont codés, sommés (de manière entièrement passive) et transmis via un nombre réduit (N) de voies RF. En outre, pour garantir des performances comparables à celles de l'architecture du SAIR, deux méthodes d'estimation de la fonction de visibilité ont été proposées. La première s'effectuant en deux étapes, c'est-à-dire l'estimation des signaux d'antennes puis le calcul des échantillons de visibilité. Tandis que la seconde est faite en une seule étape à partir de la puissance des signaux mesurés. Ces deux méthodes permettent d'aboutir aux mêmes résultats, mais le temps de calcul du second est relativement long. C'est pourquoi la première méthode d'estimation a été retenue et d'ailleurs un banc de mesure comparatif (entre le SAIR et le CSAIR) a été mis en place en utilisant l'algorithme de Fourier (les systèmes étant supposés parfaits). Les premiers résultats ont permis non seulement de prouver la faisabilité du concept (pour des sources ponctuelles), mais également de montrer que le CSAIR permet de réduire le nombre de voies RF du SAIR avec des performances d'imagerie comparables.

Il a été question par la suite d'appliquer le concept proposé à des sources continues. Pour ce faire, bon nombres d'analyses ont été réalisées, notamment sur l'influence de la bande passante, du nombre de ports d'entrée et sortie du composant, du nombre de pixels illuminés, etc. Toutes ces analyses ont contribué à montrer les limites de la méthode de reconstruction de Fourier (en termes de bande passante relative et d'imperfection des éléments de la chaîne de réception), et en particulier dans le cas d'un système CSAIR. L'algorihtme de Fourier suppose en général que le système est parfait et bande étroite, tandis que la qualité d'estimation des échantillons de visibilité est conditionnée par la bande passante (pour le CSAIR). De plus, l'estimation de la fonction de visibilité ne peut se faire sans ajout de bruit (de visibilité) qui d'une part augmente avec le nombre d'antennes et d'autre part diminue avec le nombre de récepteurs. Dès lors, pour garantir une reconstruction d'images nettes, la réponse impulsionnelle spatiale du système a été modélisée en simulant la contribution de chaque pixel de la zone à imager dans la fonction de visibilité mesurée. Finalement, l'image de la source est reconstruite par une régularisation de Tikhonov. Ce principe a été validé expérimentalement sur des sources actives et continues (simulées par

déplacement d'un rail 2D). Le composant utilisé était constitué de 16 ports d'entrée et 4 ports de sortie. Les images des sources continues ont donc été reconstruites à partir uniquement de 4 signaux mesurés au lieu de 16 comme le nécessiterait une architecture SAIR. Cette nouvelle architecture est à la fois rentable (du fait de la réduction draconienne du nombre de récepteurs), haute résolution (du fait du concept SAIR de base), à acquisition simultanée (puisque les signaux sont mesurés en une seule acquisition) et ce, en ayant des rendus d'images comparables à ceux du SAIR.

5.11 Suite de la thèse

La plupart des concepts présentés dans ce manuscrit ont été validés expérimentalement en bande S, et en particulier ceux introduits dans la partie 3 du manuscrit ont été réalisés dans le cadre du projet ANR-PIXEL. Bien entendu, les techniques proposées sont destinées à être appliquées à des fréquences millimétriques pour le développement de systèmes d'imagerie passifs en vue de la sécurisation des lieux publics en général, et des aéroports en particulier. Les perspectives à court terme seraient de valider le concept en bande millimétrique (95 GHz), et de préférence avec des sources de bruit passives. Les premières simulations numériques ont montré que le concept est applicable à ces fréquences, et certains éléments constitutifs du scanner CSAIR millimétrique sont en cours de prototypage pour des mesures préliminaires. À l'évidence, le concept nécessite encore de nombreuses investigations avant le développement du produit commercial final. C'est pourquoi, à moyen terme, il serait intéressant d'étudier la configuration optimale du réseau d'antennes, le type d'antennes (en tenant compte des contraintes mécaniques), la structure du codeur analogique, les méthodes d'étalonnage, les algorithmes de reconstruction d'images. Outre ces aspects, il est également important d'évaluer de manière rigoureuse la sensibilité du système, la sensibilité radiométrique, la dégradation de la résolution et du rapport signal à bruit en fonction de la distance séparant la source du système. Plusieurs scénarios d'imagerie devront être envisagés afin d'évaluer à la fois la fréquence d'affichage d'images (en nombre d'images par seconde) et le flux de passager (en nombre de personnes par heure). Il ne faudrait sans doute pas oublier d'optimiser la consommation d'énergie et l'encombrement qui représentent également des critères non négligeables. Bien évidemment, l'ambition la plus optimiste à long terme, serait de voir le produit fini installé dans des aéroports et autres lieux publics en vue de lutter contre des menaces potentielles et le terrorisme.

Annexe A

Ondes électromagnétiques et propagation en espace libre

A.1 Équations de Maxwell

Cet annexe décrit les relations fondamentales liées aux ondes électromagnétiques en considérant un volume vide contenant des distributions de charges et de courants électriques. Les équations de Maxwell-Gauss, Maxwell-Faraday, Maxwell-Thomson et Maxwell-Ampère sont données par l'équation A.1 :

$$\begin{aligned} \nabla.\mathbf{E}(\mathbf{r},t) &= \frac{\rho(\mathbf{r},t)}{\epsilon_0} \\ \nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r},t) &= -\frac{\partial}{\partial t}\mathbf{B}(\mathbf{r},t) \\ \nabla.\mathbf{B}(\mathbf{r},t) &= 0 \\ \nabla \times \mathbf{B}(\mathbf{r},t) &= \mu_0\mathbf{j}(\mathbf{r},t) + \epsilon_0\mu_0\frac{\partial}{\partial t}\mathbf{E}(\mathbf{r},t) \end{aligned} \tag{A.1}$$

où $\mathbf{E}(\mathbf{r},t)$ et $\mathbf{B}(\mathbf{r},t)$ correspondent respectivement aux champs électrique et magnétique, $\rho(\mathbf{r},t)$ et $\mathbf{j}(\mathbf{r},t)$ représentent la densité volumique de charges et courants électriques. La permittivité diélectrique et la perméabilité magnétique du vide sont notées respectivement ϵ_0 et μ_0. Les indices $(\mathbf{r},t)$ indiquent que l'ensemble des grandeurs présentées sont exprimées en fonction de leur position dans l'espace et du temps. Ces équations permettent d'une part d'établir les contions aux limites des champs en fonction des matériaux utilisés. D'autre part, leur combinaison permet d'établir les équations de propagation d'ondes qui font l'objet du paragraphe suivant.

A.2 Équations de propagation

En appliquant l'opérateur ∇ à l'équation de Maxwell-Farady et en la combinant avec celle de Maxwell-Ampère, elle devient :

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r},t) &= -\frac{\partial}{\partial t}\nabla \times \mathbf{B}(\mathbf{r},t) \\ \nabla(\nabla.\mathbf{E}(\mathbf{r},t)) - \nabla^2\mathbf{E}(\mathbf{r},t) &= -\mu_0\frac{\partial}{\partial t}\mathbf{j}(\mathbf{r},t) - \epsilon_0\mu_0\frac{\partial^2}{\partial t^2}\mathbf{E}(\mathbf{r},t) \end{aligned} \tag{A.2}$$

Ce qui conduit à l'équation de propagation suivante :

$$\Delta\mathbf{E}(\mathbf{r},t) - \epsilon_0\mu_0\frac{\partial^2}{\partial t^2}\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = \nabla\frac{\rho(\mathbf{r},t)}{\epsilon_0} + \mu_0\frac{\partial}{\partial t}\mathbf{j}(\mathbf{r},t) \tag{A.3}$$

avec $\Delta = \nabla^2$ l'opérateur laplacien. On démontre de même que l'équation de propagation pour le champ magnétique s'écrit de la manière suivante :

$$\Delta\mathbf{B}(\mathbf{r},t) - \epsilon_0\mu_0\frac{\partial^2}{\partial t^2}\mathbf{B}(\mathbf{r},t) = -\mu_0\nabla \times \mathbf{j}(\mathbf{r},t) \tag{A.4}$$

