Thèse de doctorat

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

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

FACULTÉ des Sciences et Techniques
XLIM - Département Ondes et Systèmes Associés

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

présentée et soutenue par

Thomas FROMENTEZE

le 24 Septembre 2015

Développement d'une technique de compression passive appliquée à l'imagerie microonde

Thèse dirigée par Cyril Decroze et David Carsenat

JURY :

Président :

Raymond Quéré	**Professeur des universités** XLIM - Université de Limoges

Rapporteurs :

Julien DE ROSNY	**Directeur de recherche CNRS** Institut Langevin - ESPCI ParisTech
Laurent FERRO-FAMIL	**Professeur des universités** IETR - Université de Rennes

Examinateurs :

Stéphane LAROUCHE	**Assistant Research Professor** Duke University, Caroline du Nord USA
Patrick MILLOT	**Ingénieur de recherche** ONERA
Philippe POULIGUEN	**Responsable scientifique** Domaine "Ondes" de la DGA, Paris
Cyril DECROZE	**Maître de conférences, HDR** XLIM - Université de Limoges
David CARSENAT	**Enseignant Chercheur** XLIM - École d'ingénieurs 3il, Limoges

Invité :

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

Université de Limoges

« Dans les années 1950, une révolution scientifique s'est produite quand on a compris que, pour explorer un système trop riche en possibles, il est souvent préférable de s'y déplacer au hasard, plutôt que le quadriller méthodiquement ou d'y choisir des échantillons successifs de manière parfaitement aléatoire. C'était l'algorithme de Métropolis-Hastings, c'est aujourd'hui tout le domaine des MCMC, les Monte Carlo Markov Chains, dont l'efficacité déraisonnable en physique, en chimie, en biologie, n'a toujours pas été expliquée. Ce n'est pas une exploration déterministe, ce n'est pas non plus une exploration complètement aléatoire, c'est une exploration par marche au hasard. (...)Un nouveau pas de ma MCMC personnelle. »

Théorème Vivant, Cédric Villani

Remerciements

Je tiens à débuter ces remerciements en exprimant ma profonde reconnaissance à Cyril Decroze et David Carsenat, encadrants de ces travaux, pour ces années passées à me transmettre vos connaissances et vos esprits d'analyse qui m'ont progressivement permis de prendre en main ce sujet de thèse passionnant. Vous avez su répondre patiemment à mes armées de questions, des plus naïves aux plus tordues, et orienter les recherches de celles qui menaient vers l'inconnu au travers d'épiques discussions. Quoi que les prochaines années me réservent, je garderai ancré en moi l'empreinte de vos enseignements.

Je tiens ensuite à remercier Dominique Cross et Dominique Baillargeat, consécutivement directeurs de l'institut de recherche XLIM, ainsi que Thierry Monédière et Alain Reineix, responsables successifs de l'équipe Ondes et Systèmes Associés, de m'avoir accueilli au sein du laboratoire et permis d'effectuer cette thèse dans les meilleures conditions.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Raymond Quéré pour avoir accepté la présidence de ce jury de thèse. Je remercie Julien de Rosny, Directeur de recherche à l'institut Langevin ainsi que Laurent Ferro-Famil, Professeur à l'Université de Rennes, d'avoir accepté de rapporter ces travaux. Je souhaite aussi exprimer ma reconnaissance aux examinateurs Stéphane Larouche, assistant research professor à l'Université de Duke, Patrick Millot, ingénieur de recherche à l'ONERA, ainsi que Philippe Pouliguen, responsable scientifique du domaine "Ondes" de la DGA. Enfin, je remercie Jean-Christophe Joly, responsable scientifique au CEA Gramat d'avoir accepté de prendre part à ce jury.

J'exprime ma profonde reconnaissance à David R. Smith, Professeur de l'Université de Duke, pour son accueil au sein du Center for Metamaterials and Integrated Plasmonics, ainsi qu'à Jonah Gollub, responsable du groupe d'imagerie microonde, pour sa grande gentillesse. J'ai eu l'occasion pendant ces quelques mois de rencontrer de nombreuses personnes qui ont participé à l'excellent déroulement de cette expérience. Je tiens ainsi à remercier Stéphane Larouche dont j'ai eu l'honneur de partager le bureau, ainsi qu'Alexandre Baron et Christos Argyropoulos pour ces nombreuses pauses de midi à discuter. J'ai une pensée particulière pour Okan Yurduseven et Mohammadreza Imani

qui ont fait preuve d'une grande sympathie à mon égard et avec qui j'ai pris plaisir à collaborer par la suite. Je tiens enfin à remercier Tomas Zvolensky, Michael Boyarsky, Patrick Bowen, Hayrettin Odabasi, Parker Trofatter, Tim Sleasman et Guy Lipworth que j'ai eu la chance de côtoyer pendant ce séjour scientifique.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Patricia Leroy, secrétaire du département OSA sur le site d'Ester, pour sa redoutable efficacité et sa sympathie. Je garderai notamment en mémoire le dossier monté pour mon séjour de recherche à l'étranger dont la complexité dépasse à mes yeux la somme des notions qui seront abordées dans cet ouvrage.

Un grand merci à Audrey Martin pour tout le soutien et les conseils apportés avec toute la jovialité qui la caractérise si bien, ainsi que pour l'accompagnement de mes activités de moniteur au sein de l'IUT Mesures Physiques de Limoges.

Mes remerciements vont ensuite à Éric Arnaud et Nicolas Chevalier qui ont participé aux réalisations des composants microondes présentés dans cet ouvrage, ainsi qu'à Aurelian Crunteanu pour la fabrication des filtres à ondes de surface en salle blanche et Damien Passerieux qui a assuré les mesures sous pointes.

Cette troisième année de doctorat s'est conclue par la co-organisation d'un séminaire sur les nouvelles techniques d'imagerie microonde, SMILE 2015. Je tiens ainsi à remercier l'ensemble des personnes qui ont pris part à celui-ci pour y présenter leurs travaux, ainsi que le CEA Gramat pour le soutien apporté.

Séminaire sur l'imagerie microonde à Limoges - SMILE 2015

J'ai une pensée pour les personnes que j'ai eu la chance de côtoyer à OSA dont notamment Ettien Kpré, André Paris, Miguel Garcia Fernandez, Nabil Arsalane, Moctar Mouhamadou, Irina Vermesan, Aymen Oueslati, Faycel Fezai, Jamil Fouany, Cyrille Menudier, Laure Huitema, Thierry Monédière et Marc Thévenot. Je tiens aussi à remercier Sébastien Reynaud, Nicolas Chevalier, Régis Chantalat et Joddie Pereira de Deus de Cisteme pour leur grande sympathie.

Je remercie aussi mes amis doctorants à XLIM, Nicolas Jolly, Arnaud Delias, Karthik Nakkala, Paul Leshauris, Yoann Marchives, Agostino Benvegnu, Carlos Paragua et Samuel Ngoho et leur souhaite bon courage pour cette dernière ligne droite.

Enfin quelques mots pour les personnes qui me sont chères. Un grand merci à toute ma grande famille dont le soutien moral infaillible à permis de repousser les frustrations de ces dernières années. Une pensée à mes amis de toujours Shane Abeysekera et Gregory Durand, pour toutes ces années à rire et à se construire ensemble, ainsi qu'à Amine Ould-Hamouda pour son amitié et pour le millier de références à South Park et Scrubs qui me font m'évader. Enfin un immense merci à Valérie Graullier dont le soutien sans faille me permet d'envisager l'avenir et le quotidien.

Table des matières

Introduction générale 1

Chapitre 1 : Imagerie microonde et applications . 4

1.1 Introduction 5
1.2 Brève histoire des systèmes de localisation et d'imagerie électromagnétiques 5
1.2.1 Écholocalisation 5
1.2.2 Fondation de l'électromagnétisme et apparition des radars 6
1.3 Ondes électromagnétiques et propagation 6
1.3.1 La formulation de Maxwell 6
1.3.2 Équation de propagation 7
1.3.3 Solutions harmoniques 8
1.3.4 Fonctions de Green 8
1.3.5 Première approximation de Born 9
1.4 Imagerie et problèmes inverses 10
1.4.1 Formulation du problème inverse 10
1.4.2 Formation de faisceaux 11
1.4.3 Algorithme *Delay-and-sum* - Backpropagation 15
1.4.4 Approche spectrale : décomposition en ondes planes 16
1.4.5 Imagerie par pseudo-inversion 19
1.4.6 Comparaison des principales méthodes d'imagerie microonde 20
1.5 Implémentation pratique 21
1.5.1 Réseau à balayage électronique 21
1.5.1.1 Architectures *passives* 21
1.5.1.2 Architectures actives 22
1.5.2 Architectures passives à entrées commutées 24
1.5.2.1 Lentilles de Rotman 24
1.5.2.2 Matrices de Butler 26
1.5.3 Architectures de conversion et de traitement numérique 27
1.5.4 Bilan des architectures présentées 29
1.6 Objectifs et enjeux de la thèse 29
1.6.1 Techniques d'acquisitions comprimées et application à l'imagerie . . 31
1.6.2 Connexions avec d'autres travaux 36
1.6.2.1 Acquisition comprimée 36
1.6.2.2 Imagerie acoustique 38
1.6.2.3 Imagerie optique 39
1.6.2.4 Imagerie microonde 41
1.6.2.4.1 Formation de faisceaux par retournement temporel 41
1.6.2.4.2 Imagerie compressive basée sur l'utilisation de résonateurs couplés 42
1.7 Conclusion du chapitre 45

Chapitre 2 : Étude de composants compressifs planaires 46

2.1 Introduction 47
2.2 Conception d'un cristal photonique 2D 49
2.2.1 Outils d'analyse de la diversité modale 50
2.2.1.1 Cas de référence : une cavité régulière 2D 50

2.2.1.2 Métrique de corrélation . . . 57
2.2.2 Ruptures d'impédance et périodicité . . . 59
2.2.3 Comparaison des performances . . . 64
2.2.4 Réalisation et mesure du composant . . . 66
2.2.5 Bilan de puissance . . . 68
2.2.6 Déconvolution par régularisation . . . 69
2.2.7 Performances en formation de faisceaux en fonction du rapport signal à bruit . . . 72
2.2.8 Caractérisation du rayonnement . . . 76
2.2.9 Application à l'imagerie radar . . . 79
2.2.10 Algorithme de reconstruction itératif . . . 82
2.2.10.1 Principe théorique et simulation des performances . . . 82
2.2.10.2 Validation expérimentale . . . 89
2.3 Composant chaotique 2D . . . 92
2.3.1 Design du composant . . . 94
2.3.2 Analyse de la diversité spatiale de la cavité chaotique . . . 99
2.3.3 Méthode d'optimisation du placement des ports . . . 100
2.3.4 Méthode de correction matricielle . . . 106
2.3.5 Mise en œuvre expérimentale . . . 111
2.3.6 Excitation de plusieurs ports et gain en diversité . . . 114
2.4 Conclusion du chapitre . . . 119

Chapitre 3 : Filtres à ondes de surface et composants compressifs miniatures . . . 121
3.1 Introduction . . . 122
3.2 Principe théorique . . . 122
3.3 Simulation des filtres SAW compressifs . . . 128
3.4 Réalisation des filtres SAW OFC et validation du principe de formation de faisceaux compressive. . . . 134
3.4.1 Étude des filtres réalisés . . . 134
3.4.2 Application à la formation de faisceaux . . . 136
3.5 Montage du composant et futures études . . . 141
3.6 Conclusion du chapitre . . . 141

Chapitre 4 : Composants volumiques et imagerie MIMO . . . 142
4.1 Introduction . . . 143
4.2 Gains apportés par l'imagerie MIMO . . . 143
4.3 Développement d'un formalisme associé à l'imagerie radar MIMO compressive 149
4.4 Preuve de concept . . . 151
4.4.1 Composant compressif 3D . . . 151
4.4.2 Simulation d'imagerie MIMO . . . 153
4.4.3 Validation expérimentale . . . 156
4.4.3.1 Reconstruction par backpropagation . . . 157
4.4.3.2 Reconstruction par *Range Migration Algorithm* . . . 158
4.5 Conclusion . . . 160

Annexe A : De la formulation de Maxwell à l'expression des potentiels retardés 172
A.1 La formulation de Maxwell 173
A.1.1 Équation de propagation 174
A.1.1.1 Vitesse de la lumière 175
A.1.2 Solutions harmoniques 176
A.1.3 Fonctions de Green 176

Annexe B : Application du composant chaotique aux grands réseaux d'antennes 178

Table des figures 185

Liste des tableaux 198

Introduction générale

La compréhension relativement récente des phénomènes électromagnétiques naturellement présents dans la nature a largement contribué aux révolutions technologiques et culturelles de ces deux derniers siècles. La maîtrise de ces rayonnements et leur utilisation comme vecteur d'information a ainsi donné source aux télécommunications, devenues omniprésentes dans notre quotidien. Cette révolution s'est accompagnée de la création des systèmes d'imagerie radar capables d'apporter de nouvelles informations par rapport aux systèmes optiques. Les applications des radars sont nombreuses et couvrent de larges domaines, allant de la détection de cibles aux mesures de mouvements atmosphériques pour la prévision météorologique. Ces systèmes ont plus récemment été adaptés à des applications d'imagerie nécessitant une résolution spatiale accrue telle que le diagnostic médical et la détection d'objets enfouis.

L'étude de la vitesse de propagation de ces ondes en milieu homogène a permis le développement des premiers radars, basés sur la mesure du temps nécessaire à leur voyage entre opérateur et cible à localiser. Le développement de systèmes de localisation de plus en plus performants a notamment été motivé par les deux Guerres mondiales pendant lesquels la détection de navires de guerre et d'avions de combat s'est présentée être un avantage crucial. La technologie a ainsi évolué, permettant l'obtention de radars embarqués capables de suivre simultanément plusieurs cibles de façon indépendante. Ces systèmes ont ensuite été détournés de leurs premiers usages afin de les adapter à de nombreux domaines, tirant profit de la pénétration des ondes aux fréquences centimétriques et millimétriques dans certains matériaux totalement opaques aux longueurs d'onde optiques.

Face aux limitations présentées par les systèmes actuels, ces travaux de thèse tentent de proposer des alternatives permettant d'outrepasser les contraintes technologiques actuelles restreignant l'implémentation à grande échelle de techniques performantes. Une méthode de compression basée sur l'utilisation de composants dispersifs est ainsi développée et adaptée à différents domaines de l'imagerie microonde afin de réduire la complexité et la multiplicité des chaînes d'émission et de réception nécessaires au fonctionnement des systèmes actuels.

Ce travail prospectif débute par un premier chapitre présentant le contexte dans lequel s'inscrivent ces travaux. Partant des faits marquants ayant conduit à la découverte puis à la maîtrise des rayonnements électromagnétiques, le formalisme associé à la propagation des ondes est développé. Se basant sur ce formalisme, plusieurs solutions d'imagerie exploitant la mesure de ces rayonnements sont expliquées. Un bilan des architectures des systèmes actuels est ensuite développé afin de dégager l'ensemble des contraintes existantes. Le principe sur lequel reposent ces travaux est alors introduit, expliquant

la façon dont les architectures actuelles pourraient être simplifiées. Le lien entre cette technique développée dans le domaine microonde et d'autres approches analogues sera alors étudié afin de situer ces travaux et conclure ce chapitre introductif.

Le second chapitre de cet ouvrage se concentre sur la réalisation de composants dispersifs planaires et leur application à l'imagerie compressive. Le lien entre qualité de reconstructions des scènes à imager et diversité modale des ondes résonantes dans les composants est présenté, permettant de déterminer une métrique de performance. Au travers du développement de plusieurs composants compressifs dont les capacités sont étudiées, le formalisme associé à la reconstruction des informations compressées est développé dans ce chapitre, introduisant de nouvelles méthodes directes et itératives. L'application de ce principe est validée au travers de plusieurs expériences permettant d'étudier les performances en imagerie de ces composants et des méthodes de reconstruction associées, allant jusqu'à l'implémentation en temps réel de cette technique pour la localisation de cibles mouvantes.

Le troisième chapitre présente l'étude de composants miniatures basés sur la conversion des ondes électromagnétiques en ondes acoustiques. En effet, la grande différence de vitesse de propagation entre ces deux domaines permet une compression des circuits dispersifs de l'ordre de 5 ordres de grandeur. Des filtres à ondes de surface sont ainsi développés et optimisés pour ces applications compressives, facilitant la possible implémentation de cette technique à de nombreux domaines étant donné la compacité et la bande de fréquence de fonctionnement du composant développé.

Le quatrième chapitre de ce manuscrit de thèse porte sur l'application de ce principe compressif à l'imagerie microonde à haute résolution. La contrainte d'encombrement du composant compressif est alors relâchée, axant l'étude sur la qualité de reconstruction d'une grande quantité de signaux mesurés sur une très large bande passante. Cette technique est alors adaptée aux architectures MIMO (Multiple Inputs – Multiple Outputs) où plusieurs émetteurs et récepteurs doivent être capables de fonctionner indépendamment pour mesurer une grande quantité d'interactions entre antennes et milieux à imager. L'adaptation de ce principe compressif à l'architecture simplifiée rend alors possible la reconstruction d'images dont la résolution n'était jusqu'alors atteignable qu'au moyen de systèmes actifs complexes et onéreux.

Enfin, le cinquième chapitre de cet ouvrage présente une synthèse des systèmes développés pendant ces 3 années de doctorat. Les perspectives associées à ces travaux ainsi que l'orientation des futures recherches seront ainsi développées.

Chapitre 1

Imagerie microonde et applications

Sommaire

1.1 Introduction 5

1.2 Brève histoire des systèmes de localisation et d'imagerie électromagnétiques 5

1.3 Ondes électromagnétiques et propagation 6

1.4 Imagerie et problèmes inverses 10

1.5 Implémentation pratique 21

1.6 Objectifs et enjeux de la thèse 29

1.7 Conclusion du chapitre 45

1.1 Introduction

Une présentation condensée de l'histoire de l'électromagnétisme et des applications de localisation et d'imagerie est développée afin de situer le cadre applicatif de ces travaux. Un formalisme mathématique basé sur la résolution des équations de Maxwell est étudié afin de constituer le tronc commun de ce manuscrit, autour duquel s'actionneront toutes les solutions matérielles et algorithmiques permettant la réalisation d'images radar. Après avoir présenté les principaux algorithmes et architectures utilisés à ce jour, un bilan des limitations actuelles est dressé afin d'établir le cadre dans lequel s'inscrivent ces travaux.

1.2 Brève histoire des systèmes de localisation et d'imagerie électromagnétiques

1.2.1 Écholocalisation

L'observation de la méthode d'écholocalisation utilisée par de nombreuses espèces animales a inspiré l'Homme dans le développement de systèmes de détection. Cette capacité a été rapportée pour la première fois dans une publication datant de 1794, lorsqu'un chercheur italien remarqua la capacité des chauves-souris à se déplacer en l'absence totale de visibilité [1]. Exploitant la propagation à vitesse constante des ondes acoustiques en milieu homogène, il est ainsi possible d'estimer la position d'une cible en mesurant le temps d'aller-retour d'une impulsion (Fig. 1.1).

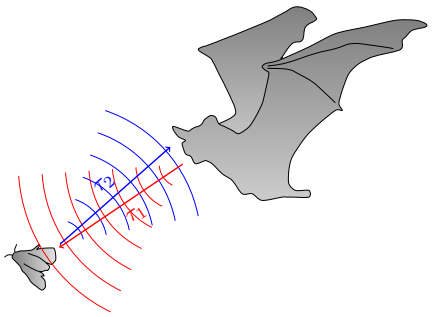
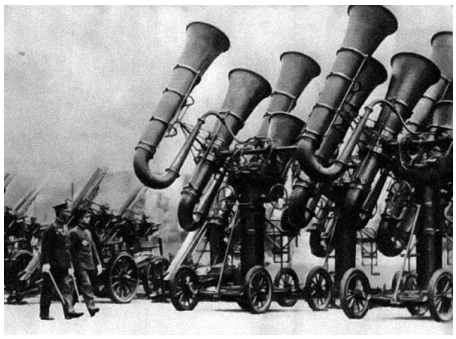


FIGURE 1.1 – Principe d'écholocalisation utilisé par les chauves-souris.