Ces relations supposent qu'il existe des charges à l'origine des courants électriques. Ainsi en l'absence de sources ($\sigma = 0$ et $\mathbf{j}(\mathbf{r},t) = 0$) dans le volume étudié, l'équation de propagation du champ électrique devient :

$$\Delta\mathbf{E}(\mathbf{r},t) - \epsilon_0\mu_0\frac{\partial^2}{\partial t^2}\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = 0 \tag{A.5}$$

On voit que l'équation de propagation fait apparaître une symétrie espace-temps du champ : la dérivée partielle (d'ordre 2) spatiale est proportionnelle à la dérivée partielle (d'ordre 2) temporelle du champ. On peut donc chercher des solutions de l'équation de propagation. En supposant que $\mathbf{E}(\mathbf{r},t)$ est une grandeur complexe pouvant s'écrire sous la forme $\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = \mathbf{E}(\mathbf{r})e^{i\omega t}$, l'équation de A.5 devient l'équation d'Helmhotz :

$$\Delta\mathbf{E}(\mathbf{r},t) + k_0^2\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = 0 \tag{A.6}$$

où $k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ représente la norme du vecteur indiquant la direction de propagation de l'onde dans le vide. Un raisonnement analogue sur le champ magnétique mène à une équation identique pour $\mathbf{B}$(r,t). Sous conditions linéaires, les solutions de cette équation peuvent être décomposées sous une forme harmonique donnée par l'expression suivante :

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = E_0 e^{i(k.\mathbf{r}-\omega t)} \tag{A.7}$$

A.3 Solution aux équations de propagation

A.3.1 Fonction de Green

Soit à considérer la présence d'une source $\mathbf{j}(\mathbf{r},t)$, l'équation A.6 devient :

$$\Delta\mathbf{E}(\mathbf{r},t) + k_0^2\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = -\mathbf{j}(\mathbf{r},t) \tag{A.8}$$

Les solutions à cette équation peuvent être obtenues dans le domaine de Fourier. Dès lors, les conventions suivantes sont adoptées :

$$\begin{aligned}\mathbf{E}(\mathbf{r},\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{E}(\mathbf{r},t)e^{-i\omega t}dt \\ \mathbf{j}(\mathbf{r},\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{j}(\mathbf{r},t)e^{-i\omega t}dt\end{aligned} \tag{A.9}$$

L'équation A.8 peut être réécrite sous une somme d'excitations élémentaires de Dirac placées en $\mathbf{r}'$. Ainsi, à une fréquence donnée, si $\mathbf{\Psi}(\mathbf{r},\mathbf{r}',\omega)$ désigne la réponse à une excitation $\delta(\mathbf{r},\mathbf{r}')$ et mesurée à la position $\mathbf{r}$, alors :

$$\Delta\mathbf{\Psi}(\mathbf{r},\mathbf{r}',\omega) + k_0^2\mathbf{\Psi}(\mathbf{r},\mathbf{r}',\omega) = -\delta(\mathbf{r},\mathbf{r}') \tag{A.10}$$

En considérant l'impulsion dans un repère à 3 dimensions, les solutions de l'équation A.10 sont sous la forme :

$$\mathbf{\Psi}(\mathbf{r},\mathbf{r}',\omega) = \frac{e^{ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} \tag{A.11}$$

Cette réponse élémentaire correspond à la fonction de Green qui décrit une onde sphérique de propagation vers l'extérieur en partant de la position de la source qui en est l'origine. Cette

fonction permet de reconstruire la contribution de toutes les sources discrètes de la source initiale $\mathbf{j}(\mathbf{r},\omega)$. Par conséquent, la solution à l'équation A.8 est :

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},\omega) = \int_{\mathbf{r}} \mathbf{j}(\mathbf{r},\omega)\mathbf{\Psi}(\mathbf{r},\mathbf{r}',\omega)d\mathbf{r}^3 = \int_{\mathbf{r}} \mathbf{j}(\mathbf{r},\omega)\frac{e^{ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}d\mathbf{r}^3 \tag{A.12}$$

A.3.2 Approximation de Born

Dans le cadre de l'imagerie (active ou passive) telle décrite dans ce manuscrit, les objets considérés sont continus ce qui complexifie la résolution du problème inverse décrit par l'équation A.12. Par conséquent, une autre approximation doit être appliquée afin de faciliter la reconstruction d'images de l'objet (source ou cible). L'objectif de l'imagerie microonde étant d'estimer la réflectivité ou l'émissivité/température de l'objet, il est possible de discrétiser la scène en plusieurs diffuseurs élémentaires permettant ainsi de négliger les réflexions multiples qu'il peut produire et de ne considérer que le trajet direct (voir figure A.1).

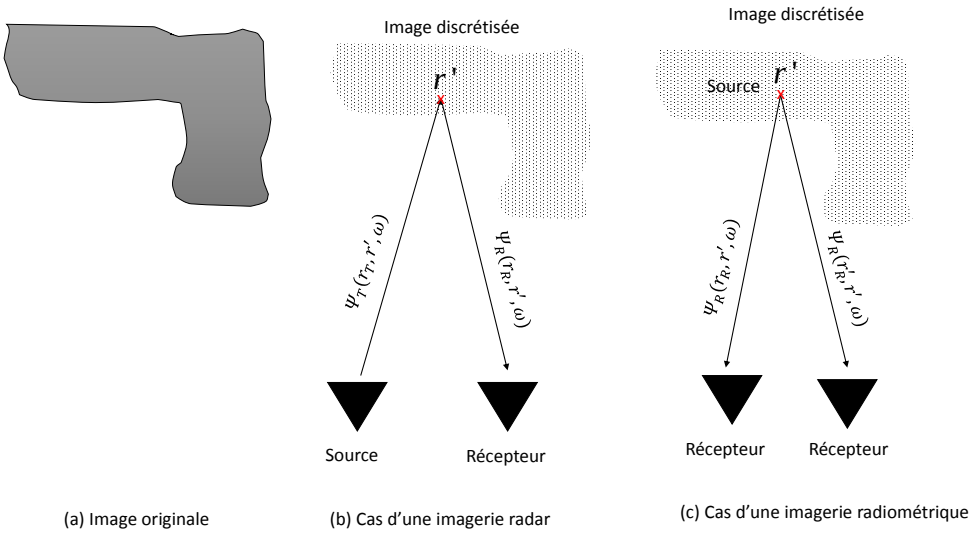


FIGURE A.1 – Première approximation de Born. (a) Image continue originale et représentation de l'objet comme une somme de (b) diffuseurs et (c) sources élémentaires.

Cette opération est connue sous le nom de la première approximation de Born. Par conséquent, dans le cas d'un système actif, le signal reçu $\mathbf{E}_R(\mathbf{r},\omega)$ peut s'exprimer de la manière suivante :

$$\mathbf{E}_R(\mathbf{r},\omega) = \int_{\mathbf{r}} \mathbf{j}(\mathbf{r},\omega)\mathbf{\Psi}_T(\mathbf{r},\mathbf{r}',\omega)\sigma(\mathbf{r})\mathbf{\Psi}_R(\mathbf{r},\mathbf{r}',\omega)d\mathbf{r}^3 \tag{A.13}$$

Tandis que dans le cas de la radiométrie, l'objet représente la source et le signal mesuré est donné par l'équation A.12.