L'exploitation de ce phénomène a permis le développement de localisateurs acoustiques tels que les tubas de guerre, généralement associés à des opérateurs munis de cornets récepteurs (Fig. 1.2). Utilisés depuis la Première Guerre mondiale, ils permettaient la détection à distance d'avions et de canons ennemis jusqu'à leur abandon en milieu de Seconde Guerre mondiale lors du développement des premiers radars, dont les capacités surpassaient celles des localisateurs acoustiques.



(a) Tubas de guerre utilisés par l'armée japonaise dans les années 1930

(b) Système de localisation américain datant de 1921

FIGURE 1.2 – Exemples de localisateurs acoustiques.

1.2.2 Fondation de l'électromagnétisme et apparition des radars

Le début du 19^e siècle a été marqué par la naissance des premières théories présentant la nature des phénomènes électriques et magnétiques observés expérimentalement, jusqu'à leur unification par les travaux de J.C. Maxwell en 1865. Les principaux faits marquants et les références bibliographiques associées ayant permis d'établir les fondations de la théorie de l'électromagnétisme sont rassemblés sous la forme d'une frise chronologique en annexe (A.1). L'expérience relatée par A. Popov d'une rupture de communication maritime lors du passage d'un navire de guerre sans qu'il ne puisse en expliquer la cause constitue la première référence historique de l'utilisation d'ondes radio fréquence comme support de détection. Ce n'est que quelques années plus tard que les avancées technologiques permirent les premières expériences de localisation introduisant le principe du RADAR (RAdio Detection And Ranging). Une analyse du formalisme introduit par les équations de Maxwell est présentée dans la partie suivante.

1.3 Ondes électromagnétiques et propagation

1.3.1 La formulation de Maxwell

L'ensemble des systèmes présentés dans ce document repose sur l'exploitation d'informations collectées en mesurant des champs électromagnétiques. Ce chapitre est ainsi introduit par les notions fondamentales liées au rayonnement et à la mesure d'ondes. L'ensemble de quatre équations différentielles dérivées des travaux de James Clerk Maxwell décrit les phénomènes fondamentaux régissant l'électromagnétisme, établis en continuité de précédents travaux sur l'électricité et le magnétisme réalisés notamment par André-Marie Ampère, Michael Faraday, James Joule et William Thomson. Un condensé de l'histoire de l'électromagnétisme et de la détermination de la vitesse de la lumière est développé en annexe A. Lorsque le volume étudié est vide et contient des distributions de

charges et de courants électriques, les équations de Maxwell prennent la forme vectorielle suivante :

$$\vec{\nabla}.\vec{E}(\vec{r},t) = \frac{\rho(\vec{r},t)}{\epsilon_0} \tag{1.1}$$

$$\vec{\nabla}.\vec{B}(\vec{r},t) = 0 \tag{1.2}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r},t) = -\frac{\partial \vec{B}(\vec{r},t)}{\partial t} \tag{1.3}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{B}(\vec{r},t) = \mu_0 \vec{J}(\vec{r},t) + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}(\vec{r},t)}{\partial t} \tag{1.4}$$

Parmi l'ensemble des notions introduites dans ces équations, les termes $\vec{E}(\vec{r},t)$ et $\vec{B}(\vec{r},t)$ correspondent respectivement aux champs électrique et magnétique. Les constantes ϵ_0 et μ_0 sont les permittivité diélectrique et perméabilité magnétique du vide. Enfin les densités volumiques de charges et courants électriques du milieu étudié sont notés respectivement $\rho(\vec{r},t)$ et $\vec{J}(\vec{r},t)$. L'ensemble de ces notions est décrit en fonction de leur position dans l'espace $\vec{r}$ et du temps t. Ces équations mettent ainsi en évidence le couplage entre champ électrique et champ magnétique, à condition que ceux-ci varient dans le temps. Ces équations sont développées de façon succinctes dans les prochaines sections afin de mettre en évidence la nature propagative des ondes électromagnétiques. Le développement complet de ces calculs est consultable en annexe A.

1.3.2 Équation de propagation

En appliquant l'opérateur rotationnel $\vec{\nabla}\wedge$ à l'équation (1.3) vient le développement suivant :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r},t) = -\vec{\nabla} \wedge \frac{\partial B(\vec{r},t)}{\partial t} \tag{1.5}$$

Il est ensuite possible de substituer les expressions $\vec{\nabla}.\vec{E}(\vec{r},t)$ et $\vec{\nabla} \wedge \vec{B}(\vec{r},t)$ par leurs équivalents donnés en équations (1.1) et (1.4) :

$$\nabla^2 \vec{E}(\vec{r},t) - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}(\vec{r},t)}{\partial t^2} = \frac{1}{\epsilon}\vec{\nabla}\rho - \mu_0 \frac{\partial \vec{J}(\vec{r},t)}{\partial t} \tag{1.6}$$

avec $\Delta = \nabla^2$ l'opérateur différentiel laplacien. En l'absence de charge et de courant électrique dans le volume étudié, l'expression du champ électrique s'écrit alors :

$$\Delta \vec{E}(\vec{r},t) - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}(\vec{r},t)}{\partial t^2} = 0 \tag{1.7}$$

1.3.3 Solutions harmoniques

L'équation (1.7) permet de représenter la nature propagative des ondes électromagnétiques sous la forme d'une équation différentielle impliquant des dérivées spatiales et temporelles. La résolution de cette équation permet alors d'obtenir l'expression du champ électrique (et par résolution analogue celle du champ magnétique). Ce problème est traité par décomposition de l'expression vectorielle sous formes scalaires :

$$\Delta\Psi(\vec{r},t) - \frac{1}{c^2}\frac{\partial^2\Psi(\vec{r},t)}{\partial t^2} = 0 \tag{1.8}$$

où $\Psi(\vec{r},t)$ représente une des composantes parmi E_x, E_y, E_z, B_x, B_y et B_z. L'expression (1.8) correspond à l'équation de D'Alembert, qui admet notamment des solutions harmoniques de la forme d'ondes planes :

$$\Psi(\vec{r},t) = \Psi_0 e^{j(\vec{k}.\vec{r}\pm\omega t)} \tag{1.9}$$

Sous conditions linéaires, l'expression de tout champ scalaire peut être décomposée en une somme ce ces harmoniques afin de simplifier l'étude des problèmes associés.

1.3.4 Fonctions de Green

En présence d'une source $f(\vec{r},t)$, l'expression du champ scalaire est la suivante :

$$\Delta\Psi(\vec{r},t) - \frac{1}{c^2}\frac{\partial^2\Psi(\vec{r},t)}{\partial t^2} = -f(\vec{r},t) \tag{1.10}$$

Par décomposition spectrale, cette expression peut être étudiée pour chaque fréquence indépendamment :

$$\Delta\Psi_\omega(\vec{r}\,) + k^2\Psi_\omega(\vec{r}\,) = -f_\omega(\vec{r}) \tag{1.11}$$

Cette solution peut être représentée par une somme d'excitations élémentaires de position $\vec{r}'$ représentées par des delta de Dirac :

$$\Delta G_\omega(\vec{r},\vec{r}') + k^2 G_\omega(\vec{r},\vec{r}') = -\delta(\vec{r},\vec{r}') \tag{1.12}$$

La réponse à chaque excitation élémentaire correspond alors à une fonction de Green $G_\omega(\vec{r},\vec{r}')$, permettant de reconstruire la solution initiale en sommant les contributions de chaque source :

$$\Psi_\omega(\vec{r}\,) = \int_{r'} f_\omega(\vec{r}')\ G_\omega(\vec{r},\vec{r}')\ d^3\vec{r}' \tag{1.13}$$

D'après les développements présentés en annexe A, la solution générale de

l'équation (1.10) est ainsi :

$$\Psi(\vec{r},t) = \frac{1}{4\pi}\int_{r'} \frac{f(\vec{r}', t \pm \frac{|\vec{r}-\vec{r}'|}{c})}{|\vec{r}-\vec{r}'|}\, d^3\vec{r}' \tag{1.14}$$

Mathématiquement, l'équation (1.10) admet donc une solution causale en $t - \frac{|\vec{r}-\vec{r}'|}{c}$ qui sera retenue comme unique solution physique lorsque la notion de temps négatif n'est pas permise, et une solution anti-causale en $t + \frac{|\vec{r}-\vec{r}'|}{c}$. Le champ calculé est ainsi composé d'une somme des contributions spatiales issues de la fonction source décrite par le vecteur $\vec{r}'$, retardées en fonction de la position de l'observateur $\vec{r}$.

1.3.5 Première approximation de Born

Dans le cadre d'imagerie radar, une onde est émise en direction d'une cible, réfléchie par celle-ci puis reçue par une antenne. Il est possible de modéliser ce phénomène à l'aide de la première approximation de Born. Elle consiste à décomposer la cible en une somme de diffuseurs élémentaires négligeant ainsi les réflexions multiples qui peuvent se produire sur la cible (Fig.1.3).

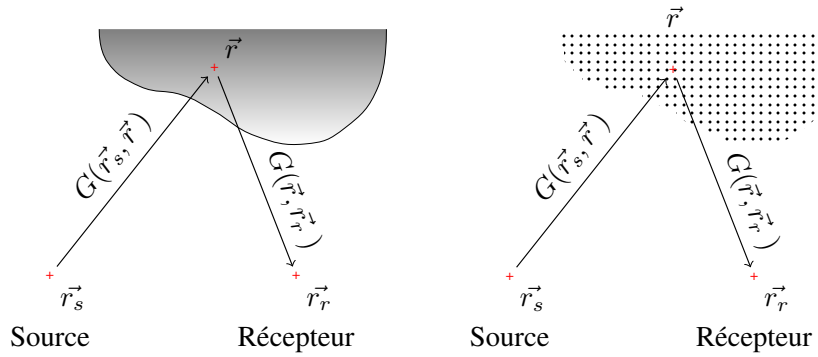


FIGURE 1.3 – Application de la première approximation de Born : représentation de la réflexion d'une cible continue comme une somme de diffuseurs élémentaires.

L'expression exacte du signal réfléchi reçu par le récepteur est définie de la façon suivante :

$$\Psi_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r}) = G_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r}) + \int_{\vec{r}} f_\omega(\vec{r_s})\; G_\omega(\vec{r_s},\vec{r}\,)\; O_\omega(\vec{r_s},\vec{r},\vec{r_r})\; G_\omega(\vec{r},\vec{r_r})\; d^3\vec{r} \tag{1.15}$$

où $O_\omega(\vec{r_s},\vec{r},\vec{r_r})$ correspond à la fonction de réflexion exacte de la cible en fonction des positions du couple émetteur-récepteur et de l'ensemble des lieux de la cible $\vec{r}$. La fonction de Green $G_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})$ correspond quant à elle à l'interaction entre antennes d'émission et de réception. Ce couplage sera dans l'ensemble des études menées dans cet ouvrage supprimé par la soustraction de la réponse des systèmes d'imagerie lorsqu'aucune cible n'est placée

dans la scène à imager. La première approximation de Born consiste donc à remplacer la réflectivité spatiale de la scène O_ω par un ensemble d'éléments à réponse isotrope $\Delta O_\omega(\vec{r})$:

$$\Psi_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r}) \approx G_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r}) + \int_{\vec{r}} f_\omega(\vec{r_s})\ G_\omega(\vec{r_s},\vec{r}\ )\ \Delta O_\omega(\vec{r})\ G_\omega(\vec{r},\vec{r_r})\ d^3\vec{r} \tag{1.16}$$

1.4 Imagerie et problèmes inverses

Dans cette partie, un formalisme mathématique relatif au calcul d'images radar est présenté, suivi d'une revue des principales techniques employées dans le domaine des microondes. Cette section n'a pas pour ambition de présenter une étude complète de l'ensemble des techniques existantes – qui constituerait un ouvrage à part entière vu leur multiplicité – mais d'expliquer les principales idées autour desquelles les ramifications se sont créées en apportant une grande variété d'optimisations algorithmiques et matérielles. Un formalisme mathématique est développé afin de présenter les approches physiques et mathématiques liées à l'imagerie radar, permettant de mettre en évidence les problèmes inverses à résoudre.

1.4.1 Formulation du problème inverse

En faisant la synthèse des dernières sections, il est possible de formuler le principe d'imagerie radar comme l'équivalent d'un problème inverse à résoudre. Soit un ensemble d'émetteurs de coordonnées $\vec{r_s}$ et un ensemble de récepteurs de coordonnées $\vec{r_r}$, pour une scène donnée l'ensemble des signaux mesurés par chaque couple émetteur-récepteur s'écrit, dans le cadre de la première approximation de Born et en l'absence de couplage entre antennes :

$$\Psi_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r}) \approx f_\omega(\vec{r_s}) \int_{\vec{r}} G_\omega(\vec{r_s},\vec{r}\ )\ \Delta O_\omega(\vec{r})\ G_\omega(\vec{r},\vec{r_r})\ d^3\vec{r} \tag{1.17}$$

Le but est alors à partir des mesures de $\Psi_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})$ de reconstituer une estimation de $\Delta O_\omega(\vec{r})$, correspondant à la réflectivité de la cible. Le problème peut être discrétisé dans l'espace et formulé matriciellement de la façon suivante, pour chaque fréquence indépendamment :

$$\underbrace{[\Psi_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})]}_{N_s\times N_r} = \underbrace{[f_\omega(\vec{r_s})\ G_\omega(\vec{r_s},\vec{r}\ )]}_{N_s\times N}\underbrace{[\Delta O_\omega(\vec{r})]}_{N\times N}\underbrace{[G_\omega(\vec{r},\vec{r_r}\ )]}_{N\times N_r} \tag{1.18}$$

Le calcul est ainsi discrétisé en fonction des N_s émetteurs, N_r récepteurs, et N points de la cible à imager. Pour une fréquence donnée, l'expression $\Delta O_\omega(\vec{r})$ correspond à un vecteur de dimensions $1 \times N$ après discrétisation. Il est ainsi reproduit sur N lignes afin d'obtenir une matrice carrée compatible avec cette formulation.

Note : Par soucis de simplicité, l'approximation faite par dans le cadre de la première approximation de Born n'est plus représentée, remplaçant le signe $\approx$ par un signe $=$. Il faudra toutefois garder à l'esprit que cette formulation ne tient pas compte des effets de multi-trajets introduits par la cible, prenant uniquement en considération la première réflexion de chaque point de l'espace.

De façon générale, le but de tout algorithme ou système d'imagerie est de compenser les matrices contenant les fonctions de Green aller et retour afin d'extraire la signature de la cible $\Delta O_\omega(\vec{r})$ des signaux reçus. Dans cette optique, plusieurs méthodes sont présentées dans les sections suivantes.

Les techniques d'imagerie développées dans les prochaines parties sont expliquées dans le cas de réseaux utilisés uniquement en émission ou en réception afin de simplifier les formulations. Les problèmes de propagation traités étant linéaires et réciproques, l'ensemble des techniques développées peuvent être directement adaptées aux cas d'émission et de réception associés dans le cas de systèmes d'imagerie comportant plusieurs émetteurs et récepteurs indépendants.

1.4.2 Formation de faisceaux

La formation de faisceaux (parfois référencé sous son nom anglais *Beamforming*) est la méthode de détection la plus largement répandue dans l'ensemble des systèmes existants. Le but de cette méthode est de focaliser l'énergie d'un réseau d'antennes dans une direction particulière de l'espace au moyen de retards appliqués sur les éléments rayonnants. Pour illustrer ce principe, un réseau de N antennes espacées d'une distance d et émettant des signaux $E(n, f)$ est considéré (Fig. 1.4).

Un point P est placé dans une direction θ_0 par rapport à l'axe portant le réseau. La position de P est notée $\vec{r}$ et celles des antennes $\vec{r_s}(n)$, pour n variant de 1 à N. D'après l'équation (1.13), le signal reçu en P s'écrit de la façon suivante :

$$S_P(f, \vec{r}) = \sum_{n=1}^{N} E(n, f) \, \frac{e^{-jk|\vec{r_s}(n)-\vec{r}|}}{4\pi|\vec{r_s}(n)-\vec{r}|} \tag{1.19}$$

choisissant les signaux $E(n, f)$ émis par les éléments rayonnants de façon à focaliser en P. Dans le cas d'un rayonnement en champ lointain, des simplifications sont possibles permettant d'exprimer la valeur des poids à appliquer aux antennes pour focaliser le champ dans une direction particulière de l'espace. Une représentation des zones de champ est présentée afin de spécifier la distance associée à une telle approximation (Fig. 1.5).

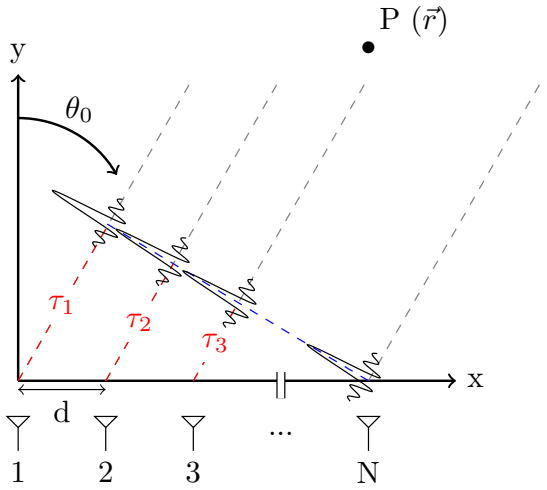


FIGURE 1.4 – Principe de formation de faisceaux par l'émission d'impulsions retardées.

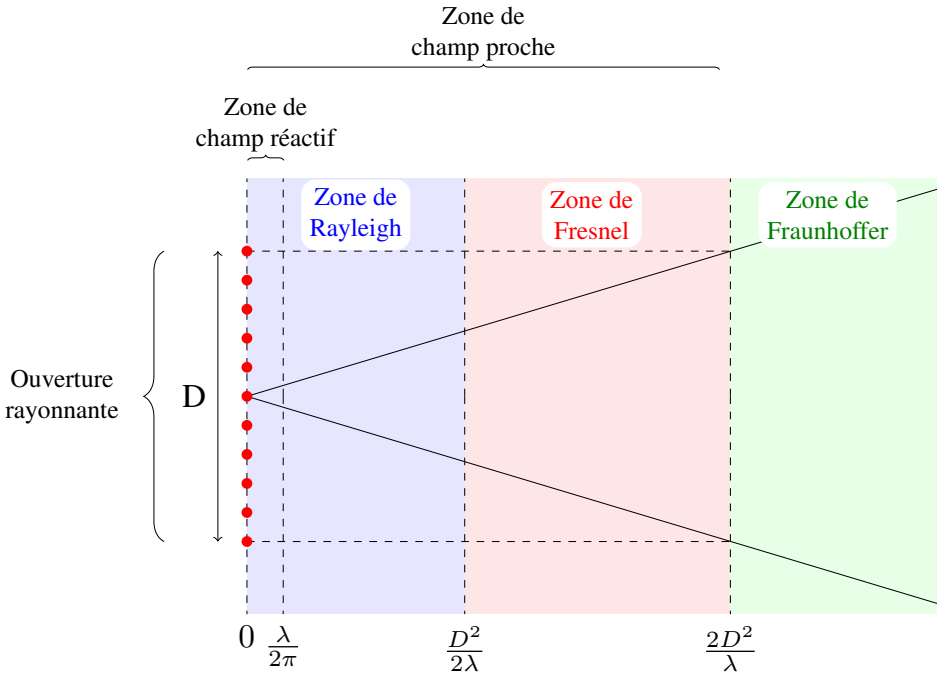


FIGURE 1.5 – Définition des zones de champ électromagnétique en fonction de la taille de l'ouverture et de la distance au plan rayonnant.