Annexe B

Méthodes des phases stationnaires

La méthode des phases stationnaires permet de résoudre analytiquement les intégrales de la forme :

$$N(k) = \iint_{x,y} f(x,y).e^{jk\mu(x,y)}dx.dy \tag{B.1}$$

Où $\mu(x,y)$ est une fonction dépendante de x et y. La solution analytique de $N(k)$ peut être obtenue en cherchant les zéros des deux premières dérivées du terme de l'exponentiel. Les points communs où les deux premières dérivées s'annulent sont appelés des points de phase stationnaires.

Selon le problème posé dans la partie 1 du manuscrit, on souhaite résoudre une intégrale du type :

$$E(k_{x_T}, k_{y_T}, r, k) = \iint_{x_T,y_T} f(x_T, y_T).e^{-jk\sqrt{(x-x_T)^2+(y-y_T)^2+z^2}}.e^{-jk_{x_T}x_T}.e^{-jk_{y_T}y_T}.dx_T.dy_T \tag{B.2}$$

Avec $f(x_T, y_T) = \frac{1}{\sqrt{(x-x_T)^2+(y-y_T)^2+z^2}}$, $E(k_{x_T}, k_{y_T}, r, k)$ étant la transformée de Fourier 2D de la fonction de Green reliant les pixels de l'image aux antennes du réseau.

Un changement de variable permettrait de simplifier l'expression. Ainsi, en posant $X_T = x - x_T$ et $Y_T = y - y_T$, l'équation B.2 devient :

$$E(k_{x_T}, k_{y_T}, r, k) = e^{-jk_{x_T}x}.e^{-jk_{y_T}y} \underbrace{\iint f(X_T, Y_T).e^{-jk\sqrt{X_T^2+Y_T^2+z^2}}.e^{+jk_{x_T}X_T}.e^{+jk_{y_T}Y_T}.dX_T.dY_T}_{E'(k_{x_T},k_{y_T},k)} \tag{B.3}$$

en notant $R = \sqrt{X_T^2 + Y_T^2 + z^2}$, la phase du terme $E'(k_{x_T}, k_{y_T}, k)$ s'écrit :

$$\Phi(X_T, Y_T) = -kR + k_{x_T}X_T + k_{y_T}Y_T \tag{B.4}$$

S'il n'existe qu'un seul point de phase stationnaire, le résultat peut s'écrire :

$$E'(k_{x_T}, k_{z_T}, k) = \frac{j2\pi}{\sqrt{\Phi_{xx}\Phi_{yy} - \Phi_{xy}^2}}.e^{j\Phi(X_0,Z_0)} \tag{B.5}$$

Où Φ_{xx}, Φ_{yy} et Φ_{xy} représentent les dérivées secondes partielles de la phase $\Phi(X_T, Y_T)$ au point de phase stationnaire. C'est le point de coordonnées qui vérifie les relations suivantes :

$$\frac{\partial\Phi(X_T, Y_T)}{\partial X_T}|_{(X_0,Z_0)} = 0 \tag{B.6}$$

$$\frac{\partial\Phi(X_T, Y_T)}{\partial Y_T}|_{(X_0,Z_0)} = 0 \tag{B.7}$$

De plus, pour que l'équation B.5 ait un sens physique il faut que le dénominateur soit non

nul :

$$\Phi_{xx}.\Phi_{yy} - \Phi_{xy}^2 \neq 0 \tag{B.8}$$

Les premières dérivées de la phase s'écrivent :

$$\Phi_x(X_T, Y_T) = \frac{\partial \Phi(X_T, Y_T)}{\partial X_T} = k_{x_T} - \frac{k.X_T}{R} \tag{B.9}$$

$$\Phi_z(X_T, Y_T) = \frac{\partial \Phi(X_T, Y_T)}{\partial Y_T} = k_{y_T} - \frac{k.Y_T}{R} \tag{B.10}$$

Il existe un seul point où les deux premières dérivées partielles s'annulent simultanément :

$$X_0 = \frac{k_{x_T}.z}{\sqrt{k^2 - k_{x_T}^2 - k_{y_T}^2}} \tag{B.11}$$

$$Y_0 = \frac{k_{y_T}.z}{\sqrt{k^2 - k_{x_T}^2 - k_{y_T}^2}} \tag{B.12}$$

Les dérivées secondes partielles de la phase sont données par les équations :

$$\Phi_{xx}(X_T, Y_T) = \frac{\partial^2 \Phi(X_T, Y_T)}{\partial X_T^2} = -k\frac{z^2 + Y_T^2}{R^3} \tag{B.13}$$

$$\Phi_{yy}(X_T, Y_T) = \frac{\partial^2 \Phi(X_T, Y_T)}{\partial Y_T^2} = -k\frac{z^2 + X_T^2}{R^3} \tag{B.14}$$

$$\Phi_{xy}(X_T, Z_T) = \frac{\partial^2 \Phi(X_T, Y_T)}{\partial X_T \partial Y_T} = k\frac{X_T.Y_T}{R^3} \tag{B.15}$$

En remplaçant X_T et Y_T respectivement par les expressions de X_0 et Z_0, les dérivées secondes deviennent :

$$\Phi_{xx}(X_0, Y_0) = \frac{(k_{x_T}^2 - k^2).\sqrt{k^2 - k_{x_T}^2 - k_{y_T}^2}}{k^2 z} \tag{B.16}$$

$$\Phi_{yy}(X_0, Y_0) = \frac{(k_{y_T}^2 - k^2).\sqrt{k^2 - k_{x_T}^2 - k_{y_T}^2}}{k^2 z} \tag{B.17}$$

$$\Phi_{xy}(X_0, Y_0) = \frac{k_{x_T}.k_{y_T}.\sqrt{k^2 - k_{x_T}^2 - k_{y_T}^2}}{k^2 z} \tag{B.18}$$

Par la suite, la fonction au point des phases stationnaires est donnée par l'équation suivante :

$$\Phi(X_0, Y_0) = -\sqrt{k^2 - k_{x_T}^2 - k_{y_T}^2}.z \tag{B.19}$$

En remplaçant ces expressions dans l'équation B.5, le résultat du point de phase stationnaire devient :

$$E'(k_{xa}, k_{za}, k) = \frac{j2\pi.k.z}{k_y^2}.e^{-jk_{z_T}.z} \tag{B.20}$$

avec $k_{z_T} = \sqrt{k^2 - k_{x_T}^2 - k_{y_T}^2}$. Finalement, en ignorant le terme d'amplitude $\frac{j2\pi.k.z}{k_y^2}$, les équations B.3 et B.20 permettent d'aboutir à la relation asymptotique suivante :

$$E(k_{x_T}, k_{y_T}, r, k) = e^{-jk_{x_T}.x}.e^{-jk_{y_T}y}.e^{-jk_{z_T}z} \tag{B.21}$$

Annexe C

Étude de la sensibilité du système CSAIR

Cet annexe met en évidence la sensibilité du système CSAIR ainsi que les performances des algorithmes de reconstruction proposées dans les chapitres 4 et 5. Les paramètres de l'expérimentation sont listés ci-bas.

- Bande de fréquence : 2 GHz
- f_0 = 3 GHz
- Fréquence d'échantillonnage = 20 GHz (oscilloscope)
- Temps d'acquisition du bruit = 50 us
- Nombre de points : 1,04 Mpts
- Nombre de pixel de l'image = 64 x 64
- Distance d'imagerie R = 1,7 m
- Type de réseau : Y
- Espacement entre antennes = $0,7 \times \lambda$
- Nombre d'antenneS = 16
- Résolution angulaire = 5°
- Champ de vue de = $\pm$ 45°
- Codeur analogique passif : Cavité métallique de volume $0,8 \times 0,8 \times 1\text{m}^3$
- Temps de décroissance du canal τ_{rc}= 160 ns
- Facteur de qualité Q (à 3 GHz) $\approx$ 3000

Il faut noter que les fonctions de transfert de la cavité ont été caractérisées à l'aide d'un bruit filtré sur la bande de 2-4 GHz et généré par un AWG Agilent M8190A 12 Gsa/s. La figure C.1 montre le réseau Y et les caractéristiques y afférentes (zone de couverture de visibilité, les réponses spatiales en conditions de champ proche et champ lointain).