Le champ rayonné par une ouverture passe ainsi par trois stades. Les fronts d'onde émis sont localement plans dans la première zone de Rayleigh, avant de subir par leurs divergences des déformations dans la zone de Fresnel pour enfin retendre à être localement plans dans la zone de Fraunhoffer. Les zones de Rayleigh et Fresnel constituent la zone de champ proche, en opposition avec la zone de Fraunhoffer qui représente la zone de champ lointain. C'est dans cette dernière zone que le cas de la formation de faisceaux est considéré.

Dans cette situation, les rayons émis en direction de la source sont considérés parallèles. Ainsi la distance $|\vec{r_s}(n) - \vec{r}|$ peut être approximée de la façon suivante :

$$|\vec{r_s}(n) - \vec{r}| \approx \underbrace{|\vec{r_N} - \vec{r}|}_{R} + (n-1)\, d\sin(\theta_0) \tag{1.20}$$

L'expression du champ reçu en P devient alors :

$$S_P(f, \vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \sum_{n=1}^{N} E(n, f)\, \frac{e^{-jk(R\, +\, (n-1)\, d\sin(\theta_0))}}{R\, +\, (n-1)\, d\sin(\theta_0)} \tag{1.21}$$

En condition de champ lointain, la relation $R \gg (n-1)\, d\sin(\theta_0)$ permet de simplifier l'équation précédente en :

$$S_P(f, \vec{r}) = \frac{e^{-jk(R - d\sin(\theta_0))}}{4\pi R} \sum_{n=1}^{N} E(n, f)\, e^{-j\, n\, kd\sin(\theta_0)} \tag{1.22}$$

Les poids $E(n, f)$ sont choisis de façon à réaliser un dépointage dans la direction θ :

$$S_P(f, \theta) = \frac{e^{-jk(R - d\sin(\theta_0))}}{4\pi R} \sum_{n=1}^{N} \underbrace{e^{j\, n\, kd\sin(\theta)}}_{E(n,f)} e^{-j\, n\, kd\sin(\theta_0)} \tag{1.23}$$

Après factorisation et transformation de la série géométrique, l'expression du signal en P devient :

$$S_P(f, \theta) = \frac{e^{-jk(R - d\sin(\theta_0))}}{4\pi R} \sum_{n=1}^{N} e^{j\, n\, kd(\sin(\theta) - \sin(\theta_0))} \tag{1.24}$$

$$S_P(f, \theta) = \frac{e^{-jk(R - d\sin(\theta_0))}}{4\pi R}\, \frac{1 - e^{j\,(N+1)\, kd(\sin(\theta) - \sin(\theta_0))}}{1 - e^{j\, kd(\sin(\theta) - \sin(\theta_0))}} \tag{1.25}$$

$$S_P(f, \theta) = \frac{e^{-jk(R - d\sin(\theta_0))}}{4\pi R}\, e^{j\frac{N}{2} kd(\sin(\theta) - \sin(\theta_0))} \frac{\sin(\frac{(N+1)}{2}\, kd(\sin(\theta) - \sin(\theta_0)))}{\sin(\frac{1}{2}\, kd(\sin(\theta) - \sin(\theta_0)))} \tag{1.26}$$

En pratique, le balayage de faisceau consiste à faire varier l'angle θ dans l'expression des signaux appliqués aux antennes. Dans le cas particulier où $\theta = \theta_0$, ces poids complexes permettent alors de mettre en phase les contributions rayonnées dans cette direction afin d'obtenir un maximum d'intensité et de déduire la présence d'une source dans cette direction particulière.

Le principe peut être appliqué à la précédente formulation matricielle en employant des poids de dépointage en émission et réception. Ainsi, l'image $I(\theta, \rho)$ reconstituée s'exprime de la façon suivante :

$$I_\omega(\theta) = \underbrace{[P_\omega(d_s,\theta)]}_{1\times N_s}\ \underbrace{[\Psi_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})]}_{N_s,N_r}\ \underbrace{[P_\omega(d_r,\theta)]^T}_{N_r\times 1} \tag{1.27}$$

avec $[P_\omega(d,\theta)] = [1, e^{jkdsin(\theta)}, e^{j2kdsin(\theta)}, ..., e^{j(N-1)kdsin(\theta)}]$ le vecteur de dépointage dans la direction θ en fonction des distances entre éléments d_s et d_r des réseaux d'émission et de réception, respectivement. Une transformée de Fourier inverse permet de reconstituer le vecteur temporel, converti en distance ρ en utilisant la vitesse de propagation :

$$I(\theta,\rho) = \int_\omega I_\omega(\theta)\ e^{j\omega\frac{t}{c}}\ d\omega \tag{1.28}$$

Que la formation de faisceaux soit réalisée de façon matérielle ou numérique, le principe de cette technique peut être illustré par la figure (1.6). La sommation de toutes les fréquences crée des fronts d'ondes qui se propagent dans l'espace en fonction du temps. L'image mesurée correspond ainsi à la multiplication des fronts d'onde émis et reçus par la réflectivité spatiale de la cible. La plupart du temps, les balayages en émission et réception sont réalisés dans les mêmes directions afin de simplifier les systèmes actifs requis. L'exploitation de balayages indépendants permet cependant d'ajouter un nouveau degré de liberté au problème et peut notamment permettre la suppression d'images fantômes causées par les multiples trajets issus des cibles à imager [2].

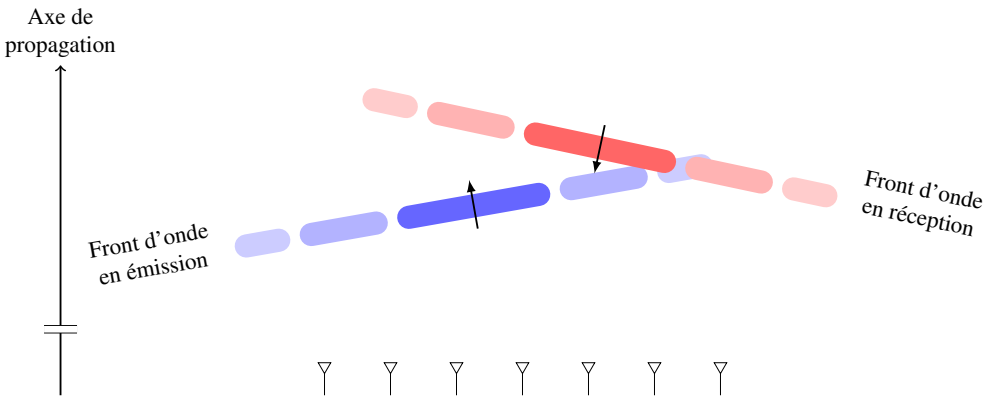


FIGURE 1.6 – Front d'ondes crées lors de formations de faisceaux réalisées en émission et réception de façons indépendantes.

L'efficacité de l'algorithme de formation de faisceaux réside dans la faible complexité de calcul associée. Les poids appliqués sont en effet uniquement liés à l'angle, utilisant l'approximation de champ lointain pour s'affranchir de la dépendance en ρ. Dans le cas où la cible à imager est située en champ proche, l'algorithme Delay-and-sum constitue une alternative efficace, bien que plus couteuse en temps et volume de calcul.

1.4.3 Algorithme *Delay-and-sum* - Backpropagation

Le principe de cet algorithme est illustré par l'exemple d'un réseau en réception recevant les signaux émis (ou réfléchis) par une cible (Fig. 1.7)[3, 4, 5].

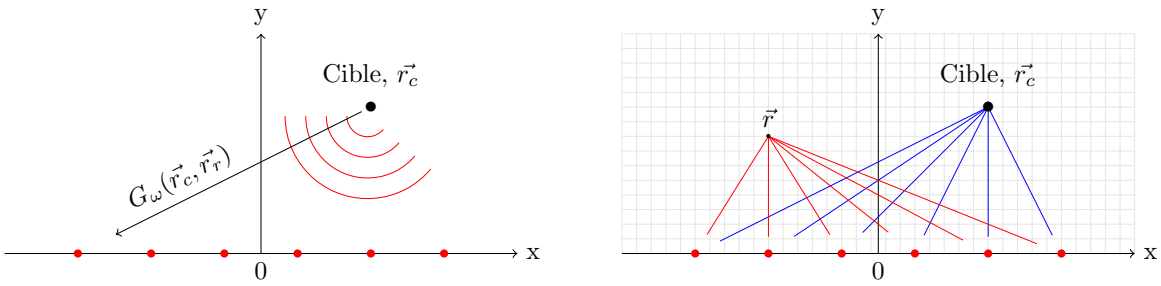


FIGURE 1.7 – Principe de l'algorithme Delay-and-sum : Les signaux reçus par un réseau d'antennes sont repropagés dans l'espace afin de révéler la position de la source.

D'après l'équation (1.13), l'expression du champ reçu par les antennes recevant des contributions d'une distribution de cibles de positions $\vec{r_c}$ est la suivante :

$$S_\omega(\vec{r_r}\ ) = \frac{1}{4\pi} \int_{\vec{r_c}} f_\omega(\vec{r_c})\ G_\omega(\vec{r_c}, \vec{r_r})\ d^3 r_c \tag{1.29}$$

avec $f_\omega(\vec{r_c})$ les formes d'onde émises (ou réfléchies) par les cible.

L'espace faisant face au réseau est ensuite discrétisé sur un ensemble de positions $\vec{r}$ sur lesquelles les signaux sont re-propagés à l'aide de fonctions de Green conjuguées. Le but est ainsi de compenser la phase de toutes les contributions reçues à l'unique position de la source afin de réaliser une sommation cohérente de celles-ci. Dans ces conditions, l'expression de l'image reconstruite est :

$$I(\vec{r}) = \int_f \int_{\vec{r_r}} S_\omega(\vec{r_r})\ G_\omega(\vec{r_r}, \vec{r})^*\ d^3 r_r\ df \tag{1.30}$$

$$= \frac{1}{4\pi} \int_f \int_{\vec{r_c}} f_\omega(\vec{r_c}) \int_{\vec{r_r}} G_\omega(\vec{r_c}, \vec{r_r})\ G_\omega(\vec{r_r}, \vec{r})^*\ d^3 r_r\ d^3 r_c\ df \tag{1.31}$$

L'expression $\int_{\vec{r_r}} G_\omega(\vec{r_c}, \vec{r_r})\ G_\omega(\vec{r_r}, \vec{r})^*\ d^3 r_r$ décrit la réponse spatiale du système d'imagerie, souvent référencée comme le *point spread function* :

$$PSF_\omega(\vec{r} - \vec{r_c}) = \int_{\vec{r_r}} G_\omega(\vec{r_c}, \vec{r_r})\ G_\omega(\vec{r_r}, \vec{r})^*\ d^3 r_r \tag{1.32}$$

La détermination du PSF correspond ainsi à la corrélation entre deux fonctions de Green, permettant d'introduire la notion de résolution d'un système d'imagerie comme la largeur de l'autocorrélation obtenue dans le cas où $\vec{r} = \vec{r_c}$. Cette méthode a pour avantage

d'être intuitive et simple à implémenter, mais est principalement limitée par le volume des calculs associés. Des solutions plus rapides basées sur une décomposition spectrale du problème sont présentées dans la section suivante, permettant de diminuer la complexité de ces algorithmes.

1.4.4 Approche spectrale : décomposition en ondes planes

Les signaux émis et reçus par un système d'imagerie peuvent être décomposés par transformées de Fourier spatiales en des sommes d'ondes planes, permettant ainsi d'établir une relation directe entre fréquence et espace [6, 7, 8]. Cette classe d'algorithme est notamment référencée sous les noms de transformation $k-\omega$ et *range migration algorithm*. D'après l'équation (1.13), l'expression des signaux reçus par les antennes en $\vec{r_r}$ est :

$$S_\omega(\vec{r_r}\ ) = \frac{1}{4\pi}\int_{\vec{r_c}} f_\omega(\vec{r_c})\ G_\omega(\vec{r_c},\vec{r_r})\ d^3r_c \tag{1.33}$$

Les coordonnées sont exprimées dans le repère cartésien $3D$, telles que $\vec{r} = x\,\vec{e_x} + y\vec{e_y} + z\vec{e_z}$, avec $(\vec{e_x},\vec{e_y},\vec{e_z})$ le triplet de vecteurs unitaires qui définissent un repère orthonormé. Dans ce repère, les signaux reçus dépendent des paramètres suivants :

$$S_\omega(\vec{r_r}\ ) = S(x_r, y_r, z_r, f) \tag{1.34}$$

Pour cette étude, les antennes sont disposées sur le plan $y_r = 0$, y étant l'axe de propagation. Les signaux reçus peuvent alors être exprimés en fonction d'ondes planes transverses par transformée de Fourier $2D$:

$$S(k_{x_r}, k_{z_r}, f) = \int_{x_r}\int_{z_r} S(x_r, z_r, f)\ e^{j(k_{x_r}x_r + k_{z_r}z_r)}dx_r dz_r \tag{1.35}$$

La relation de dispersion permet de faire le lien entre la pulsation ω et la norme du vecteur d'onde k :

$$k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi f}{c} \tag{1.36}$$

Associé avec l'expression de la norme du vecteur d'onde $\vec{k}$ dans le repère cartésien (Fig. 1.8) :

$$k = \sqrt{k_x + k_y + k_z} \tag{1.37}$$

vient l'expression de la composante k_y en fonction de la fréquence, de la vitesse de la lumière et des composantes transverses du vecteur d'onde :

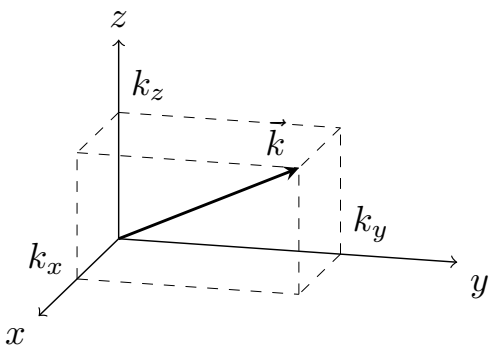


FIGURE 1.8 – Projections cartésiennes du vecteur d'onde $\vec{k}$ portant une onde plane. La première étape de la décomposition spectrale consiste à exprimer les ondes reçues selon les composantes transverses k_x et k_z.

$$k_y = \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_z^2} = \sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 - k_x^2 - k_z^2} \tag{1.38}$$

Cette relation permet donc d'exprimer l'équation (1.35) en fonction de la distance de l'axe de propagation y :

$$S(k_{x_r}, k_{z_r}, y) = \int_f S(k_{x_r}, k_{z_r}, f)\ e^{jk_y(k_{x_r}, k_{z_r}, f)y} df \tag{1.39}$$

Finalement, une image peut être reconstruite en transformant les fréquences spatiales en coordonnées à l'aide d'une transformée de Fourier $2D$:

$$I(x, y, z) = \int_{k_{x_r}} \int_{k_{z_r}} S(k_{x_r}, k_{z_r}, y)\ e^{j(k_{x_r}x + k_{z_r}z)} dk_{x_r} dk_{z_r} \tag{1.40}$$

Il est possible de réduire la complexité algorithmique de cette méthode en ayant recours à des interpolations [9]. En effet, la transformée de Fourier calculée dans l'équation (1.39) n'est initialement pas compatible avec une transformée de Fourier rapide [10] dans la mesure où la composante k_y des fréquences spatiales n'est pas régulièrement échantillonnée (Fig. 1.9). Il est alors possible d'interpoler sur trois dimensions la matrice $[S(k_{x_r}, k_{z_r}, f)]$ de façon à la transformer en $[S(k_{x_r}, k_{z_r}, k_y)]$, tout en garantissant que k_y est régulièrement échantillonnée. Enfin, la dernière étape consiste à réaliser le calcul de transformée de Fourier 3D (1.40) à l'aide d'une transformée de Fourier rapide en trois dimensions.

Ce principe est étendu au cas MIMO (Multiple Inputs Multiple Outputs) – impliquant plusieurs émetteurs et récepteurs indépendants – dans [11], se basant sur les développements asymptotiques introduits par [8]. La formulation des signaux mesurés dans le domaine fréquentiel introduit dans l'équation (1.17) est exprimée dans le repère

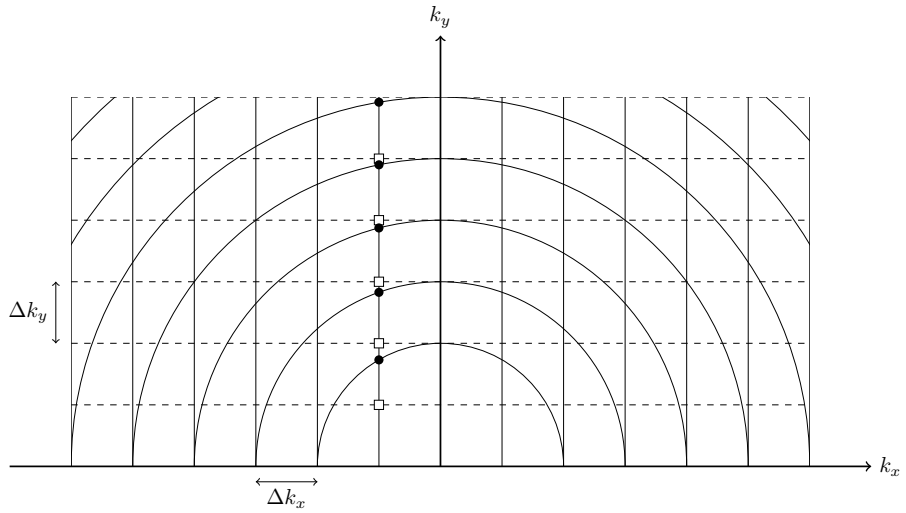


FIGURE 1.9 – Interpolation de Stolt dans le plan (k_x, k_y) permettant de réduire la quantité d'opérations nécessaires à l'obtention d'une image radar. Les disques noirs représentent les valeurs initiales et les carrés blancs, les valeurs interpolées.

cartésien :

$$\Psi_\omega(\vec{r_s}, \vec{r_r}) = \Psi(x_s, z_s, x_r, z_r, f) \tag{1.41}$$

Les réseaux de transmission et de réception sont situés dans le plan $y = 0$, en (x_s, z_s) et (x_r, z_r) respectivement. Afin de convertir l'axe fréquentiel en axe de propagation, les composantes transversales de la matrice subissent une transformation de Fourier :

$$\Psi(k_{x_s}, k_{z_s}, k_{x_r}, k_{z_r}, f) = \mathfrak{F}_{4D}\left(\Psi(x_s, z_s, x_r, z_r, f)\right) \tag{1.42}$$

Une transformation de 5 à 3 dimensions est réalisée en fusionnant les vecteurs de la façon suivante :

$$k_x = k_{x_s} + k_{x_r} \tag{1.43}$$

$$k_z = k_{z_s} + k_{z_r} \tag{1.44}$$

$$k_y = \underbrace{\sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 - k_{x_s}^2 - k_{z_s}^2}}_{k_{ys}} + \underbrace{\sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 - k_{x_r}^2 - k_{z_r}^2}}_{k_{yr}} \tag{1.45}$$

menant à une nouvelle matrice redimensionnée $\Psi(k_x, k_y, k_z)$. Enfin, l'image est calculée par transformée de Fourier inverse appliquée aux trois dimensions :

$$I(x, y, z) = \mathfrak{F}_{3D}^{-1}\left(\frac{k_{y_s} k_{y_r}}{\pi}\ \Psi(kx, k_z, k_y)\right) \tag{1.46}$$

Le terme $\frac{k_{ys}k_{yr}}{\pi}$ introduit par le développement asymptotique présenté dans [11] équivaut à un filtre passe-haut appliqué sur les composantes spectrales. Cette approche peut être rendue compatible avec l'utilisation de transformées de Fourier rapides en appliquant une interpolation de Stolt à la matrice exprimée dans le domaine des fréquences spatiales (Eq. 1.42).

1.4.5 Imagerie par pseudo-inversion

Cette méthode d'imagerie consiste à compenser l'impact des fonctions de Green afin d'extraire la réflectivité de la scène par des méthodes de pseudo-inversions. Cette approche est ainsi basée sur le formalisme matriciel introduit par l'équation (1.18) et peut être formalisée de la façon suivante :

$$I(\vec{r}) = \sum_{\omega} [f_\omega(\vec{r_s})\ G_\omega(\vec{r_s}, \vec{r}\ )]^+ [\Psi_\omega(\vec{r_s}, \vec{r_r})][G_\omega(\vec{r}, \vec{r_r}\ )]^+ \tag{1.47}$$

L'opérateur $[.]^+$ correspond au pseudo-inverse de la matrice sur lequel il est appliqué. Les pseudo-inverses sont considérés pour ce problème dans la mesure où les matrices de fonctions de Green à inverser ne sont pas nécessairement carrées et bien conditionnées. De façon analogue à l'approche *Delay-and-sum*, l'impact de la propagation est ainsi compensé sur un espace discrétisé décrit par $\vec{r}$.

Le nombre d'émetteurs et de récepteurs étant dans la majorité des cas inférieur au nombre de voxels à reconstruire, les matrices de Green définies dans l'équation (1.18) correspondent à des applications linéaires sous-déterminées, impliquant une infinité de solutions. Il est néanmoins possible de restreindre ces solutions aux cas de normes minimums, calculées par méthode des moindres carrés. Ainsi, le pseudo-inverse $[G_\omega(\vec{r}, \vec{r_r}\ )]^+$ s'écrit :

$$[G_\omega(\vec{r}, \vec{r_r}\ )]^+ = \left([G_\omega(\vec{r}, \vec{r_r}\ )]^H [G_\omega(\vec{r}, \vec{r_r}\ )]\right)^{-1} [G_\omega(\vec{r}, \vec{r_r}\ )]^H \tag{1.48}$$

avec $[.]^H$ l'opérateur transposé-conjugué. L'inverse de la matrice carrée $([G_\omega(\vec{r}, \vec{r_r}\ )]^H [G_\omega(\vec{r}, \vec{r_r}\ )])$ peut néanmoins être source d'imprécision si des erreurs sont commises sur l'estimation des fonctions de Green (approximations lors de la quantification, bruit de mesure ...). La sensibilité d'une matrice aux erreurs lors de son inversion dépend du niveau de dépendance entre ses lignes et peut être déterminée en évaluant son conditionnement, notion qui sera définie plus en détail dans le prochain chapitre. De façon intuitive, il est possible de réduire cette sensibilité aux erreurs en ajoutant une matrice identité à celle inversée qui par effet de seuil va prévenir l'inversion de valeurs trop faibles. Cette méthode correspond à une régularisation de Tikhonov :

$$[G_\omega(\vec{r},\vec{r_r}\,)]^+ = \left([G_\omega(\vec{r},\vec{r_r}\,)]^H[G_\omega(\vec{r},\vec{r_r}\,)] + \beta[I]\right)^{-1}[G_\omega(\vec{r},\vec{r_r}\,)]^H \tag{1.49}$$

Le terme β est un paramètre de régularisation qui permet idéalement de limiter la sensibilité aux erreurs tout en conservant un maximum d'éléments utiles de la matrice inversée. L'avantage de cette méthode par rapport à une approche de type *Delay-and-sum* est double : elle permet d'une part de compenser simultanément phase et amplitude des fonctions de Green et d'autre part d'avoir une approche matricielle qui permet de gagner en temps de calcul comparée à une approche itérative. En contrepartie, la mise en mémoire de grandes matrices est imposée par cette approche. Ainsi, dans le cas particulier où $\beta \to +\infty$, cette méthode correspond au cas du *Delay-and-sum* formulé matriciellement. Un récapitulatif de ces algorithmes d'imagerie est présenté dans la section suivante.

1.4.6 Comparaison des principales méthodes d'imagerie microonde

Une synthèse des algorithmes abordés est présentée sous la forme d'un tableau :

	Champ proche	Complexité algorithmique	Qualité de l'estimation
Beamforming	Non	Faible	Moyenne
Delay-and-sum	Oui	Grande	Bonne
Ondes planes	Oui	Faible	Moyenne
Pseudo-inversion	Oui	Moyenne	Bonne

Tableau 1.1 – Comparaison des principaux algorithmes d'imagerie utilisés en microonde.

Cette synthèse permet de déterminer l'algorithme optimal en fonction de l'application d'imagerie visée. Malgré son incompatibilité avec l'imagerie en champ proche et le calcul d'images en coordonnées cylindro-polaires, la formation de faisceaux reste la technique la plus largement implémentée à cause de limitations matérielles qui seront présentées dans la section suivante. La qualité des images obtenues par décomposition en ondes planes est notée "moyenne" dans la mesure où cette méthode fait appel à des développements asymptotiques sources d'approximation. La pratique montre cependant que la qualité de cet algorithme est comparable au cas du *Delay-and-sum* lorsque la cible à imager est placée en face du réseau d'antennes et n'en dépasse pas les dimensions [11].

La section suivante fait le bilan des principales architectures existantes en s'appuyant sur les techniques qui viennent d'être présentées.

1.5 Implémentation pratique

Les techniques présentées dans la section précédente se basaient sur une connaissance parfaite des signaux mesurés entre chaque couple d'émetteur-récepteur, et sur la possibilité d'agir de façon indépendante sur chacun de ces signaux. Dans la pratique, ces opérations peuvent être réalisées de façon analogique à l'aide de circuits actifs ou passifs, ou de façon numérique après conversion des signaux émis et reçus. Trois principales architectures sont présentées afin de mettre en avant les avantages et les faiblesses de chaque technique.

1.5.1 Réseau à balayage électronique

Deux architectures sont présentées dans cette section, basées sur l'utilisation de circuits actifs pour la formation et le balayage de faisceaux. Ces deux approches sont présentées dans le cas de systèmes utilisés conjointement en émission et en réception, mais peuvent être séparés en deux étages distincts dans le cas de configurations bistatiques.

1.5.1.1 Architectures *passives*

Cette architecture d'imagerie est basée sur l'utilisation d'une seul couple d'émetteur-récepteur (Fig. 1.10).

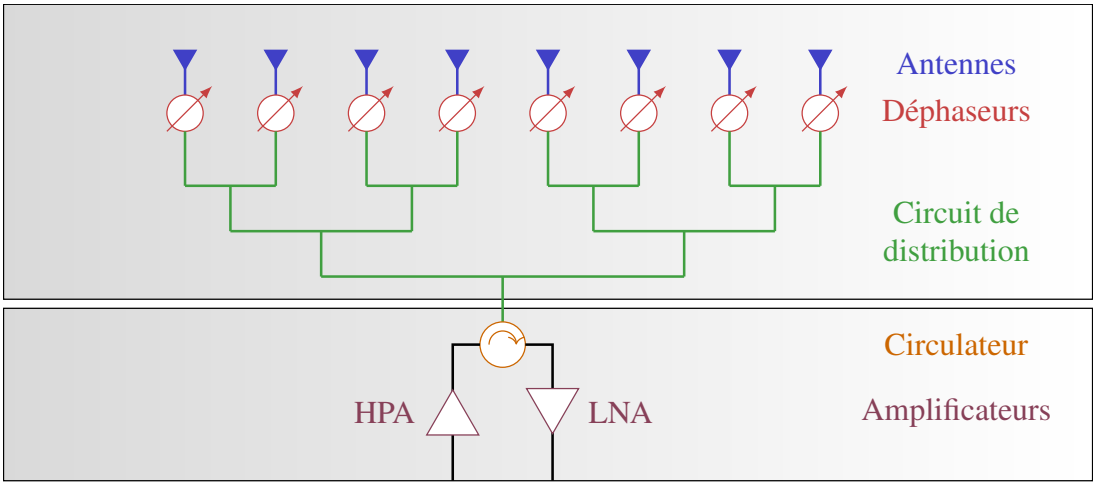


FIGURE 1.10 – Architecture distribuée de commande d'antennes : on distingue la partie du bas assurant génération et réception des ondes de celle du haut permettant la formation de faisceaux.

Le signal généré est amplifié par un amplificateur à forte puissance (*High Power Amplifier*, ou HPA), puis transmis à un circuit de distribution chargé d'acheminer le signal à tous les éléments rayonnants avec les mêmes amplitudes et phases. Des déphaseurs sont associés à chaque antenne afin de contrôler indépendamment la phase des signaux émis et reçus. Le système présenté étant mono-statique, les mêmes antennes sont utilisées pour

l'émission et la réception des ondes. Ainsi, l'ensemble du système est parcouru dans le sens opposé par les ondes reçues, subissant une nouvelle pondération par les déphaseurs avant d'être sommées par le circuit de distribution, amplifiées par un amplificateur faible bruit (*Low Noise Amplifier*, ou LNA), puis mesurées. Cette architecture est avantageuse dans la mesure où elle ne nécessite qu'un unique émetteur dont il n'est pas requis de reconfigurer la forme d'onde générée en fonction du temps. Lorsque la bande passante croît, les principales limitations techniques sont imposées par les déphaseurs qui ne permettent plus un contrôle continu et précis des phases appliquées sur une grande dynamique. Les applications ultra large bande nécessitent ainsi l'utilisation de composants tels que les lignes à retards programmables [12, 13]. Le circuit de distribution utilisé dans ce type d'architecture constitue aussi une importante limitation puisqu'il ne permet pas le contrôle en amplitude des ondes adressées aux antennes et peut lorsqu'il est connecté à un grand nombre d'antennes introduire des pertes par propagation et rayonnement. Cette architecture est intrinsèquement compatible avec des principes d'imagerie performants tels que le *Delay-and-Sum* mais la complexité associée à la commande des déphaseurs pour de telles techniques contraint le plus souvent à se limiter au cas de la formation de faisceaux. Ce type d'architecture s'est très largement répandue depuis les années 1960, notamment pendant la Guerre froide dans le cadre de surveillances électromagnétiques (Fig. 1.11).

FIGURE 1.11 – Système de surveillance "Cobra Dane" basé sur l'utilisation d'un réseau phasé, établi par les Américains en 1976 dans le cadre de la Guerre froide. [14]

Une alternative à cette configuration consiste à supprimer le circuit de distribution afin de disposer d'une plus grande agilité de balayage.

1.5.1.2 Architectures actives

Dans cette configuration, chaque antenne est alimentée par sa propre chaîne d'émission contrôlée en amplitude par un amplificateur à gain programmable (Fig. 1.12).

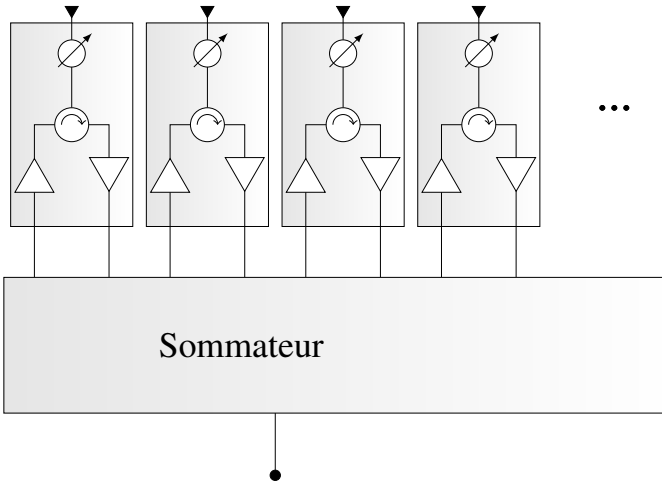


FIGURE 1.12 – Architecture à multiples émetteurs-récepteurs basée sur l'utilisation de déphaseurs.

Contrairement au cas précédent, le contrôle en amplitude des signaux est possible avec cette architecture, à condition de disposer d'amplificateurs à gain programmable pilotés indépendamment et/ou de sources commandées en amplitude. Dans la mesure où les compensations sont une nouvelle fois effectuées par des déphaseurs, les contraintes imposées par les commandes de ceux-ci restreignent la plupart du temps l'application à la formation de faisceaux. Certains radars d'avions de chasse sont basés sur cette technologie, dont notamment les Rafales français équipés des RBE2-AESA (Active Electronically Scanned Array) développés par Thalès qui comptent plus de 800 éléments rayonnants indépendants (Fig. 1.13).

FIGURE 1.13 – Radar à balayage électronique actif RBE2-AESA de Thalès monté dans le nez d'un avion de chasse Rafale. [15]

Une dernière classe de radar est présentée dans la section suivante, basée sur l'utilisa-

tion de circuits passifs permettant de simplifier les architectures actives présentées.

1.5.2 Architectures passives à entrées commutées

Les architectures précédentes étaient basées sur l'utilisation de systèmes actifs pilotables permettant de générer les poids complexes nécessaires à la réalisation d'algorithmes d'imagerie. Cette section présente une approche complémentaire aux précédentes, basée sur l'utilisation de circuits capables de générer les déphasages souhaités de façon entièrement passive. Ces systèmes ne constituent intrinsèquement que des circuits de distribution, conçus pour créer une rampe de phase sur un ensemble de ports de sortie en fonction de l'entrée du composant sélectionnée (Fig. 1.14).

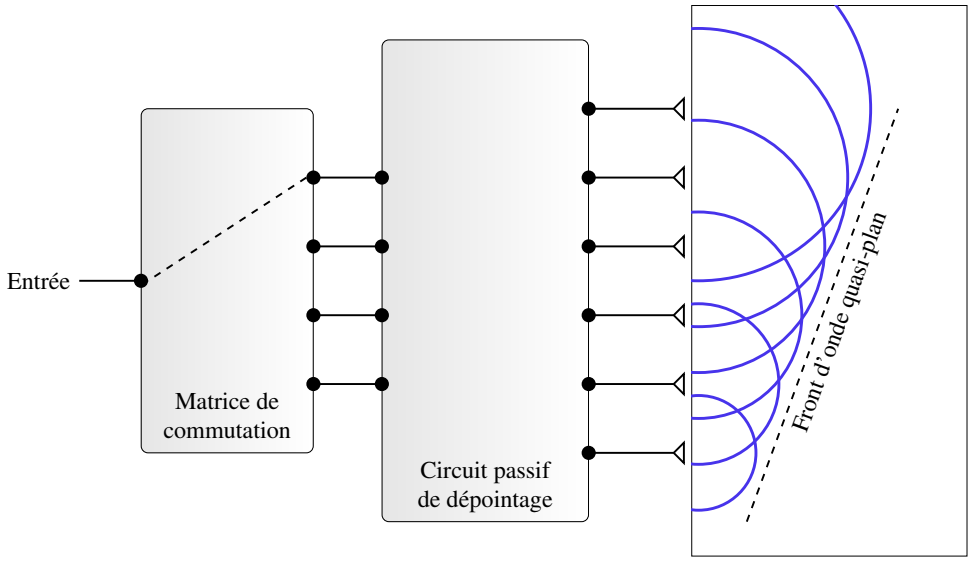


FIGURE 1.14 – Principe des architectures passives présentées : une matrice de commutation l'excitation à un port du circuit passif afin de sélectionner la direction du front d'onde rayonné.

La conception d'un système d'imagerie complet implique donc de connecter une matrice de commutation aux entrées du répartiteur et des éléments rayonnants à ses sorties. Ainsi, pour chaque entrée sélectionnée une rampe de phase est appliquée aux antennes de façon à réaliser un balayage discret du diagramme de rayonnement formé. La lentille de Rotman et de la matrice de Butler sont des circuits de répartition capables de réaliser de telles fonctions. Leurs principes sont développés dans les prochaines sections.

1.5.2.1 Lentilles de Rotman

Le principe de ce répartiteur est d'exploiter la différence de chemins optiques dans une cavité électromagnétique, en fonction du port d'entrée choisi et des différents accès aux antennes (Fig. 1.15) [16].

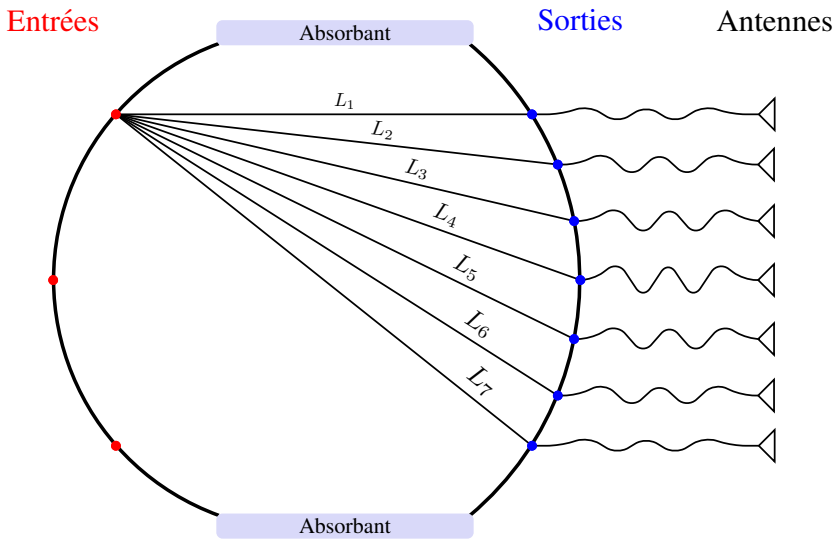
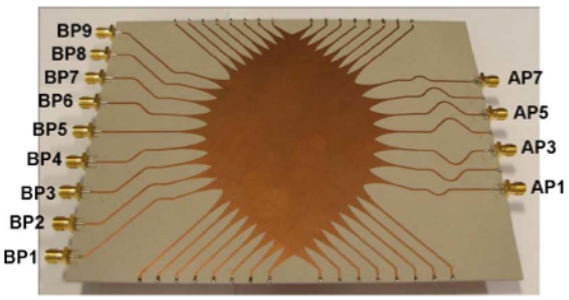
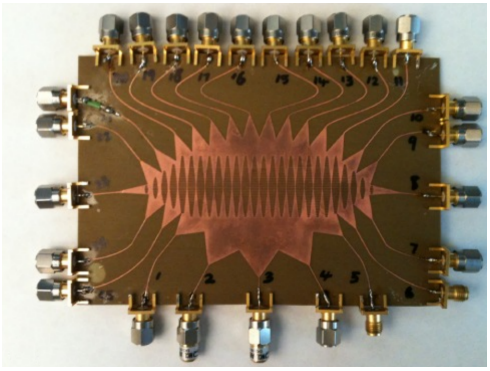


FIGURE 1.15 – Différences de chemin dans une lentille de Rotman en fonction de l'entrée connectée.

La différence de trajets entre les sorties permet ainsi d'alimenter les antennes avec un déphasage relatif constant, impliquant un dépointage du faisceau formé dans une direction dépendante du port d'entrée sélectionné. Les parties latérales des lentilles sont habituellement connectées à des charges 50 Ω afin d'absorber les ondes qui pourraient être réfléchies en direction des sorties. Deux exemples de réalisations de lentilles issues de [17] et [18] sont présentées dans la figure (1.16).



(a) Lentille de Rotman conventionnelle [17].



(b) Lentille compressée par l'utilisation de métamatériaux [18].

FIGURE 1.16 – Réalisations de lentilles de Rotman.

Cette technique reposant sur des déphasages induits par la propagation, les dimensions des lentilles tendent à augmenter avec la longueur d'onde. Il a cependant été démontré dans [18] qu'une augmentation locale de l'indice effectif dans la cavité permet de réduire ces dimensions tout en conservant des performances comparables. Cette technique représente donc une bonne alternative aux systèmes de dépointage actif impli-

quant des déphaseurs ou des lignes à retards. Elle ne permet cependant de réaliser qu'un nombre fini de faisceaux dans des directions fixes dépendantes du design de la lentille. Ce principe est de plus limité en bande passante par l'apparition de modes d'ordres supérieurs à haute fréquence [17].