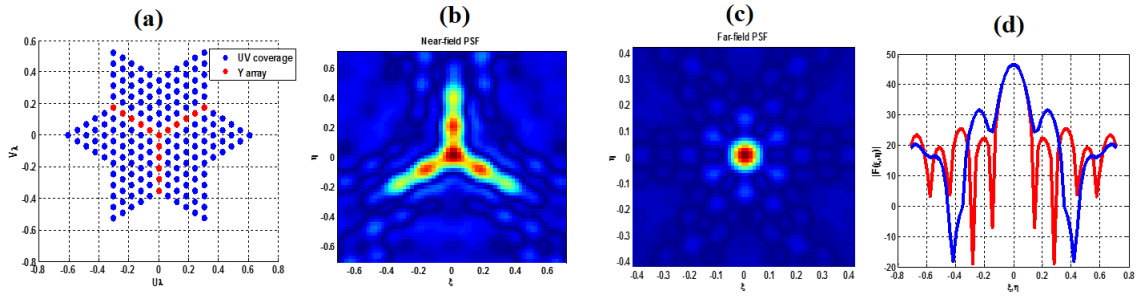


FIGURE C.1 – Réseaux en Y. (a) zone de couverture des fonctions de visibilité. (b) Réponse spatiale en champ proche. (c) Réponse spatiale en champ lointain et (d) plans de coupe suivant ξ et η.

C.1 Module de la source

Les sources de bruit sont modélisées par un AWG connecté à une/des antennes. Le signal émis et un bruit gaussien échantillonné à 12 Gsa/s et filtré dans la bande 2-4 GHz.

La figure C.3 présente le synopsis général du banc de mesure. Deux amplificateurs de puissance d'un gain de 30 dB sont connectés aux deux voies de sortie du composant suivis de deux atténuateurs variables de 0-60 dB.

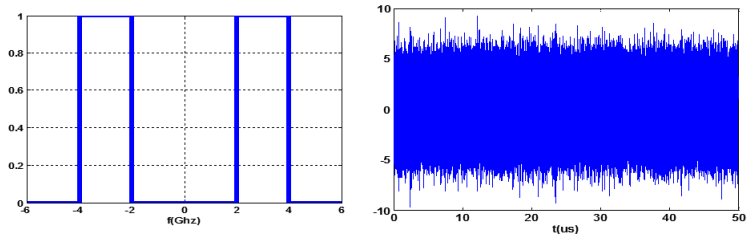


FIGURE C.2 – (a) Module du spectre du signal émis. (b) Signal temporel (bruit) émis par l'AWG et mesuré à l'oscilloscope.

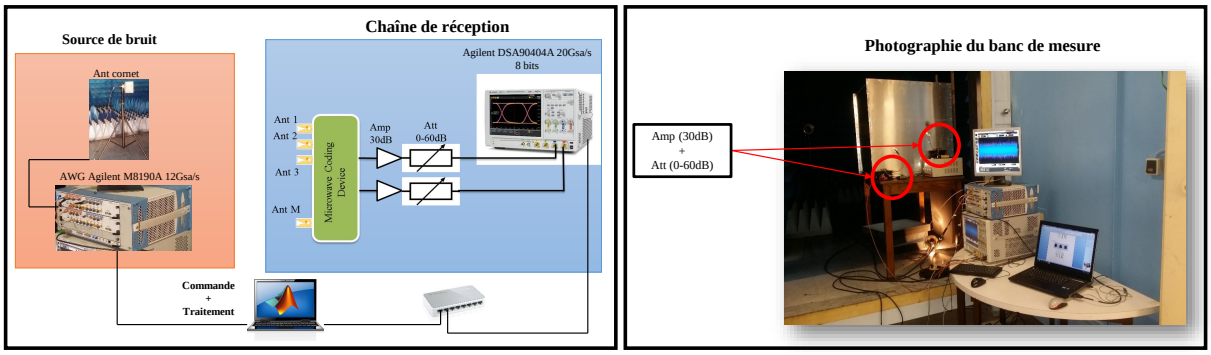


FIGURE C.3 – Synopsis du banc de mesure (à gauche) et photographie du banc complet (à droite).

C.2 Courbe d'évolution de la puissance du signal utile

Ce paragraphe a pour objectif la mesure de la puissance du signal utile contenue dans le signal mesuré. En effet, le signal mesuré n'est pas uniquement dû au bruit émis par la source, mais également aux bruits internes des récepteurs qui varient à chaque acquisition. Ainsi le niveau de puissance du signal utile (Puissance émise par la source mesurée par le récepteur) est plus faible que celui du signal réellement mesuré (Puissance émise + bruit interne du récepteur). Pour déterminer la puissance utile, une corrélation est réalisée entre les signaux mesurés sur les deux voies (1 et 2) de l'oscilloscope. L'amplitude du générateur est fixée au maximum (700 mV). La courbe C.4 montre l'évolution de cette puissance utile en fonction de l'atténuation (appliquée à la chaîne de réception).

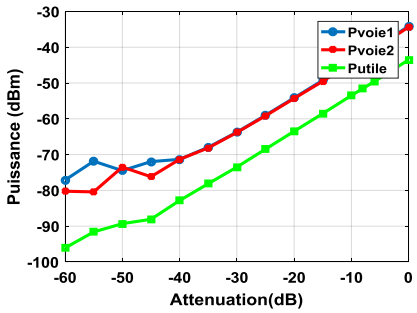


FIGURE C.4 – Courbe d'évolution de la puissance utile mesurée.

D'une part, pour se rendre compte de la sensibilité des algorithmes proposés, le niveau de puissance du signal mesuré est atténué de -40 dB, -50 dB et -60 dB correspondant respective-

ment à une puissance utile de -82 dBm, -89 dBm et -96 dBm. La figure C.5 montre les images reconstruites avec différents algorithmes d'imagerie notamment la méthode de Fourier à phase modifiée, l'inversion matricielle monofréquence et multifréquence, ainsi que la méthode d'estimation de la fonction de visibilité. L'algorithme d'inversion matricielle mutlifréquence permet un meilleur rendu de l'image même pour des niveaux de puissance de l'ordre de -90 dBm tandis que la sensibilité de l'oscillocope est de l'ordre de -70 dB. Toutefois, pour des niveaux de -96 dBm aucun algorithme ne permet de localiser le cornet.

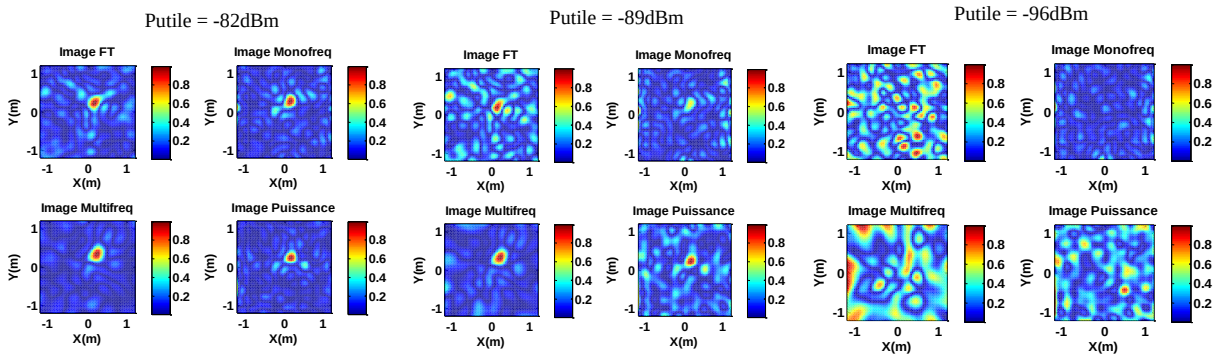


FIGURE C.5 – Image reconstruite d'une source ponctuelle en fonction de la puissance utile.

D'autre part, 4 sources (dipôles connectés à l'AWG) ont été allumées séquentiellement et l'image est reconstruite en appliquant le principe de superposition pour chacun des algorithmes avec une atténuation fixée à 0 dB. Les niveaux de puissance des signaux mesurés sur chacune des voies de l'oscilloscope sont donnés dans le tableau C.1. La figure C.6 montre les images reconstruites des 4 sources et l'algorithme d'inversion matricielle multifréquence permet clairement de détecter les 4 points sources avec différents contrastes.

Sources	Putile (dBm)	Preçue Voie 3 (dBm)	Preçue Voie 4 (dBm)
Source 1	-47.7	-37	-38
Source 2	-42.21	-33	-33.63
Source 3	-44.51	-34.56	-35.46
Source 4	-44.52	-35.49	-34.34

Tableau C.1 – Tableau des puissances utiles émises par 4 sources ponctuelles.

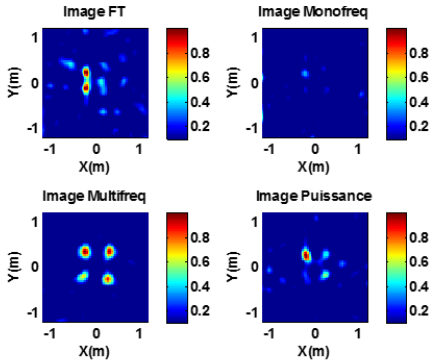


FIGURE C.6 – Images reconstruites de 4 sources avec différents niveaux de puissances.

Table des figures

1.1 Principe de vision et anatomie de l'œil humain [5]. 10
1.2 Expérience du prisme d'Isaac Newton. 10
1.3 Spectre électromagnétique et applications en imagerie. 12
1.4 Courbe de brillance spectrale en fonction de la longueur d'onde (a) infrarouge, (b) microonde. 13
1.5 Angle solide sous lequel est vu l'antenne par le corps noir. 14
1.6 Angle solide sous lequel est vu le corps noir depuis l'antenne. 15
1.7 Angle d'ouverture de l'antenne [14]. 16
1.8 Illustration de la température effective mesurée par l'antenne. 18
1.9 Atténuation atmosphérique dans différentes conditions météorologiques [19, 20]. . 19
1.10 Principe d'un système d'imagerie passif. 19
1.11 Illustration du contraste radiométrique dans un contexte Indoor/Outdoor à 500 GHz. 20
1.12 Principe d'un système d'imagerie actif. 21
1.13 Principe de balayage mécanique. (a) Déplacement des antennes suivants les axes X et Z, (b) déplacement mécanique d'un miroir parabolique. 25
1.14 Principe de balayage et photographie du radiomètre ABOSCA [30]. 26
1.15 Système à balayage mécanique à base de lentille diélectrique [32]. 27
1.16 Démonstrateur de faisabilité d'un système d'imagerie par réseau à plan focal [38]. 27
1.17 Exemple d'architecture d'un système à balayage électronique analogique (en azimut et élévation). 28
1.18 Exemples de répartiteurs ABF.(a) Lentille de Rotman connectée à 4 antennes Vivaldi [50]. (b) Matrice de Butler réalisée en technologie micro ruban [52]. (c) Association de plusieurs matrices de Butler permettant le balayage en azimut et en élévation [53]. 29
1.19 Exemple d'antenne leaky-wave planaire [57]. 29
1.20 Réseau de réflecteurs utilisant la technique de rotation des éléments pour balayer la scène [58, 59], (a) exemple d'une cellule unitaire, (b) implémentation du réseau. 30
1.21 Architecture du système de formation de faisceau numérique utilisée sur les Radars EcoSAR [60] et DBSAR-2 [61]. 31
1.22 Géométrie du réseau multistatique reparti sur 4x4 cluster. Les lignes horizontales représentent les antennes d'émission et les lignes verticales les antennes de réception [64, 66]. 32
1.23 Diagramme du système d'imagerie actif développé dans [64]. (a) Diagramme du système entier. (b) Diagramme du cluster. 32
1.24 Prototype du MIRA-CLE X [67]. (a) Réseau d'antennes et réseau virtuel, (b) Architecture du MIRA-CLE X. 33
1.25 Prototype du MIRA-CLE Ka [68]. 33
1.26 Configuration d'une architecture MIMO-SAR avec un commutateur multiport [32]. (a) Réseau d'antennes MIMO avec 4x8 antennes d'émission/réception, (b) réseau d'antennes MIMO monté sur un rail de déplacement 2D. 34

1.27 Architecture MIMO utilisant des signaux à modulation de fréquence linéaire [79]. (a) Configuration du réseau et réseau virtuel associé, (b) Photographie du réseau, (c) Image reconstruire d'une cible en forme de F. 35
1.28 Réseau d'antennes Y et la couverture hexagonale de visibilité [90]. 36
1.29 Architecture du système BHU-2D [90]. 37
1.30 Système d'imagerie SAIR commuté, (a) schéma block du système, (b) réseau d'antenne, (c) face arrière intégrant les switchs et modules de réception [18]. 37
1.31 Figure expérimentale du kaleidoscope constitué d'une cavité chaotique avec 31 transducteurs connectés à une face [100, 101]. 38
1.32 Mesure radar par retournement temporel [105]. 39
1.33 Mesure expérimentale radar d'une cible en mouvement par acquisition compressée [112, 113, 114]. 40
1.34 Mesure expérimentale d'un système radar MIMO à acquisition compressée [116]. 40
1.35 Résonateur à surface sélective en fréquence [118]. (a) Exemple de résonateur 1D fabriqué à l'université de Duke. La longueur est de 40 cm et la largeur est de 2,5cm, (b) Diagramme de rayonnement mesuré dans un plan en fonction de la fréquence, (c) Aperçu des diagrammes de rayonnement simulés à 18,5 GHz, 20 GHz et 21,5 GHz. 41
1.36 Reconstruction de la trajectoire d'une cible en mouvement. La cible est supposée à surface équivalente isotrope [118]. 41
1.37 Principe d'un système d'imagerie SAIR à réflecteur compressif [121]. 42
1.38 Système SAIR à codage de phase [126]. 43
1.39 Architecture et photographie du prototype L3-Provision [25]. 44
1.40 Photographie du système commercial et exemple d'images 3D reconstruites d'une personne avec le L3 Provision [25]. 44
1.41 Système d'imagerie actif Smiths Detection Eqo [130, 131]. 45
1.42 Système d'imagerie QPS100 de Rohde & Schwarz. 45
1.43 Système Millivision Portal System S350. 46
1.44 Système d'imagerie passif de Sago System, iPat portal. (b) et (c) sont respectivement les images reconstruites en Indoor et Outdoor [130]. 47
1.45 Système d'imagerie passif Brijot GEN2 System [130]. 47
1.46 Système d'imagerie Thruvision [133]. 48
1.47 Système d'imagerie Qinetiq iSPO-30 [134]. 48
1.48 Système d'imagerie passif Trex [136, 138]. 49
1.49 Système d'imagerie Millicam90. 49
1.50 Prototype de système de détection d'arme développé à l'Université de Delft [139]. 50
1.51 Principe et prototype des systèmes d'imagerie développés à l'Université de Duke [141, 142]. 51
1.52 Prototype préliminaire du projet SAMOSA [143]. 51
1.53 Système d'imagerie BHU-2D [145] 52
1.54 Réseau d'antennes du prototype Qinetiq :(a) 32 voies de 22 GHz,(b) 10 voies de 94 GHz [154]. 53