1.5.2.2 Matrices de Butler

Au même titre que la lentille de Rotman, la matrice de Butler a été introduite afin de proposer une alternative aux architectures radar existantes au début des années 1960 [19]. Son principe repose sur l'association de coupleurs hybrides dont le but est de diviser une onde incidente en deux parties égales en amplitude, déphasées de 90° (Fig. 1.17). Les deux lignes extérieures de la matrice de Butler sont rallongées par rapport à celles du centre de façon à introduire un déphasage supplémentaire de 45°. Cet agencement particulier permet d'alimenter l'ensemble des sorties de la matrice avec une rampe de phase dépendante de l'entrée sélectionnée. Des antennes connectées aux sorties de la matrice émettront donc un faisceau dans une direction correspondante au port d'entrée excité.

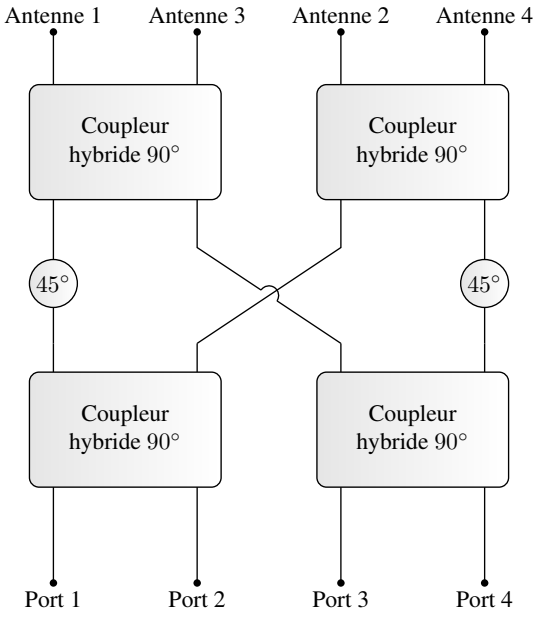
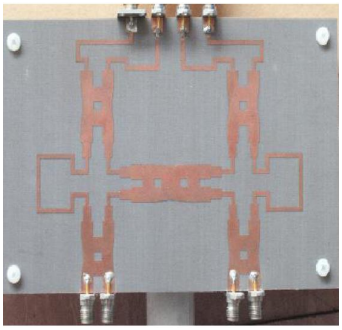


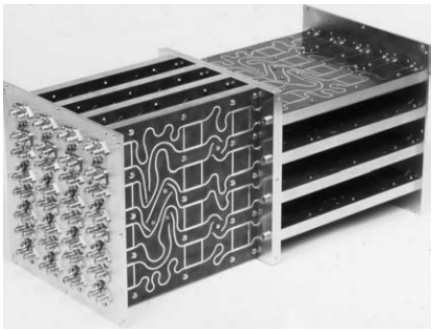
FIGURE 1.17 – Schéma équivalent d'une matrice de Butler.

Des exemples de réalisation de matrices de Butler sont présentés en figure (1.18). Face à la difficulté de réaliser des circuits se croisant sans contact en technologie microruban, une astuce couramment utilisée est de connecter deux coupleurs, comme présenté en figure (1.18a). L'association de plusieurs matrices autorise le cumul des déphasages entre chaque circuit, permettant par exemple l'application de cette technique à des radars à 64 sorties, capables de balayage discret en azimut et en élévation (Fig. 1.18b). L'utilisation de coupleurs permet donc une grande flexibilité quant à la discrétisation des poids complexes

générés, mais restreint la bande passante de fonctionnement du système de formation de faisceaux.



(a) Matrice de Butler réalisée en circuit microruban [20].



(b) Association de matrices de Butler à 64 ports de sortie permettant un balayage en azimut et en élévation [21].

FIGURE 1.18 – Réalisations de matrices de Butler.

Un dernier type d'architecture basé sur la numérisation des formes d'ondes reçues pour le calcul informatique d'images est présenté dans la prochaine section.

1.5.3 Architectures de conversion et de traitement numérique

L'ensemble des architectures présentées précédemment étaient basées sur la compensation analogique des retards entre antennes afin de former des faisceaux électromagnétiques. Il est aussi possible de réaliser ces opérations de façon numérique afin de gagner en souplesse sur les algorithmes à appliquer. Cette approche nécessite l'utilisation d'autant de chaînes de génération et de réception de signaux que d'antennes (Fig. 1.19).

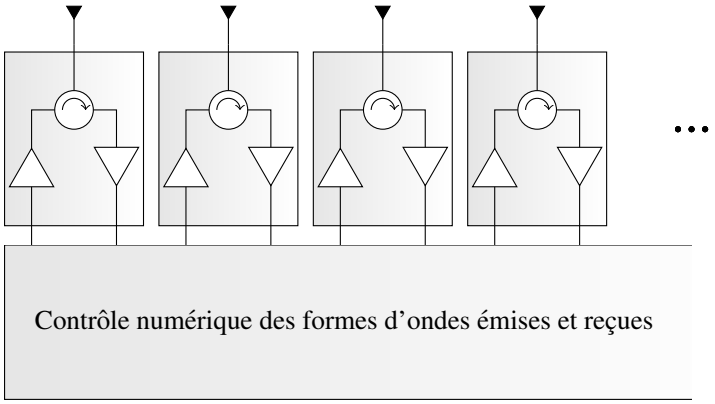


FIGURE 1.19 – Architecture à multiples émetteurs-récepteurs contrôlés numériquement.

Dans ces conditions, il est possible d'avoir un contrôle total sur les formes d'ondes émises et reçues à condition que les systèmes utilisés présentent des vitesses d'échantillonnage compatibles avec les fréquences de travail. Le principal intérêt de la numérisation des signaux par rapport aux opérations analogiques réalisées par les

précédentes architectures réside dans la vitesse et la souplesse des opérations calculées dans la couche logicielle. À titre d'exemple, l'application d'un algorithme de *backpropagation* de façon analogique nécessiterait une reconfiguration de la commande de tous les éléments actifs pour chaque position de l'espace à imager, contrairement au cas numérique où ces problèmes sont résolus par le calcul. La contrepartie de cette approche réside dans la quantité et le coût des systèmes nécessaires à la conversion des signaux, notamment pour des applications ultra large bande.

Il est malgré tout possible de conserver cette souplesse tout en ne disposant que d'un seul système d'émission-réception en réalisant une capture séquentielle de l'intération entre chaque couple d'émetteur-récepteur. Cette approche est rendue possible par l'utilisation d'une matrice de commutation reliée à un appareil de mesure (le plus souvent un analyseur de réseau vectoriel) (Fig. 1.20).

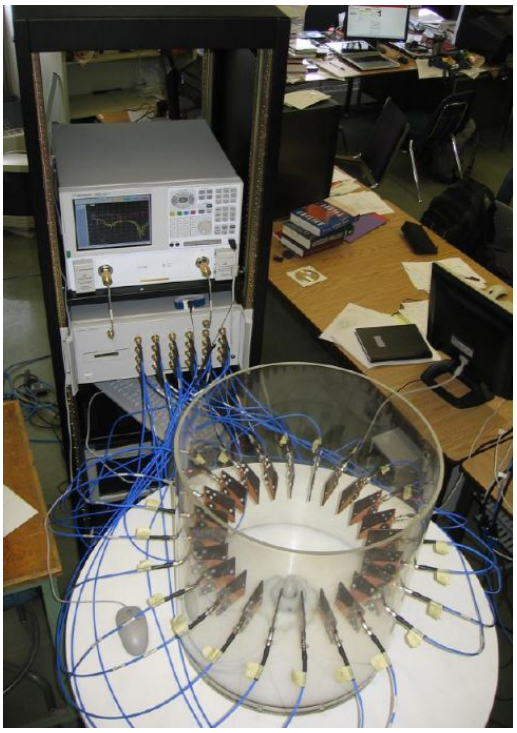


FIGURE 1.20 – Système d'imagerie par tomographie basé sur l'utilisation d'une matrice de commutation reliée à un analyseur de réseau vectoriel [22]. L'application de ce montage est la détection précoce de cancer du sein.

Cette approche permet ainsi de mesurer les informations reçues par chaque antenne de façon indépendante. Un algorithme d'imagerie est ensuite appliqué connaissant la position des éléments rayonnants afin de reconstruire une image de la cible, qu'il s'agisse d'un système fonctionnant en réflexion, ou en tomographie comme dans l'exemple présenté. La plus grande faiblesse de cette approche réside dans l'utilisation de commutateurs qui impose de longs temps de capture. À titre d'exemple, l'étude présentée dans [22] impli-

quant le pilotage de 24 antennes nécessite un temps de capture d'environ une minute pour chaque fréquence de la bande 3-6 GHz. Ce type de conformation utilisé en tomographie est notamment développé afin de détecter le développement précoce de tumeurs du sein, visibles par leurs différences de propriétés électromagnétiques par rapport aux tissus sains [23, 24].

1.5.4 Bilan des architectures présentées

Le panel de techniques qui a été présenté constitue une représentation globale des moyens mis en œuvre dans le domaine de l'imagerie microonde. Les méthodes faisant appel à l'utilisation d'antennes mobiles pour la formation d'ouvertures rayonnantes synthétiques n'ont quant à elles pas été développées, considérées en dehors du champ d'application de ces travaux. Parmi l'ensemble des techniques d'imagerie présentées précédemment, la plupart des architectures étudiées se rétreignent à de la formation de faisceaux par leur manque de flexibilité des phases appliquées aux antennes en émission et réception. L'utilisation de déphaseurs permet théoriquement l'implémentation d'algorithmes équivalents au *Delay-and-sum*, mais cette pratique est largement pénalisée par la complexité et le temps nécessaire à la génération de phases correspondant à chacun des éléments de l'espace balayés par le système d'imagerie. Ainsi, seule l'architecture basée sur la numérisation des formes d'ondes émises et reçues permet un report total des algorithmes d'imagerie dans la couche logicielle et fournit la souplesse nécessaire à l'application de techniques basées sur la décomposition en ondes planes et la pseudo-inversion des réponses spatiales du système. Les approches développées dans le cadre des matrices de Butler et des lentilles de Rotman constituent des axes de recherches intéressants dans la mesure où l'action de composants actifs est reproduite de façon passive lors de la propagation dans les composants.

1.6 Objectifs et enjeux de la thèse

La précédente analyse permet donc de mettre en lumière l'inexistence de systèmes d'imagerie suffisamment performants pour être compatibles avec des applications champ proche tout en restant faible coût. De façon générale, l'augmentation de la bande passante tend à faire diminuer les performances des architectures étudiées alors qu'elle constitue un des éléments majeurs dans l'obtention d'images à haute résolution.

La figure (1.21) présente une synthèse des solutions étudiées en fonction de leur complexité et de la souplesse d'utilisation associée.

Les précédentes architectures ont mis en évidence les limites des systèmes actifs pour la réalisation des opérations nécessaires au calcul d'images radar, face aux méthodes reportées dans la couche logicielle qui tendent à être à la fois plus rapides et performantes.

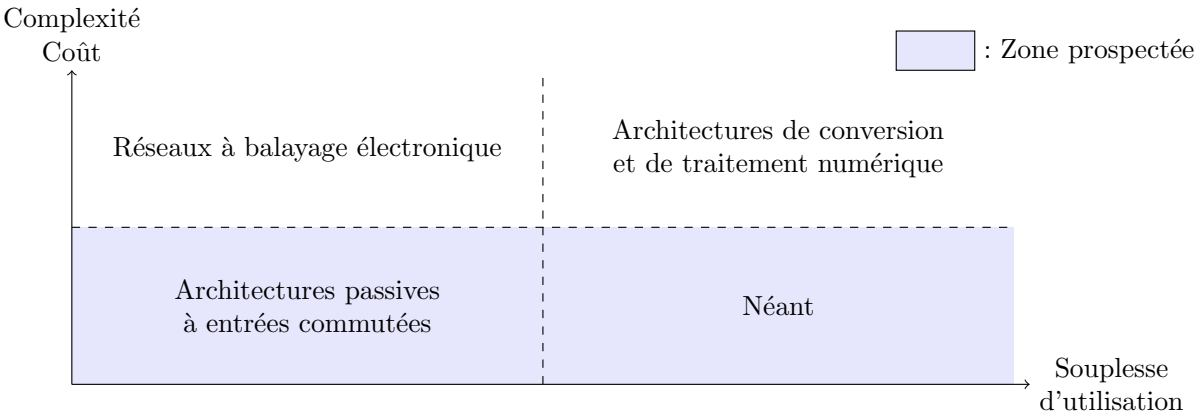


FIGURE 1.21 – Bilan des architectures étudiées en termes de complexité et de performances

La solution proposée devra donc idéalement être basée sur le **contrôle des formes d'onde émises et reçues** et sur le calcul numérique des images. Il a cependant été montré que de telles performances nécessitent de lourds investissements vis-à-vis du matériel actif requis, il sera ainsi nécessaire de **limiter la complexité et le nombre d'émetteurs et de récepteurs** au maximum. Dans le cadre de systèmes d'imagerie à haute résolution, il est enfin nécessaire d'utiliser des signaux présentant une très grande bande passante imposant de nouvelles contraintes sur le matériel actif. Il serait alors utile de développer une **technique compatible avec les signaux ultra large bande**.

Ces travaux de thèse sont ainsi accès sur le développement d'une approche compressive expliquée dans la prochaine section. Celle-ci permet la simplification des systèmes radars, tout en autorisant le contrôle indépendant des formes d'onde émises et reçues. Afin de réaliser des prototypes complets, il a été nécessaire de concentrer les recherches sur trois domaines d'étude qui sont la réalisation de composants capables de compresser les signaux émis et reçus, le développement de techniques de reconstruction permettant d'annuler l'impact des compressions et enfin l'optimisation d'algorithmes d'imagerie calculés à partir des signaux reconstruits. Un résumé des investigations développées dans ce manuscrit est présenté en figure (1.22).

La technique développée repose sur le principe d'acquisition comprimée (*Compressed sensing*) appliquée dans la couche physique et son implémentation originale au domaine des microondes pour la réalisation de systèmes d'imagerie satisfaisant les contraintes précisées.

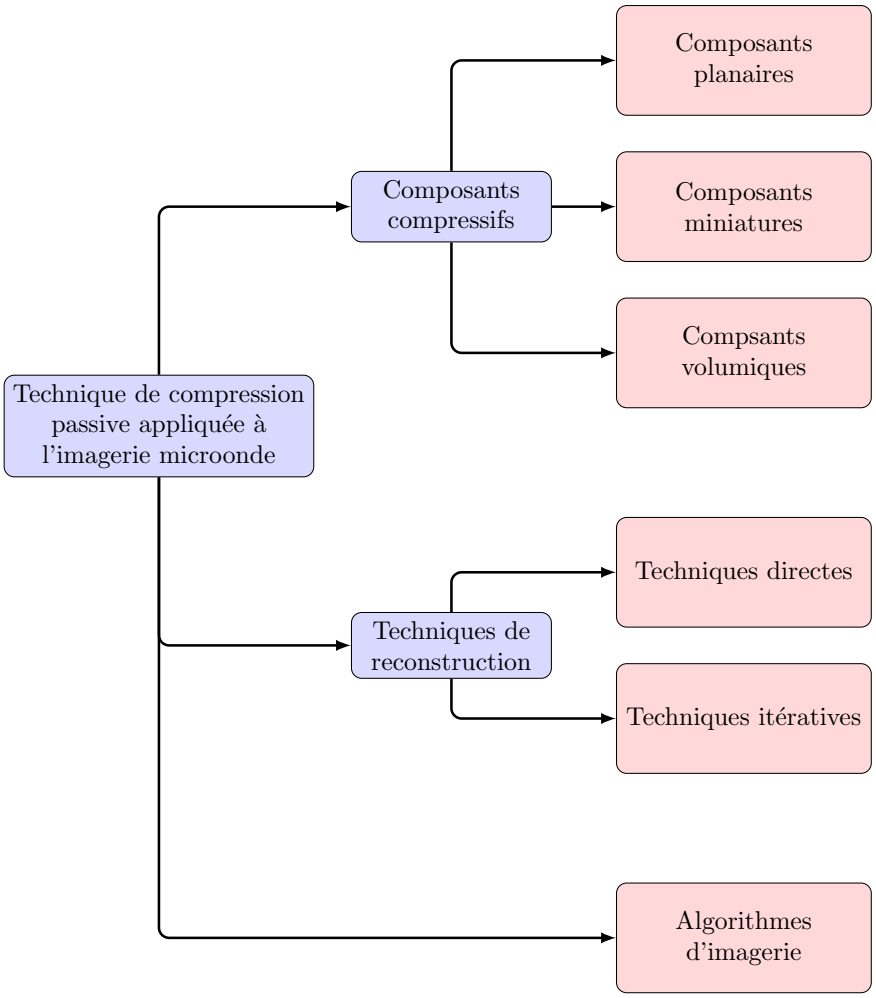


FIGURE 1.22 – Résumé des études développées dans ce manuscrit.

1.6.1 Techniques d'acquisitions comprimées et application à l'imagerie

Les précédentes sections font état des limitations associées à la complexité et au coût des architectures multi-sources multi-récepteurs, malgré la grande souplesse d'utilisation permise par l'implémentation des algorithmes d'imagerie dans la couche logicielle. La relaxation de ces contraintes nécessite donc de réduire la quantité de matériel actif mis en jeux, idéalement sans détérioration notable des performances. La figure (1.23) reprend le principe de l'algorithme *Delay-and-sum* développé dans le chapitre précédent, réalisé à l'aide d'un réseau d'antennes. La focalisation des ondes émises et reçues est ainsi réalisée en re-propageant le champ voxel par voxel. La faiblesse de cette approche réside dans la quantité d'éléments actifs nécessaire à l'implémentation de l'algorithme.

L'idée introduite par ces travaux repose sur l'utilisation d'un composant connecté aux antennes, qui va permettre de compresser les ondes émises et reçues en une forme d'onde unique, sans avoir recours à des composants actifs (Fig.1.24). Une telle compression

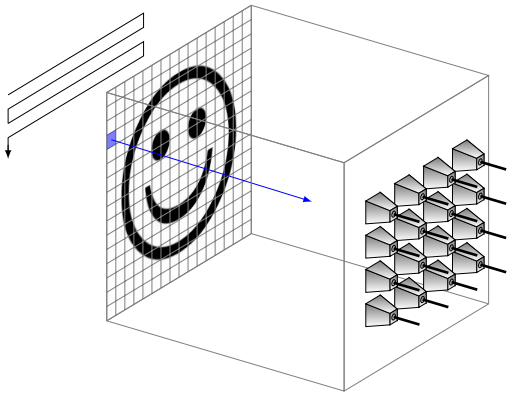


FIGURE 1.23 – Mesure de la réflexion d'une cible par un réseau d'antennes pour le calcul d'image radar. Une approche conventionnelle basée sur l'algorithme *Delay-and-sum* consiste à reconstruire l'image voxel par voxel en re-propageant le champ.

nécessite l'utilisation d'un composant dont les propriétés particulières apparaissent après formulation mathématique du problème.

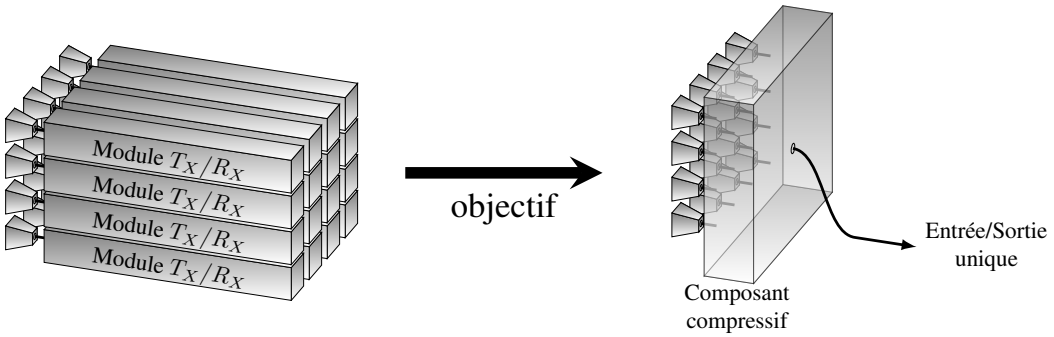


FIGURE 1.24 – Simplification d'une architecture complexe par l'utilisation d'un composant compressif.