1.55 Photographie et architecture des démonstrateurs QinetiQ [150, 154]. 53
2.1 Exemple de formation de faisceau numérique. 70
2.2 Illustration du principe Radar MIMO. 71
2.3 Différentes configurations de Radar MIMO. (a) Radar MIMO statistique : les émetteurs et récepteurs sont largement espacés. (b) Radar MIMO cohérent : les émetteurs et récepteurs sont colocalisés. 72
2.4 Réseau de 3 antennes isotropes pointant dans la direction d'une cible à SER isotrope. 74
2.5 Comparaison des facteurs de réseau pour le cas SAR, SIMO, et MIMO. 77
2.6 Réseau Virtuel avec $\gamma = 1$. 79
2.7 Facteurs de réseau normalisé avec $\gamma = 1$ à 3 GHz. 80
2.8 Réseau Virtuel avec $\gamma = 1/m_T$. 81
2.9 Facteur de réseau normalisé avec $\gamma = 1/m_T$ à 3 GHz. 81
2.10 Géométrie d'un réseau MIMO 2D. 82
2.11 Exemple de géométrie de réseau MIMO 2D et facteur de réseau correspondant. En bleu les Tx et en rouge les Rx. 82
2.12 Scénario d'imagerie d'un Radar MIMO 2D. 84
2.13 Illustration et dimensions matricielles du problème d'imagerie MIMO. 85
2.14 Spectre des vecteurs d'ondes composites pour un réseau rectangulaire de 11x11, (à gauche) la vue en 3D et (à droite) la projection dans le plan (kx, ky). 89
2.15 Diagramme de l'algorithme RMA 90
2.16 Synoptique et photographie du banc de mesure. 91
2.17 Modèle d'erreurs du banc de mesure 91
2.18 (a) Réseau d'antennes 4×4 (Tx/Rx) à espacements identiques , (b) photographie du scénario radar. 93
2.19 Images reconstruites des deux cylindres métalliques avec un réseau d'antennes 4×4 utilisé en configuration SAR, SIMO, et MIMO. Le plan de coupe au temps de focalisation est tracé pour la cible placée à R=2,4m. 93
2.20 Photographie d'une bille de diamètre 1 cm placée à 1m en face du réseau. 94
2.21 Images reconstruites de la bille placée à 1m du réseau. 94
2.22 Photographies et images reconstruites avec les réseaux d'antennes espacées de manière uniforme et non uniforme. 95
2.23 (a) Photographie de deux billes métalliques de diamètre 1 cm placées à 0,5m en face du réseau 2D. (b) Image 3D reconstruite à partir de l'algorithme RMA et (c) le plan de coupe à la distance d'imagerie. 96
3.1 Illustration du Radar MIMO à acquisition simultanée. 103
3.2 Schéma illustratif d'un générateur de codes de Gold. 107
3.3 Coefficients de corrélation de Pearson (PCC) pour 30 signaux à saut de fréquences. 109
3.4 Scénario radar MIMO avec des signaux à saut de fréquence. 109
3.5 Cartographies radars obtenues par formation de faisceaux numérique et plan de coupe à la distance de focalisation (R=3m) pour le SIMO (verte), le SAR (bleue) et le MIMO (rouge). 110

3.6 Illustration de la zone éclairée instantanément par (a) un Radar à réseau d'antennes phasé, et (b) un Radar MIMO. 110
3.7 Courbe de comparaison du SNR des Radars SAR, SIMO et MIMO. 112
3.8 Synoptique du banc de mesure d'un Radar MIMO à sondage simultané. 112
3.9 Photographies du banc de mesure Radar MIMO à sondage simultané. (a) Matériels de génération et de mesure des signaux, (b) cylindre métallique à SER isotrope en azimut, (c) 1^{er} Réseau MIMO à espacement uniforme, (d) 2^{ieme} Réseau MIMO à espacement non uniforme, (e) 3^{ieme} Réseau MIMO à antennes clairsemées. 113
3.10 Images reconstruites pour une configuration SAR, SIMO et MIMO, et plan de couple à la distance de focalisation R = 3,5m. 113
3.11 Comparaison de la résolution angulaire de différentes configurations de réseau ayant le même nombre d'éléments. (a) Image radar du 1^{er} réseau. (b) Image radar du 2^{nd} réseau.(d) Image radar du $3^{ième}$ réseau. (d) Plan de coupe à la distance de focalisation R = 4,5 m. 114
3.12 Comparaison des plans de coupe pour différentes distances d'imagerie radar MIMO.115
3.13 Détection de 3 cibles . (a) 2 boîtes métalliques et une bouteille d'eau. (b) Image radar obtenue en appliquant la backpropagation. 115
3.14 Comparaison de l'architecture conventionnelle d'un Radar MIMO et celle à voie RF unique en émission. 116
3.15 Illustration de la génération passive de formes d'ondes orthogonales à partir d'une cavité à diversité modale, fréquentielle et spatiale. 119
3.16 Exemple de cavité surdimensionnée de forme régulière. (a) Face avant de la cavité avec 24 ports de sortie. (b) Intérieur de la cavité avec des antennes disposées aléatoirement. (c) Face arrière de la cavité avec le port unique d'entrée. (d) Exemple de fonction de transfert. (e) Exemple de réponse impulsionnelle. (f) Coefficients de corrélation de 16 voies de la cavité. 120
3.17 Comparaison du conditionnement des matrices des signaux à saut de fréquence (FH) et des signaux à sélectivité fréquentielle (FS) générés au moyen de la cavité [41]. 120
3.18 Bancs de mesure Radar MIMO. (a) Architecture conventionnelle de Radar MIMO avec 4 antennes et 4 voies RF. (b) MIMO à voie RF unique en transmission. Une seule voie est utilisée pour alimenter les 4 antennes Tx. 121
3.19 Résultats comparatifs des Radars MIMO conventionnels et Radar MIMO à voie RF unique en émission [41, 42]. 121
3.20 Illustration du Radar MIMO à voie RF unique en émission et en réception. . . . 122
3.21 Images reconstruites de deux cibles ponctuelles à SER isotropes avec une architecture de Radar MIMO conventionnelle et celle à voie RF unique en émission et en réception. 123
4.1 Synoptique du radiomètre à puissance totale à récepteur hétérodyne [10]. 134
4.2 Synoptique du radiomètre de Dicke [13]. 137
4.3 Schéma synoptique du radiomètre à addition de bruit [13]. 138
4.4 Synoptique du radiomètre à corrélation de bruit. 139