Le principe est présenté dans un cas simplifié où un réseau de N_r antennes de réception est mis en place face à une cible, et associé à une antenne d'émission unique. Dans cette configuration, seuls les signaux reçus sont compressés par la propagation au sein du composant. D'après la formulation générale introduite par l'équation (1.18), la simplification au cas d'un unique émetteur permet d'écrire le champ reçu par les antennes de la façon suivante :

$$\underbrace{[S_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})]}_{1\times N_r} = \underbrace{[f_\omega(\vec{r_s})\ G_\omega(\vec{r_s},\vec{r}\ )]}_{1\times N}\underbrace{[\Delta O_\omega(\vec{r})]}_{N\times N}\underbrace{[G_\omega(\vec{r},\vec{r_r}\ )]}_{N\times N_r} \tag{1.50}$$

Cette formulation est allégée en introduisant la réponse suivante de chaque élément de la cible à l'antenne de réception :

$$[\Delta O_{\omega,\vec{r_s}}(\vec{r})] = [f_\omega(\vec{r_s})\ G_\omega(\vec{r_s},\vec{r}\ )][\Delta O_\omega(\vec{r})] \tag{1.51}$$

Cette simplification permet de travailler avec un vecteur traduisant directement la phase appliquée par l'antenne d'émission sur la cible à reconstruire. Tout se passe ainsi comme si chaque élément de la cible devenait une source dont l'amplitude et la phase dépendent de l'éclairage apporté par l'antenne d'émission. Il vient alors une nouvelle formulation allégée du problème :

$$\underbrace{S_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})]}_{1\times N_r} = \underbrace{[\Delta O_{\omega,\vec{r_s}}(\vec{r})]}_{1\times N}\underbrace{[G_\omega(\vec{r},\vec{r_r}\ )]}_{N\times N_r} \tag{1.52}$$

Dans ces conditions, le nombre d'antennes d'émission représente à la fois l'élément clé en terme d'imagerie par la diversité spatiale apportée au problème, mais aussi la principale limitation en terme de complexité du système. Un composant est donc connecté au réseau d'antennes de façon à coder les formes d'ondes reçues et de les sommer en un signal unique mesuré (Fig. 1.25). Soit $[C_\omega(\vec{r_r})]$ la fonction de transfert du composant réalisant la compression des signaux, le signal unique mesuré $[Y_\omega]$ s'exprime alors tel que :

$$[Y_\omega] = \underbrace{[S_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})]}_{1\times N_r}\underbrace{[C_\omega(\vec{r_r})]}_{N_r\times 1} \tag{1.53}$$

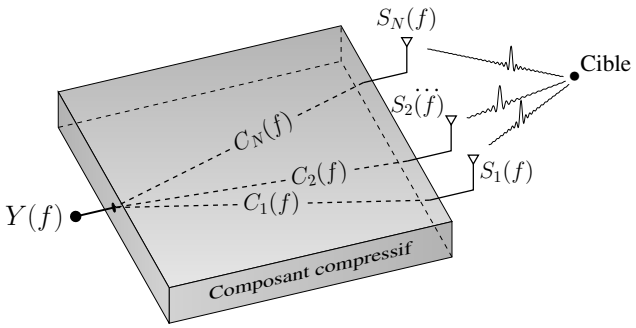


FIGURE 1.25 – Représentation de la compression des ondes reçues par un réseau d'antennes en un signal unique. Ce composant réalise ainsi un multiplexage des signaux reçus par l'utilisation de canaux orthogonaux.

Le principe de cette méthode de compression repose ainsi sur la capacité à estimer les formes d'ondes reçues $[S_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})]$ qui ont été compressées en un signal unique. Mathématiquement, cette reconstruction n'est pas possible à une fréquence unique dans la mesure où le problème comporte trop d'inconnues. Dans le cas d'un composant appliquant des poids aléatoires aux antennes, l'étude du rayonnement total implique que certaines zones de l'espace soient illuminées, sommant la contribution de toutes ces sources secondaires en un échantillon fréquentiel qui ne permet pas à lui seul de reconstruire une image (Fig. 1.26).

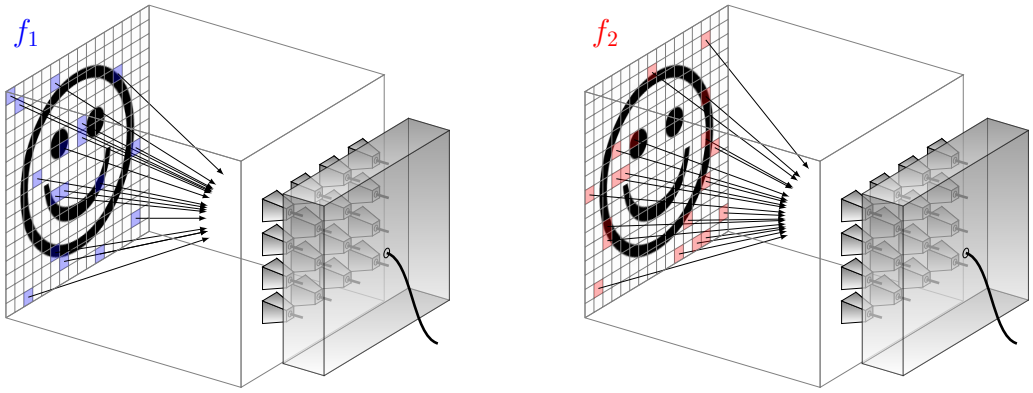


FIGURE 1.26 – Impact d'un composant générique sur le rayonnement du réseau d'antennes : les contributions spatiales issues de la cible sont sélectionnées en fonction de la réponse du composant à chaque fréquence et sommées en un signal unique. La clé de cette technique de compression réside dans l'impact du composant sur le diagramme de rayonnement du système de façon à diversifier les échantillons mesurés à chaque fréquence.

De façon intuitive, il est nécessaire d'augmenter la quantité d'informations mesurées en diversifiant les contributions de l'espace, impliquant un composant dont le comportement change radicalement à chaque fréquence. Dans la mesure où la première contrainte est fixée sur les fonctions de transfert du composant, la reconstruction des signaux est réalisée par compensation de phase (ou retournement temporel), qui constitue à la fois la technique de reconstruction la plus intuitive et la plus simple. Dans ces conditions, l'expression des signaux reconstruits $[S_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})]\Big|_{rec}$ est :

$$[S_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})]\Big|_{rec} = [Y_\omega][C_\omega(\vec{r_r})]^H \tag{1.54}$$

avec $[.]^H$ l'opérateur hermitien calculant la transposée-conjuguée d'une matrice. L'expression du signal mesuré S_ω est développée :

$$[S_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})]\Big|_{rec} = [S_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})][C_\omega(\vec{r_r})][C_\omega(\vec{r_r})]^H \tag{1.55}$$

Le produit vectoriel entre les fonctions de transfert mesurées et leurs transposées-conjuguées mènent alors à l'introduction de la matrice de corrélation :

$$[R_\omega(\vec{r_r},\vec{r_r})] = [C_\omega(\vec{r_r})][C_\omega(\vec{r_r})]^H \tag{1.56}$$

Soit finalement :

$$[S_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})]\Big|_{rec} = [S_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})][R_\omega(\vec{r_r},\vec{r_r})] \tag{1.57}$$

Idéalement, la matrice $[R_\omega(\vec{r_r},\vec{r_r})]$ devrait être une matrice identité à chaque fréquence afin de permettre une reconstruction parfaite des formes d'ondes reçues. Ce cas n'est

mathématiquement pas réalisable dans la mesure où le rang des matrices des fonctions de transfert est inférieur à celui de la matrice de corrélation, impliquant une application sans solution. Ce n'est que par l'ajout d'un nouveau degré de liberté correspondant à la dimension fréquentielle que la reconstruction peut être effectuée. Le signal reçu par l'antenne de réception de position $\vec{r_r}(n_k)$ est développé. Afin d'alléger les notations pour les prochains développements, la position invariante de l'antenne d'émission n'est plus représentée et les matrices sont référencées par l'indice des antennes au lieu de leur position. L'équation (1.57) est alors développée de la façon suivante, rappelant les résultats obtenus dans [25] lors d'expériences de focalisations par retournement temporel en milieu réverbérant :

$$S(n_k, f)\Big|_{rec} = \sum_{n_r=1}^{N_r} S(n_r, f)\ R(n_r, n_k, f) \tag{1.58}$$

$$= \underbrace{S(n_k, f)\ R(n_k, n_k, f)}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\sum_{\substack{n_r=1 \\ n_r \neq n_k}}^{N_r} S(n_r, f)\ R(n_r, n_k, f)}_{\text{Interférences}} \tag{1.59}$$

L'analyse de la reconstruction d'un des signaux reçus permet donc de dicter les propriétés relatives à la matrice de corrélation :

— Les termes diagonaux $R(n_k, n_k, f)$ doivent tendre vers 1.
— Les termes non diagonaux $R(n_k, n_r, f)$ avec $n_k \neq n_r$ doivent tendre vers 0.

La qualité de la reconstruction de cette technique dépend donc du degré de ressemblance entre les canaux du composant utilisé. Ainsi, un faible niveau de corrélation entre fonctions de transfert d'un composant permet d'assurer une bonne reconstruction des signaux compressés, avec une faible projection entre eux.

Les travaux de cette thèse ont été initiés par le développement d'un principe publié en 2012 dans [26] qui sera développé dans ce chapitre. La reformulation des problèmes associés à l'imagerie compressive menée en parallèle d'une étude bibliographique approfondie a cependant permis au cours de ces années de doctorat de considérer des techniques existantes issues des domaines de l'optique, des microondes et de l'acoustique, dont l'approche présente des similitudes avec celle qui sera développée par la suite. Il est ainsi nécessaire d'introduire ces travaux par un aperçu de ces techniques.

1.6.2 Connexions avec d'autres travaux

1.6.2.1 Acquisition comprimée

Le principe d'acquisition comprimée (plus largement connu sous le nom anglais de *compressive sensing*) est né en 2004, lorsqu' Emmanuel Candès, Justin Romberg et Terence Tao développèrent une nouvelle méthode de compression d'images sans perte d'informations [27, 28, 29]. La formulation en 1949 du théorème d'échantillonnage de Shannon [30] permit d'établir la relation entre le spectre d'un signal et la fréquence d'échantillonnage requise pour en avoir une représentation parfaite. Ainsi, pour un signal dont le spectre est borné par f_{max}, le temps minimum entre deux échantillons temporels est :

$$dt \leq \frac{2}{f_{max}} \tag{1.60}$$

Dans le cas d'une image numérique – qui équivaut à un signal à deux dimensions – cette approche impose qu'un doublement de la résolution implique nécessairement un doublement du nombre de pixels capturés. L'approche originale apportée par l'acquisition comprimée se base sur le fait que la plupart des images sont faites d'objets continus et bien définis, impliquant que chaque pixel ne correspond pas nécessairement à une réelle source d'information. Il est alors possible de trouver un ensemble de sous-espaces dans lequel projeter l'image afin d'en avoir une représentation décrite par un nombre de composantes inférieur à celui du nombre de pixels. Des techniques de compression d'image comme le JPEG2000 exploitaient déjà un principe similaire, effectuant une décomposition en ondelettes de l'image à compresser pour n'en garder que les composantes les plus significatives impliquant une perte en qualité mineure. L'apport développé par Candès *et al.* se situe dans la technique de reconstruction, montrant que dans certains cas la perte d'information tend à être nulle. Des images issues de [27] montrent la première application de cette technique, dans le cadre de la réduction du nombre d'acquisitions requis pour la capture d'images par résonance magnétique (Fig. 1.27).

L'application visée était ainsi la diminution du nombre d'acquisitions angulaires pour les systèmes d'imagerie par tomographie. Ce problème peut être formulé par l'application linéaire suivante :

$$\underbrace{y}_{m\times 1} = \underbrace{H}_{m\times n}\underbrace{x}_{n\times 1} + \underbrace{\epsilon}_{m\times 1} \tag{1.61}$$

Le vecteur x correspond à une version vectorisée de l'image à capturer, H est la matrice correspondant au système d'acquisition dont chaque ligne permet de déterminer les pixels capturés pour une position angulaire donnée, ϵ est le bruit additif éventuellement ajouté lors de la mesure et enfin, y est le signal mesuré. Cette étude se place dans le cas

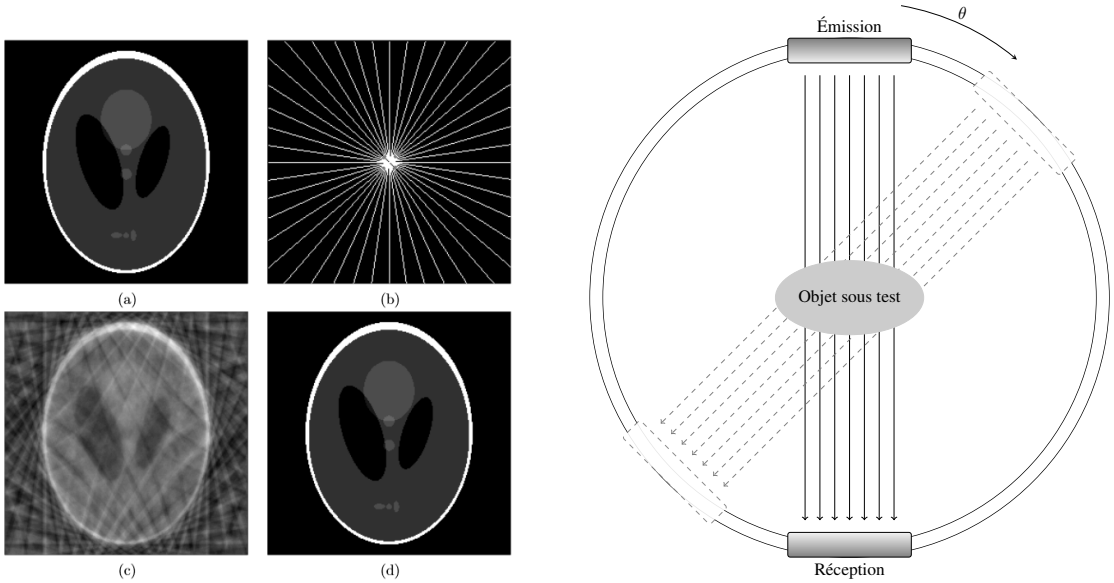


FIGURE 1.27 – Première application du *compressed sensing* à la réduction du nombre d'acquisitions nécessaires pour la capture d'une image par tomographie [27] : (a) Fantôme de test numérique, (b) Filtre appliqué aux fréquences spatiales, (c) Reconstruction conventionnelle par transformée de Radon [31, 32], (d) Reconstruction développée par Candès *et al.*, l'image obtenue est l'exacte réplique de l'initiale. L'image de droite correspond au type de montage utilisé pour réaliser des images par tomographie. Pour chaque position θ du système d'acquisition, une capture correspond à une droite du filtre appliqué aux fréquences spatiales.

où le nombre de captures m est inférieur au nombre de pixels n. Il a été démontré qu'en fonction de la nature de la matrice H, il est possible de reconstruire une très bonne – voire une parfaite – estimation de l'image capturée, malgré le grand nombre de composantes fréquentielles perdues lors de l'acquisition. L'approche initialement développée par Candès *et al.* était basée sur une optimisation contrainte en norme l_2 et incluant un terme de régularisation :

$$\hat{x} = \arg\min_{x} \mathrm{L(x)} \tag{1.62}$$

avec

$$\mathrm{L(x)} = ||y - Ax||^2 + \lambda\ \mathrm{TV}(x) \tag{1.63}$$

où λ est un paramètre de régularisation permettant d'ajuster l'impact de la *total variation* $\mathrm{TV}(x)$ définie tel que :

$$\mathrm{TV}(x) = \sum_i \sqrt{(\Delta_i^h x)^2 + (\Delta_i^v x)^2} \tag{1.64}$$

Les opérateurs Δ_i^h et Δ_i^v calculent la différence entre chaque paire adjacente de pixels

(au format matriciel) selon les lignes et les colonnes, respectivement. Le but de cette optimisation est donc de reconstruire une estimation fidèle de x en déconvoluant la matrice H, tout en minimisant la variation de proche en proche des pixels reconstruits.

L'analogie entre ce principe et les techniques développées dans ces travaux est possible lorsque l'on considère le vecteur x comme la signature de la cible et H comme la réponse spatiale du système d'imagerie, comme présenté en figure (1.26).

1.6.2.2 Imagerie acoustique

Une méthode de focalisation acoustique présentée dans [33] en 2004 puis étendue dans [34] développe l'utilisation d'un milieu réverbérant pour la réalisation d'un système d'imagerie basé sur la pré-caractérisation de la réponse spatiale du composant discrétisée sur une grille (Fig. 1.28).

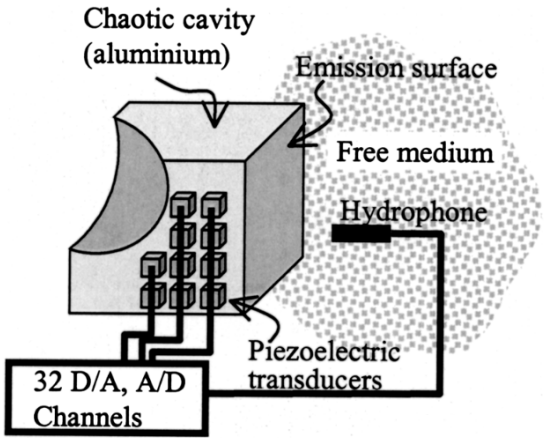


FIGURE 1.28 – Schéma du montage utilisé dans [33]

Le composant utilisé est une cavité parallélépipédique en aluminium, tronquée en l'un de ses coins par une sphère. La propagation d'ondes dans ce type de cavité se distingue par une répartition ergodique des modes résonants dans l'espace comparée au cas de cavités régulières où certaines zones tendent à être sous-représentées dans le domaine spectral. Ces propriétés statistiques permettent d'optimiser les focalisations par retournement temporel (équivalent temporel de la compensation de phase), notion sur laquelle se base cette technique [35, 36, 37]. Du point de vue du formalisme développé dans l'équation (2.3), cette propriété tend à diminuer le niveau de corrélation entre canaux du composant, permettant ainsi de limiter l'impact des termes d'interférences sur le signal reconstruit. Le rayonnement d'un des panneaux du composant a été caractérisé sur une grille plane de 1600 points. La figure (1.29) présente deux résultats de mesure dans ce plan, pour une première cible rectangulaire et une seconde en forme de "T".

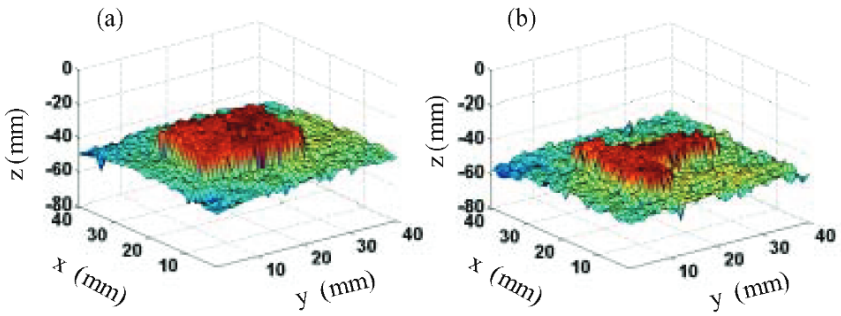


FIGURE 1.29 – Résultats obtenus en mesure après pré-caractérisation de la réponse issue de 1600 points d'un plan, pour une cible rectangulaire (a) et une cible en forme de "T" (b).