4.5 Description géométrique d'un récepteur élémentaire du radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique. . . . 141
4.6 Exemple de réseau interférométrique linéaire. . . . 144
4.7 Illustration de la mise en cohérence des ondes planes, le facteur de réseau est tracé à 3 GHz. . . . 144
4.8 Réseau en U, $M = 25$, $R_f = 1.81$. . . . 145
4.9 Réseau en T, $M = 24$, $R_f = 1.53$. . . . 146
4.10 Réseau "Greene wood", $M = 24$, $R_f = 1.69$. . . . 146
4.11 Réseau "Cross product", $M = 25$, $R_f = 1.42$. . . . 146
4.12 Réseau en triangle, $M = 25$, $R_f = 1.23$. . . . 147
4.13 Réseau en Y, $M = 25$, $R_f = 1.24$. . . . 147
4.14 Réseau circulaire uniforme, $M = 25$. . . . 148
4.15 Comparaison d'images reconstruites à la fréquence centrale et à toutes les fréquences de la bande. . . . 154
4.16 Scénario d'imagerie SAIR 2D. . . . 155
5.1 Exemple d'architecture conventionnelle d'un radiomètre SAIR. . . . 168
5.2 Architecture du radiomètre interférométrique à acquisition compressée. . . . 169
5.3 Scénario d'imagerie CSAIR 173
5.4 Exemple de fonction de transfert $\mathbf{H}_{nm}(f)$ et de réponse impulsionnelle avec un temps de décroissance $\tau_{rc} = 400$ns. . . . 174
5.5 Modules et phases des fonctions de visibilité dans le cas du SAIR et CSAIR. Les indices $l \in [1, 2, .., M^2]$ indiquent les échantillons de visibilité. . . . 174
5.6 Distributions des échantillons de visibilité en fonctions des fréquences spatiales à f_0 =3 GHz. . . . 176
5.7 Distributions des échantillons de visibilité, les échantillons correspondants aux fréquences spatiales nulles sont ignorés. . . . 176
5.8 Comparaison des images reconstruites pour un système SAIR et CSAIR avec $N \in [1, 2]$ [7]. . . . 177
5.9 Évolution de PSNR et RMSE en fonction du nombre de pixels illuminés [7]. . . . 178
5.10 Évolution du PSNR en fonction de la bande passante pour 4 pixels illuminés [7]. 179
5.11 Images reconstruites d'une source continue en forme de T [7]. . . . 179
5.12 Banc de mesure du SAIR conventionnel. (a) Matériel de mesure. (b) Réseau d'antennes disposées en forme de T et connectées au commutateur. (c) Antenne cornet utilisée pour émuler la source de bruit [7]. . . . 180
5.13 Le réseau d'antennes connectées à la face avant de la cavité et les 2 ports de sortie sur la face arrière [6]. . . . 180
5.14 Images reconstruites de la source de bruit. Les courbes à droite représentent les plans de coupes suivant les axes x et y (à la distance de focalisation) des images reconstruites du SAIR (en bleu) et CSAIR (en rouge) [7]. . . . 181
5.15 Localisation de 3 sources de bruit [5]. . . . 182
5.16 Évolution du SNR de visibilité en fonction du nombre M d'antennes et du nombre de sorties N du composant. . . . 183

5.17 Scénario d'imagerie CSAIR avec un réseau d'antennes disposées en forme de Y. . 186
5.18 Courbe de Picard tracée pour 9 sources ponctuelles. i indique l'indice des vecteurs $\mathbf{u}_i$, $\mathbf{v}_i$ et valeurs singulières σ_i. 187
5.19 Courbe d'estimation du paramètre de régularisation μ. 187
5.20 Spectres des 4096 valeurs propres des matrices carrées $\mathbf{G}^\dagger\mathbf{G}$ et $(\mathbf{G}^\dagger\mathbf{G} + \mu I)$, avec $\mu = 2,21 \times 10^{-4}$. 188
5.21 Images reconstruites de 9 sources ponctuelles pour un système SAIR et CSAIR. Les algorithmes de Fourier et de Tikhonov sont utilisés pour la reconstruction des images. 189
5.22 Reconstruction d'image avec un contraste de 10 K. 189
5.23 Plans de coupe de l'image pour $y = 0$. 190
5.24 Courbe de similarité structurelle en fonction du contraste de température (à gauche) et du rapport signal à bruit (à droite). 190
5.25 Images reconstruites d'un corps humain dans le cas d'un système SAIR (16 antennes 16 voies RF) et CSAIR (16 antennes 4 voies RF). 191
5.26 Banc de mesure CSAIR : (a) 16 antennes connectées à la face avant de la cavité surdimensionnée, (b) 4 voies de sortie sur la face arrière, (c) demi-sphère placée à l'intérieur de la cavité. 191
5.27 Fonctions de transfert $\mathbf{H}_{1m}$ ($m \in [1, 2, \ldots, M]$) et les matrices de corrélation pour chacune des voies de sortie. 192
5.28 Exemple de réponse impulsionnelle et l'énergie cumulée correspondante. 193
5.29 Antenne Vivaldi montée sur un rail à déplacement 2D (suivant les axes x et y). . 193
5.30 Image d'une source ponctuelle placée au centre du repère de la zone à imager. Les plans de coupes sont tracés pour $y = 0$ (à gauche) et $x = 0$ (à droite). 194
5.31 Exemples d'images reconstruites de différentes sources continues. 195
5.32 Géométrie du réseau interférométrique à 95 GHz en forme de Y [24]. 197
5.33 Prototype de codeur analogique millimétrique. (a) Face avant du composant avec les 63 ports d'entrée disposés en forme de Y, (b) face arrière du composant avec les 9 ports de sortie, (c) cavité chaotique élémentaire avec 7 accès en guide d'onde WR10 [24]. 197
5.34 Fonctions de transfert des cavités simulées sous CST Microwave studio (a) et exemple de réponse impulsionnelle (b). 198
5.35 Synoptique des étapes de simulation d'un système d'imagerie CSAIR en bande millimétrique (95 GHz). 198
5.36 Images reconstruites d'un corps humain portant une arme de poing avec un système SAIR (constitué de 63 antennes et 63 récepteurs) et un système CSAIR (constitué de 63 antennes et 9 récepteurs). 199
5.37 Prototypes des composants millimétriques. (a) Composant compressif avec 4 ports d'entrée et 1 port de sortie, tous en guide WR10. (b) Module LNA et démodulateur I/Q. (c) Carte ADC et FPGA. 199
A.1 Première approximation de Born. (a) Image continue originale et représentation de l'objet comme une somme de (b) diffuseurs et (c) sources élémentaires. 213

C.1 Réseaux en Y. (a) zone de couverture des fonctions de visibilité. (b) Réponse spatiale en champ proche. (c) Réponse spatiale en champ lointain et (d) plans de coupe suivant ξ et η. 219
C.2 (a) Module du spectre du signal émis. (b) Signal temporel (bruit) émis par l'AWG et mesuré à l'oscilloscope. 220
C.3 Synopsis du banc de mesure (à gauche) et photographie du banc complet (à droite). 220
C.4 Courbe d'évolution de la puissance utile mesurée. 220
C.5 Image reconstruite d'une source ponctuelle en fonction de la puissance utile. . . . 221
C.6 Images reconstruites de 4 sources avec différents niveaux de puissances. 221

Liste des tableaux

1.1 Propriétés radiatives des matériaux en fonctions de la fréquence [16, 17]. 17
3.1 Exemple de spécifications des signaux à saut de fréquence. 108
C.1 Tableau des puissances utiles émises par 4 sources ponctuelles. 221

Contributions scientifiques au cours de la thèse

Revues internationales

1er Auteur

1. E. L. Kpré, C. Decroze, and T. Fromenteze, “MIMO radar pseudo-orthogonal waveform generation by a passive 1 × M mode-mixing microwave cavity,” International Journal of Microwave and Wireless Technologies, pp. 1–7, Mar. 2017.
2. E. L. Kpre and C. Decroze, “Passive Coding Technique Applied to Synthetic Aperture Interferometric Radiometer,” IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, pp. 1–5, 2017.

Co-auteur

1. T. Fromenteze, E. Kpre, D. Carsenat, and C. Decroze, “Clean Deconvolution Applied to Passive Compressed Beamforming,” Progress In Electromagnetics Research C, vol. 56, pp. 163–172, 2015.
2. T. Fromenteze, E. L. Kpré, C. Decroze, and D. Carsenat, “Passive compression technique applied to UWB beamforming and imaging architectures,” International Journal of Microwave and Wireless Technologies, vol. 8, no. 4–5, pp. 815–823, Jun. 2016.
3. T. Fromenteze, E. L. Kpre, D. Carsenat, C. Decroze, and T. Sakamoto, “Single-Shot Compressive Multiple-Inputs Multiple-Outputs Radar Imaging Using a Two-Port Passive Device,” IEEE Access, vol. 4, pp. 1050–1060, 2016.

En cours

1. Ettien Lazare Kpré, Student Member, IEEE, Cyril Decroze, Moctar Mouhamadou, Thomas Fromenteze, "Computational Imaging for a Compressive Synthetic Aperture Interferometric Radiometer (CSAIR)", Transactions on Antennas and Propagation.