Bien qu'appliqués dans le domaine acoustique, ces travaux se rapprochent de ceux développés dans ce manuscrit. Les principales différences, outre l'aspect vectoriel de la propagation des ondes électromagnétiques, résident dans la façon dont sont reconstruites les images. Ces points seront développés au cours des différentes expériences présentées.

1.6.2.3 Imagerie optique

Ce principe publié en 2006 s'inspire directement des travaux de Candès *et al.* afin de proposer une solution d'appareil photographique ne nécessitant qu'un capteur mono pixel (Fig. 1.30) [38].

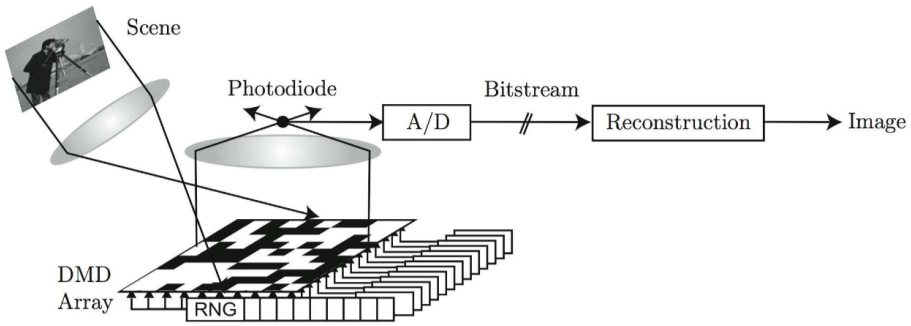


FIGURE 1.30 – Schéma de la *Single Pixel Camera* introduite dans [38]

La compression est réalisée à l'aide d'un jeu de lentilles focalisant la lumière venant d'une scène sur un réseau de micro miroirs capable de réfléchir la scène échantillonnée de façon aléatoire. Ainsi, la somme des pixels réfléchis est mesurée par une photodiode. À chaque acquisition, l'état du réseau réflecteur est stocké dans une ligne de la matrice H présentée dans le cadre du formalisme de l'acquisition comprimée. Il a ainsi été démontré que 1600 mesures suffisaient à créer une image de qualité équivalente à celle d'un appareil photo à 4096 pixels. Les applications de cette technique restent cependant limitées dans la mesure où elle impose que la scène à imager reste immobile le temps de l'acquisition. Ce principe a été en 2013 étendu à de l'imagerie 3D comprimée, utilisant quatre capteurs

mono pixels [39].

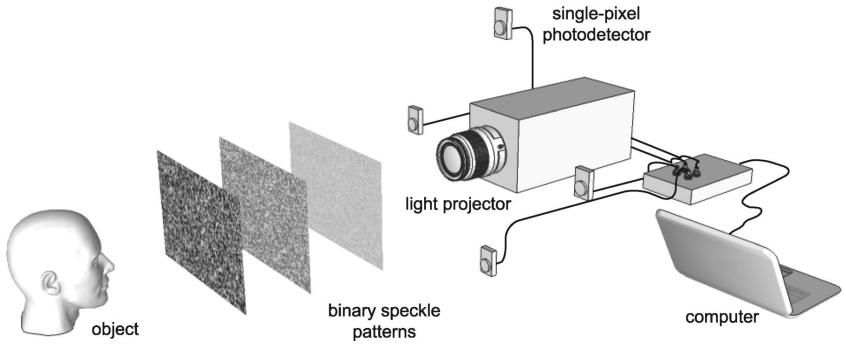


FIGURE 1.31 – Images capturées par quatre récepteurs single-pixel permettant le calcul d'un profil 3D de la scène [39]

Ce montage a été simplifié par rapport à la première application en utilisant un projecteur émettant des motifs aléatoires à chaque acquisition, utilisé comme base de compression. Les résultats après reconstruction sont présentés dans la figure (1.32).

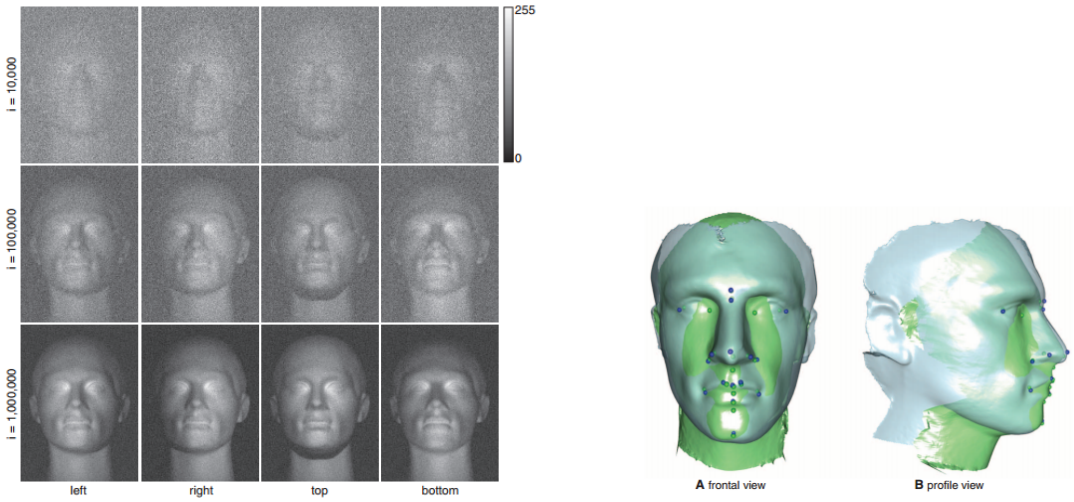


FIGURE 1.32 – Résultats obtenus sur chaque capteur en fonction du nombre de captures et reconstruction 3D effectuée à partir des images issues du million d'itérations

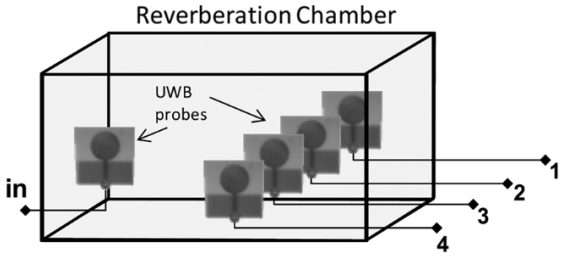
Ces résultats correspondent aux reconstructions effectuées à partir des signaux mesurés sur chaque photodiode pour 10 000, 100 000 et 1 000 000 de captures, respectivement. La qualité des images est en lien direct avec le nombre de mesures, imposant un long temps d'acquisition. La vitesse de projection et de démodulation annoncée est de 1440 Hz, soit un temps d'exposition supérieur à 11 minutes dans le cas d'un million de captures. Le projecteur utilisé étant basé sur l'utilisation d'un réseau de miroirs compatible avec des applications allant de 300 nm à 2 μm, cette technique se présente comme une alternative d'imagerie intéressante pour un large spectre d'applications. Cette approche est à nouveau discernable de celle développée dans ce manuscrit par les commutations mécaniques

nécessaires à l'acquisition de chaque image. Afin de situer l'approche développée dans ces travaux par rapport aux autres techniques analogues introduites dans cette section, l'idée initiale ayant mené à cette thèse est développée dans la prochaine section.

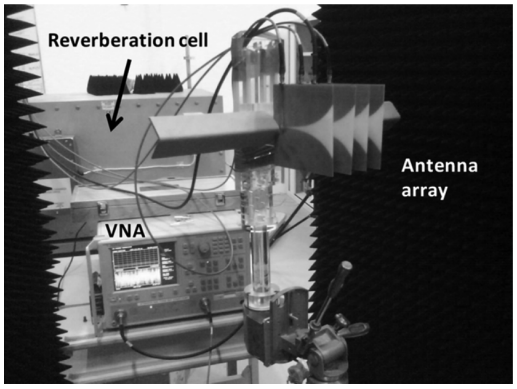
1.6.2.4 Imagerie microonde

1.6.2.4.1 Formation de faisceaux par retournement temporel

La première application d'imagerie compressive dans le domaine microonde fut réalisée par David Carsenat et Cyril Decroze, encadrant de ces travaux de thèses, et publiée en 2012 dans [26]. Ce principe se base sur la capacité des environnements réverbérants à disposer de canaux spatialement décorrélés, notamment lorsque l'on travaille dans le domaine ultra large bande. Il a ainsi été démontré dans [25] que l'utilisation du retournement temporel permet d'obtenir des focalisations simultanées en plusieurs points de l'espace d'une chambre réverbérante, d'après des travaux initiés dans [40]. Se basant sur l'utilisation de ce type d'environnement pour l'obtention de canaux ayant un faible niveau d'intercorrélation, la preuve de concept de cette technique a été réalisée dans la bande $2 - -5$ GHz. Une cavité métallique fut ainsi utilisée pour cette expérience. Il s'agissait d'une cellule réverbérante de dimensions $1,1 \times 0,7 \times 0,6\ m^3$ initialement conçue pour des études de compatibilité électromagnétique [41] (Fig. 1.33).



(a) Illustration de la cellule réverbérante utilisée comme composant compressif



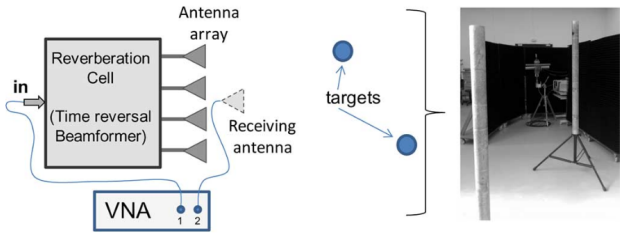
(b) Connexion du composant compressif à un réseau de quatre antennes Vivaldi

FIGURE 1.33 – Montage expérimental développé dans [26]

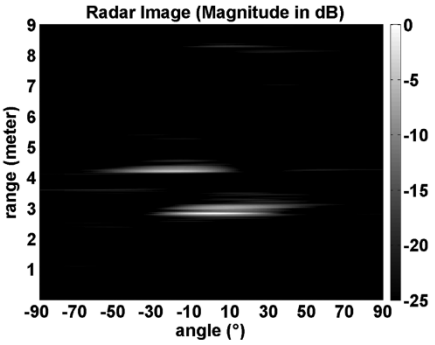
Des sondes adaptées dans la bande de fonctionnement furent positionnées dans la cavité en prenant soin d'optimiser empiriquement les contraintes relatives aux niveaux des corrélations présentées précédemment. Après avoir mesuré les canaux du composant à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel, quatre antennes Vivaldi furent connectées aux ports de la cellule afin de réaliser le montage du système d'imagerie. Ce

principe fut adapté à la mesure de signatures de deux cylindres métalliques à surface équivalente radar isotrope dans le plan d'étude (Fig. 1.34). Ainsi, émettant à l'entrée du composant une forme d'onde permettant par compensation de ses fonctions de transfert de focaliser des signaux sur chacun de ses ports de sortie connectés à des antennes, une preuve de principe de formation de faisceau compressive à port unique fut démontrée.

Les résultats obtenus, associés à une étude des diagrammes de rayonnement générés par le système permirent de valider la faisabilité d'une telle technique, ouvrant la voie à une nouvelle architecture de radar basée sur l'acquisition comprimée des signaux mesurés par les antennes (Fig. 1.34).



(a) Montage radar basé sur l'utilisation du composant compressif pour la détection de deux cibles



(b) Image RADAR reconstruite par approche compressive montrant la signature des deux cibles.

FIGURE 1.34 – Mesure radar issue de [26]

1.6.2.4.2 Imagerie compressive basée sur l'utilisation de résonateurs couplés

En 2012, un principe basé sur l'exploitation d'une surface de résonateurs couplés a été développé par A.Ourir *et. al* de l'Institut Langevin afin de localiser la position de sources magnétiques [42]. Le principe de cette approche repose sur l'exploitation de la variation du rayonnement de cette structure en fonction de la position des excitations magnétiques. Il a ainsi été démontré expérimentalement qu'il était possible de localiser les accès couplés à celle-ci dans la bande $1.8 - 2.1$ GHz (Fig. 1.35).

En 2013, un article présentant une méthode d'imagerie compressive appliquée aux microondes fut publiée dans [43] par J. Hunt *et. al* de l'université de Duke. Cette technique est basée sur l'utilisation de résonateurs couplés formant une surface sélective en fréquences [44], rayonnant des diagrammes différents dans la bande 18-26 GHz (Fig. 1.36).

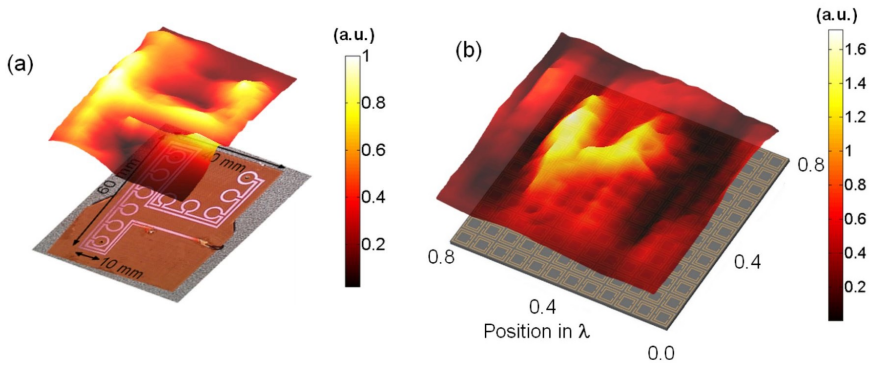


FIGURE 1.35 – Reconstruction d'une source magnétique par l'utilisation d'une structure sélective en fréquence : (a) Champ proche mesuré d'une source magnétique distribuée, (b) Reconstruction de la forme de la source couplée à une structure résonante éclairée en champ lointain par un cornet.

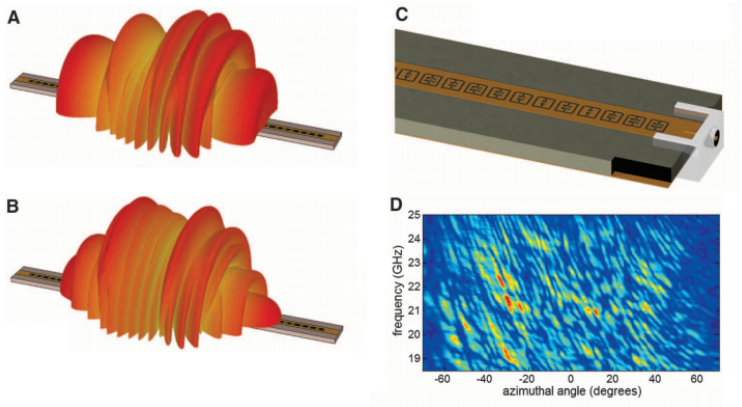


FIGURE 1.36 – A et B : Simulations de diagrammes rayonnés par le composant compressif à 18,5 GHz et 21.8 GHz, respectivement. C : Aperçu des résonateurs couplés du composant. D : Diagramme de rayonnement mesuré dans un plan dans la bande de fréquence 18-26 GHz [43].

Ce principe a été adapté à la localisation en temps réel d'une cible mouvante, reconstruite par compensation du rayonnement du système pré-caractérisé (Fig. 1.37).

Ce démonstrateur fut ainsi réalisé par l'équipe de David R. Smith, historiquement liée à la conception des métamatériaux, sans connaissance des travaux initiés dans [26, 45]. De grandes similitudes résident entre ces deux techniques, et ont ainsi permis d'initier une collaboration entre les universités de Duke et de Limoges, notamment lors d'un séjour de recherche effectué à Duke durant l'été 2014. La principale différence entre cette technique et celle introduite dans [26] réside dans la partie du système réalisant la compression, correspondant à un composant dispersif connecté à un réseau d'antennes dans [26] comparé à [43] où la compression est réalisée par la réponse de la partie rayonnante. Une comparaison des deux approches est présentée dans la figure (1.38), dans le cas de deux composants 2D adaptés à partir de chaque technique.

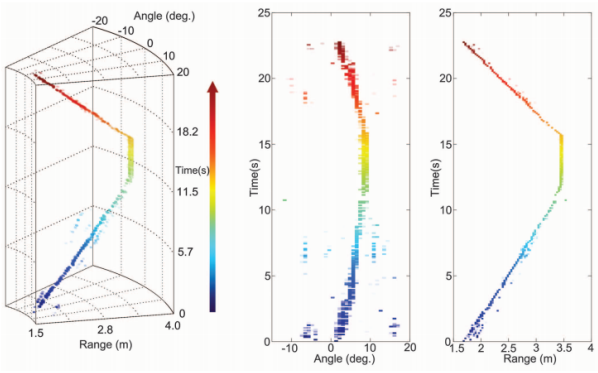
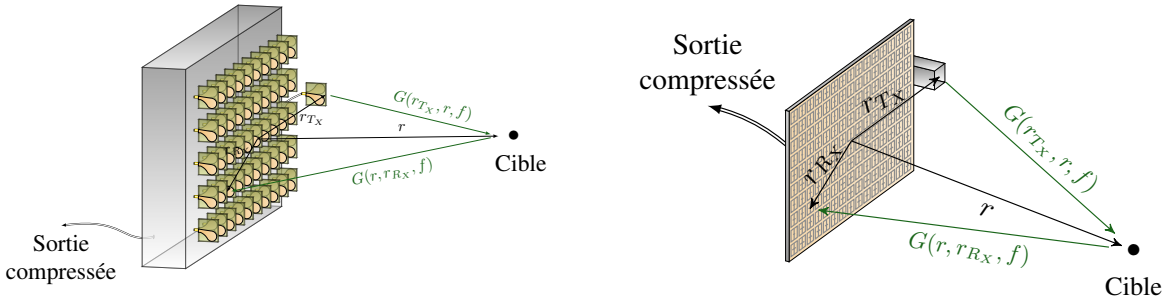


FIGURE 1.37 – Reconstruction de la position d'une cible à surface équivalente radar isotrope en temps réel [43].



(a) Composant 2D issu du principe introduit dans [26]. La compression est réalisée par le composant connecté au réseau et des antennes conventionnelles sont utilisées.

(b) Composant 2D issu du principe introduit dans [43]. La compression est réalisée par le rayonnement des résonateurs couplés.

FIGURE 1.38 – Comparaison des deux techniques de compression

L'approche développée par Duke se rapproche de celle introduite par [33], axée sur la caractérisation du composant compressif discrétisée sur une grille spatiale, à partir de laquelle la reconstruction est faite par une méthode de déconvolution itérative appelée *TwIST* (Two-Step Iterative Shrinkage/Thresholding [46]). La méthode de reconstruction introduite dans [26] est quant à elle basée sur la reconstruction des signaux reçus par les antennes, à partir desquels il est possible d'appliquer des algorithmes conventionnels d'imagerie radar. Il est ainsi possible avec cette dernière méthode d'utiliser des approches optimisées moins gourmandes en temps de calcul, basées par exemple sur l'utilisation de transformées de Fourier rapides.

Les approches compressives développées dans ce chapitre ont pour principal intérêt d'autoriser une réduction drastique de la complexité des systèmes actifs nécessaire à la réalisation d'images mesurées par un grand nombre d'antennes. Il est ainsi possible à l'aide de composants rayonnants présentant un unique port d'entrée et de sortie de reconstruire la signature spatiale d'une cible dans l'espace au moyen d'un seul signal mesuré.