Conférences nationales et internationales avec comité de lecture

1er Auteur

1. E. L. Kpré, C. Decroze, D. Carsenat, and T. Fromenteze, “Mise en œuvre expérimentale d’un Radar MIMO Ultra-Large Bande”, in XIXèmes Journées Nationales Microondes, 2015.

2. E. L. Kpré, T. Fromenteze, C. Decroze, and D. Carsenat, “Experimental implementation of an ultra-wide band MIMO radar,” in Radar Conference (EuRAD), 2015 European, 2015, pp. 89–92.
3. E. L. Kpr, T. Fromenteze, and C. Decroze, “MIMO radar transmit array fed by a 1xM passive chaotic cavity,” in 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2016, pp. 1–5.
4. E. L. Kpré and C. Decroze, “Passively coded synthetic aperture interferometric radiometer (CSAIR) : Theory and measurement results,” in Antennas and Propagation (EUCAP), 2017 11th European Conference on, 2017, pp. 1243–1246.
5. E. Kpré and C. Decroze, “Synthetic Aperture Interferometric Imaging Using a Passive Microwave Coding Device,” in IEEE International Conference on Antennas Measurment and Application (CAMA 2016), 2016.
6. E. Kpré and C. Decroze, “Technique de codage passive pour l’imagerie microonde à synthèse d’ouverture interférométrique,” in Journées Nationales des Microondes (JNM 2017), 2017.

Co-auteur

1. T. Fromenteze, E. L. Kpre, C. Decroze, D. Carsenat, J. Gollub, and D. R. Smith, “Algorithme de projection pour l’imagerie microonde à haute résolution en temps réel,” in XIXèmes Journées Nationales Microondes, 2015.
2. T. Fromenteze, C. Decroze, D. Carsenat, and E. L. Kpré, “Imagerie MIMO ULB à haute résolution par un composant passif à port unique,” in XIXèmes Journées Nationales Microondes, 2015.
3. Thomas Fromenteze, Rixi Peng, Ettien L. Kpré, Moctar Mouhamadou, Cyril Decroze, David R. Smith,"Imagerie mono-fréquence par mesure d’intensité", XXèmes Journées Nationales Microondes, 2017.
4. T. Fromenteze, E. L. Kpré, C. Decroze, and D. Carsenat, “Passive UWB beamforming : AN to M compression study,” in Radar Conference (EuRAD), 2015 European, 2015, pp. 169–172.
5. T. Fromenteze et al., “Unification of compressed imaging techniques in the microwave range and deconvolution strategy,” in Radar Conference (EuRAD), 2015 European, 2015, pp. 161–164.
6. C. Decroze, E. L. Kpre, M. Mouhamadou, T. Fromenteze, S. Reynaud, "Millimeter wave computational interferometric radiometer",IEEE AP-S Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, July 9–14, 2017, San Diego, California, USA

Brevet

1. « SYSTEME D’IMAGERIE RADIOMETRIQUE HYPERFREQUENCE ET PROCEDE D’IMAGERIE ASSOCIE », demande de brevet déposée le 28/07/2016 sous le numéro FR1657335. Extension PCT en cours.

Prix

1. IEEE Ulrich L. Rohde Award for the best innovative paper at IEEE CAMA 2016 (International Conference on Antenna Measurements & Applications , October 23-27, 2016, Syracuse (NY), USA), for the paper “Synthetic Aperture Interferometric Imaging Using a Passive Microwave coding Device”.

Finaliste du meilleur papier

1. Ettien Lazare Kpré, Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, "MIMO Radar Transmit Array Fed by a 1xM Passive Chaotic Cavity", Eucap, Davos 2016.
2. E. Kpré and C. Decroze, “Technique de codage passive pour l’imagerie microonde à synthèse d’ouverture interférométrique,” in Journées Nationales des Microondes (JNM 2017), 2017.

Contribution à l'étude de techniques de codage analogique pour l'imagerie microonde active et passive

Résumé :

Cette thèse porte sur l'étude des techniques de codage analogique pour les systèmes d'imagerie microonde appliqués à la sécurité. La problématique actuelle, pour les futures générations de scanner microonde est de maximiser l'ouverture rayonnante du système pour garantir un maximum de résolution sur l'image finale, tout en garantissant un rafraîchissement temps réel. Ces contraintes imposent l'utilisation d'un grand nombre de capteurs adressés indépendamment par une voie RF, rendant l'architecture complexe et coûteuse.
L'objectif de cette thèse est de minimiser le nombre d'émetteurs et/ou récepteurs, sans affecter les performances en termes de résolution, et de rapidité d'acquisition. Les architectures proposées reposent essentiellement sur des techniques dites à synthèse d'ouverture qui s'appliquent aussi bien pour des systèmes actifs (Radar MIMO) que pour des systèmes passifs (Radiomètre à Synthèse d'ouverture Interférométrique). Ces techniques permettent de lever un premier verrou des systèmes d'imagerie actuels, puisqu'elles réduisent le nombre d'antennes nécessaires pour atteindre la résolution souhaitée. De plus, pour minimiser le nombre de récepteurs d'une architecture Radar MIMO ou SAIR conventionnelle, un composant microonde entièrement passif est utilisé pour coder simultanément les signaux d'antennes. Ce type de composant à diversité spatiale et fréquentielle présente des fonctions de transfert orthogonales et peut s'utiliser aussi bien en émission (pour la génération de formes d'ondes orthogonales) qu'en réception (pour coder les signaux d'antennes). Les techniques de traitement associées aux architectures proposées sont également analysées afin d'en évaluer les performances.

Des prototypes laboratoires sont mis en œuvre en bande S afin de valider les différents concepts proposés. Finalement, les résultats obtenus sont étendus en bande millimétrique pour la réalisation d'une caméra passive temps réel dans le cadre du projet ANR PIXEL.

Mots clés : Radar MIMO, Radiomètre à Synthèse d'Ouverture Interférométrique (SAIR), Imagerie Microonde, Cavité Microonde, Codage Passif, Signaux Orthogonaux, Problème Inverse.

Institut de Recherche XLIM - UMR CNRS N^o 7252
123, Avenue Albert Thomas - 87060 LIMOGES

Contribution to the study of analog coding techniques for active and passive microwave imaging

Abstract :

This thesis focuses on the study of analog coding techniques for microwave imaging systems dedicated to security application. The current problem for next generations of microwave scanners is to maximize the radiating aperture of the system to assure maximum resolution on the final image, while guaranteeing a real-time refresh. These constraints require the use of a large number of sensors addressed independently by an RF channel, making the architecture complex and expensive.
The objective of this thesis is to minimize the number of transmitters and/or receivers, without affecting performance in terms of resolution and acquisition speed. The proposed architectures are essentially based on so-called synthetic aperture techniques which apply to both active systems (Radar MIMO) and passive systems (Radiometer with Interferometric aperture synthesis). These techniques allow the first lockout of current imaging systems to be lifted by reducing the number of antennas needed to achieve the desired resolution. In addition, to minimize the number of transmitters and/or receivers in a conventional MIMO Radar or SAIR architecture, a fully passive microwave component is used to simultaneously encode antenna signals. This type of component with spatial and frequency diversity has orthogonal transfer functions and can be used both in transmission (for the generation of orthogonal waveforms) and in reception (to code antenna signals). The processing techniques associated with the proposed architectures are also analyzed to evaluate the performances.
Laboratory prototypes are implemented in S-band to validate the various proposed concepts.Finally, the results obtained are extended in millimetric band for the realization of a passive real time camera as part of the ANR-PIXEL project.

Keywords : MIMO Radar, Synthetic Aperture Interferometric Radiometer (SAIR), Microwave Imaging, Microwave Cavity, Passive Coding, Orthogonal Signals, Inverse Problem.

XLIM Research Institute - UMR CNRS N^o **7252**
123, Avenue Albert Thomas - 87060 LIMOGES