1.7 Conclusion du chapitre

Ce manuscrit a été introduit par une présentation des notions liées à la propagation des ondes et à la façon de les exploiter pour localiser des cibles dans l'espace. À partir de ces spécifications, il a été possible de dresser un portrait succinct des solutions d'imagerie existantes dans le domaine microonde. Face aux systèmes existants dont les performances sont limitées en bande passante par les systèmes actifs utilisés et la complexité inhérente à la connexion d'un grand nombre d'éléments rayonnants, une technique compressive a été proposée afin de simplifier ces architectures, dont le fonctionnement n'est intrinsèquement pas limité en bande passante. Cette technique repose ainsi sur l'usage d'un composant compressif présentant des propriétés de corrélation particulières permettant de multiplexer les ondes émises et reçues en un signal unique. Il est ainsi possible dans des conditions de rapport signal à bruit idéales d'imager une scène à partir d'un unique signal mesuré.

Dans le prochain chapitre, des premières solutions de composants compressifs planaires sont étudiées, développant de nouvelles méthodes de reconstruction des ondes compressées.

Chapitre 2

Étude de composants compressifs planaires

Sommaire

2.1 Introduction 47
2.2 Conception d'un cristal photonique 2D 49
2.3 Composant chaotique 2D 92
2.4 Conclusion du chapitre 119

2.1 Introduction

Ce chapitre présente un premier type de composants dont la contrainte est portée sur l'encombrement. Un cahier des charges relatif aux propriétés des composants compressifs est premièrement dressé de façon à définir l'orientation de ces recherches. Dans cette optique, le principe de compression développé dans ces travaux est ainsi rappelé, se basant sur les développements présentés dans le premier chapitre (Fig. 2.1).

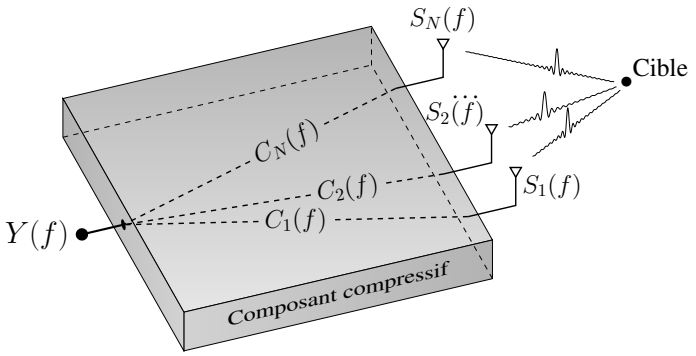


FIGURE 2.1 – Représentation de la compression des ondes reçues par un réseau d'antennes en un signal unique.

Dans une configuration en réception, les signaux reçus par des antennes sont compressés par la propagation au sein d'un composant et sommés en une forme d'onde unique. Il est ainsi possible de reconstruire une estimation des signaux par compensation de la phase des fonctions de transfert du composant :

$$[S_\omega(\vec{r_s}, \vec{r_r})]\Big|_{rec} = [Y_\omega][C_\omega(\vec{r_r})]^H \tag{2.1}$$

Un précédent développement a permis de mettre en évidence l'expression des signaux reconstruits en fonction des corrélations entre fonctions de transfert du composant.

$$S(n_k, f)\Big|_{rec} = \sum_{n_r=1}^{N_r} S(n_r, f)\ R(n_r, n_k, f) \tag{2.2}$$

$$= \underbrace{S(n_k, f)\ R(n_k, n_k, f)}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\sum_{\substack{n_r=1 \\ n_r \neq n_k}}^{N_r} S(n_r, f)\ R(n_r, n_k, f)}_{\text{Interférences}} \tag{2.3}$$

La qualité des signaux reconstruits dépend donc du niveau de corrélation entre canaux d'un composant. Cette notion s'explique de façon intuitive par la nécessité de disposer de fonctions de transfert suffisamment différentes permettant la multiplication de chaque signal à compresser par un code orthogonal aux autres, limitant ainsi les pertes

d'informations après sommation. Ce principe rappelle celui du CDMA (*Code Division Multiple Access*) notamment utilisé en télécommunication, dont le but est de coder les informations à transmettre par des séquences pseudo-aléatoires de façon à augmenter la capacité des canaux de transmission [47].

De telles fonctions de transfert peuvent être notamment obtenues au sein de cavités résonantes surdimensionnées par rapport aux longueurs d'onde de travail [48]. Disposant d'une grande diversité de modes au sein d'une cavité, les différentes positions des ports d'accès à celle-ci permettent de sélectionner des ensembles de modes différents afin d'obtenir des réponses faiblement corrélées. Ce principe sera développé plus en détails dans la prochaine section.

La technique compressive développée dans ces travaux repose ainsi sur l'utilisation de composants dispersifs capables de former des réponses impulsionnelles étalées dans le temps, de formes différentes en fonction des accès excités. Ces performances sont notamment atteintes par le développement de composants dont les fonctions de transfert sont très sélectives en fréquence, impliquant des bilans énergétiques relativement faibles par rapport aux filtres conventionnels utilisés en microonde. Il faudra toutefois garder à l'esprit que l'ensemble des réponses étudiées sont compensées de façon à reformer des impulsions présentant les dynamiques nécessaires à leur détection.

Des solutions planaires sont étudiées dans ce chapitre en axant la recherche sur l'optimisation de la décorrélation de fonctions de transfert dans un volume restreint. Face aux limitations physiques imposées par l'utilisation de composants à faible volume, des nouvelles méthodes de reconstruction seront développées afin de pallier le manque de diversité modale associé.

La première partie de ce chapitre débute avec l'étude des modes présents dans une cavité régulière 2D, définie comme composant de référence. Après avoir introduit une métrique permettant de déterminer la quantité d'états propres présents dans cette cavité, un motif périodique résonant est introduit dans celle-ci afin d'en optimiser les performances dans le cadre des applications compressives visées. Un premier démonstrateur d'imagerie compressive sera ainsi réalisé dans ces travaux par la mise en place d'une expérience d'imagerie en temps réel. La deuxième partie de ce chapitre porte sur le développement d'un nouveau composant 2D basé sur l'introduction d'une unique rupture de propagation convexe dans une cavité. Les prochains développements permettront de mettre en évidence l'utilité de telles conditions aux limites impliquant l'obtention de propagation chaotique des champs, particulièrement adaptées à la technique de compres-

sion étudiée. Enfin, plusieurs applications de ce composant seront étudiées afin de mettre en évidence la multiplicité des domaines dans lesquels cette approche compressive peut être utile.

2.2 Conception d'un cristal photonique 2D

Partant du principe de multiplexeur compressif développé dans [26] associé aux contraintes formalisées mathématiquement dans le premier chapitre, il est possible de dresser un cahier des charges relatif aux performances d'un composant compressif. L'élément clé de cette technique réside dans la diversité modale établie à l'intérieur d'un volume clos. L'ensemble des canaux créés dans ce volume sont ainsi tous décomposables à partir d'une somme pondérée de ces modes, imposant une limite sur la quantité de canaux décorrélés adressés par cette technique.

Dans l'optique de la réalisation d'un composant compressif compact capable de satisfaire conjointement ces contraintes de diversité et de résolution modale, le choix est porté sur l'utilisation d'un substrat hyperfréquence *RT/Duroid 6006* comme support de propagation. La lame diélectrique utilisée présente une permittivité relative de $\epsilon_r = 6.15$, choisie assez haute pour assurer une grande diversité modale dans un volume et une bande donnée [49], ainsi qu'une tangente de perte $\tan(\delta) = 2,7.10^{-3}$ à 3GHz, choisie suffisamment faible pour optimiser le facteur de qualité intrinsèque de la cavité micro-onde. La fréquence maximale d'utilisation est fixée à 4 GHz afin de correspondre aux spécifications du banc d'expérimentation temporel avec lequel les mesures sont réalisées. Afin de comparer les résultats à la manipulation réalisée dans [26] sans contrainte de volume, un composant compressif à 4 entrées et une sortie est développé. L'ensemble des variables à déterminer afin d'optimiser la compression réalisée par le composant sont les suivantes :

- **Le placement des ports d'entrée et de sortie :** En fonction de la diversité modale disponible dans le composant, le choix de l'emplacement des ports d'accès détermine le niveau de couplage à ces modes.
- **Le choix d'un motif à graver :** Il est possible d'améliorer la diversité modale de la cavité en créant des ruptures d'impédance, source de résonances.

La prochaine section présente une étude de la diversité des modes établis dans une cavité régulière. Des outils sont ainsi mis en place afin de mettre en évidence la quantité d'états propres présents dans un volume donné, déterminant une métrique de performance des composants développés dans ce chapitre. Ces modes résonants représentant le support

de compression de la technique introduite dans ces travaux, une solution d'optimisation de leur nombre dans une bande donnée est ensuite proposée et validée.

2.2.1 Outils d'analyse de la diversité modale

2.2.1.1 Cas de référence : une cavité régulière 2D

Le point de départ du développement de composants compressifs planaires est initié à partir de l'étude des modes présents dans une cavité parallélépipédique de faible épaisseur. Le but de cette étude est de représenter la diversité des modes résonants dans de composant de référence, puis d'inclure des ruptures de propagation dans cette cavité afin d'en améliorer les performances. L'augmentation du nombre d'états propres dans une bande donnée permettra ainsi de diminuer le niveau de corrélation entre canaux formés au sein de ce composant. Les conditions aux limites et les dimensions de ce substrat microonde sont présentées en figure (2.2).

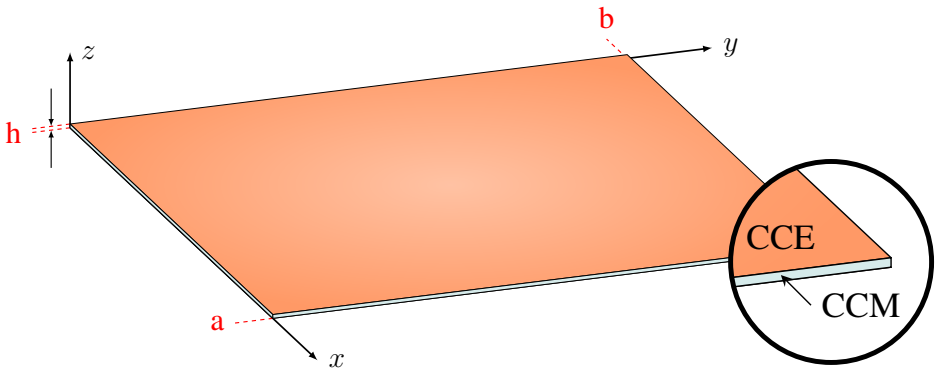


FIGURE 2.2 – Substrat hyperfréquence : Les plaques métalliques sont considérées équivalentes à des courts-circuits électriques (CCE) et les ruptures d'indice diélectrique au niveau des tranches à des courts-circuits magnétiques (CCM).

Le substrat étudié présente une épaisseur h bien inférieure aux longueurs d'onde guidées, permettant de considérer les champs dans la cavité indépendants de la composante z. Dans ces conditions, le champ de la cavité est décomposable en une somme de modes transverses *TE* et *TM*, dont les composantes tangentielles magnétiques et électriques respectives sont nulles. L'expression de la composante selon z du champ électrique $E_z(x, y)$ est ainsi étudiée dans la cavité 2D. Par décomposition spectrale, l'équation de propagation en présence d'une excitation spatialement discrète s'écrit (Eq. (1.11)) :

$$\Delta E_z(x, y) + k^2 E_z(x, y) = E_z(x, y)\ \delta(x - x_0, y - y_0); \tag{2.4}$$

avec (x_0, y_0) la position de l'excitation.

La forme régulière de la cavité permet de décomposer l'expression du champ par séparation des variables :

$$E_z(x,y) = E_z(x)\ E_z(y) \tag{2.5}$$

Par développement du calcul différentiel vient une nouvelle formulation de l'équation de propagation :

$$\frac{\partial^2 E_z(x)}{\partial x^2}\ E_z(y) + \frac{\partial^2 E_z(y)}{\partial y^2}\ E_z(x) + (k_x^2 + k_y^2)(E_z(x)\ E_z(y)) = E_z(x)\ \delta(x-x_0) E_z(y)\ \delta(y-y_0) \tag{2.6}$$

Il est alors possible de séparer les contributions selon x et y :

$$\frac{\partial^2 E_z(x)}{\partial x^2} + k_x^2\ E_z(x) = \delta(x - x_0) \tag{2.7}$$

$$\frac{\partial^2 E_z(y)}{\partial y^2} + k_y^2\ E_z(y) = \delta(y - y_0) \tag{2.8}$$

La résolution de ces équations différentielles partielles est effectuée en prenant en considération les conditions aux limites imposées par les murs magnétiques décrits par le contour η, impliquant :

$$\frac{\partial E_z}{\partial \eta} = 0 \qquad \text{(Condition aux limites de Neumann)} \tag{2.9}$$

Ces conditions aux limites permettent de déterminer les solutions de ces équations, correspondant aux modes propres de la cavité :

$$E_z(x,y)|_{m,n} = \cos(k_x(m)x)\cos(k_y(n)y) \tag{2.10}$$

avec

$$k_x(m) = \frac{m\pi}{a} \tag{2.11}$$

$$k_y(n) = \frac{n\pi}{b} \tag{2.12}$$

Dans ces conditions, le champ obtenu en fonction de la position (x_0, y_0) prend la forme suivante [50] :

$$E_z(x,y,k) \propto \sum_{n}^{\infty}\sum_{m}^{\infty} \underbrace{H(m,n,k)}_{\text{couplage fréquentiel}} \underbrace{\cos(k_x(m)x_0)\cos(k_y(m)y_0)}_{\text{Excitation}} \cos(k_x(m)x)\cos(k_y(m)y) \tag{2.13}$$

avec $H(m,n,k)$ le terme de couplage fréquentiel à chaque mode propre, dont l'expression est la suivante :

$$H(m,n,k) = \frac{1}{k_x(m)^2 + k_y(n)^2 - k^2} \tag{2.14}$$

Ainsi, chaque mode est pondéré par le couplage de la sonde d'excitation aux modes propres de la cavité. La figure (2.3) représente une illustration de ce couplage dans une cavité 1D, en fonction de la position de deux excitations possibles situées aux points A et B.

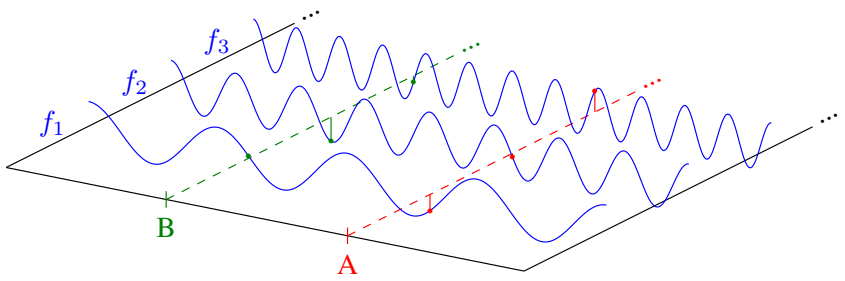


FIGURE 2.3 – Représentation du couplage aux modes résonnants dans une cavité 1D en fonction de la position de récepteurs A et B.

Selon le spectre de modes propres capables de s'établir dans la cavité, la position des ports détermine ainsi le niveau de couplage à chacun d'entre eux, permettant d'obtenir des fonctions de transfert décomposables selon des ensembles différents. Le champ d'une cavité 2D à une fréquence donnée peut ainsi être représenté par la somme des modes propres résonants dans celle-ci, pondérés par le niveau de couplage déterminé par la position du port d'excitation (Fig. 2.4).

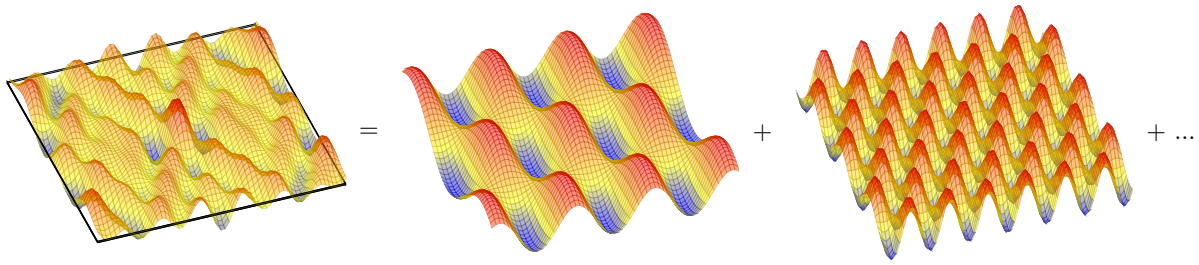


FIGURE 2.4 – Décomposition modale du champ établi dans la cavité à une fréquence

Afin de déterminer les fréquences où apparaissent ces modes, il est nécessaire de développer l'expression du module du vecteur d'onde, correspondant au rapport entre pulsation et vitesse de propagation :

$$k = \frac{\omega\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}{c} \tag{2.15}$$

où ϵ_r et μ_r correspondent respectivement aux permittivité électrique et perméabilité magnétique relative du matériau considéré. Ainsi, les modes installés dans une cavité à la pulsation ω correspondent à ceux dont les composantes spatiales satisfont :

$$\sqrt{k_x(n)^2 + k_y(m)^2} = \frac{\omega\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}{c} \tag{2.16}$$

permettant d'extraire la fréquence de résonance de chaque mode telle que :

$$f_r(m,n) = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}\sqrt{k_x(n)^2 + k_y(m)^2} \tag{2.17}$$

En fonction de la fréquence étudiée, il est possible que plusieurs modes propres résonnent conjointement, impliquant une lecture délicate des composantes spatiales présentes dans la cavité. Afin de faciliter l'analyse, ces composantes sont décomposées en fréquences spatiales à l'aide d'une transformée de Fourier 2D. Ainsi, l'expression du spectre du champ au nombre d'onde k s'écrit :

$$E_z(k_x, k_z, k) = \int_{x=0}^{x=a}\int_{y=0}^{y=b} E_z(x,y,k)\ e^{j(k_x x + k_y y)}\ \partial x\ \partial y \tag{2.18}$$

Les dimensions spatiales de la cavité résonante permettent de déterminer la précision de lecture dans le domaine des ondes planes :

$$E_z(k_x, k_z, k) = \sum_m \sum_n \int_x \int_y E(x,y)|_{m,n} H(m,n,k)\ rect_a(x)\ rect_b(y)\ e^{j(k_x x + k_y y)}\ \partial x\ \partial y \tag{2.19}$$

$$= \sum_m \sum_n H(m,n,k) E_z(k_x, k_y, k)|_{m,n} \otimes [ab\ sinc(k_x\ a)\ sinc(k_y\ b)] \tag{2.20}$$

avec $rect_a(x)$ la fonction porte valant 1 entre $-\frac{a}{2}$ et $\frac{a}{2}$ et 0 ailleurs. La décomposition d'un mode permet de déterminer les composantes fréquentielles équivalentes afin de prédire le type de réponse de la cavité :

$$E(x,y)_{m,n} = cos(k_x(m)x)cos(k_y(n)y) \tag{2.21}$$

$$= \left(\frac{e^{jk_x(m)\ x} + e^{-jk_x(m)\ x}}{2}\right)\left(\frac{e^{jk_y(n)\ y} + e^{-jk_y(n)\ y}}{2}\right) \tag{2.22}$$

$$E(x,y)_{m,n} = \frac{1}{4}(e^{-j(k_x(m)\ x\ +\ k_y(n)\ y)} + e^{j(k_x(m)\ x\ +\ k_y(n)\ y)} + e^{-j(k_x(m)\ x\ -\ k_y(n)\ y)} + e^{j(k_x(m)\ x\ -\ k_y(n)\ y)}) \tag{2.23}$$

La décomposition de chaque mode propre permet ainsi d'identifier 4 composantes spectrales distinctes correspondantes à des superpositions d'ondes planes contra-propageantes. Chaque mode est ainsi représenté par un ensemble de 4 ondes planes correspondantes à des delta de Dirac dans le domaine spectral, convolués par un sinus cardinal dépendant des dimensions de la cavité résonante. Un exemple de mode propre de la cavité étudiée de $180 \times 180mm^2$ est présenté en figure (2.5).

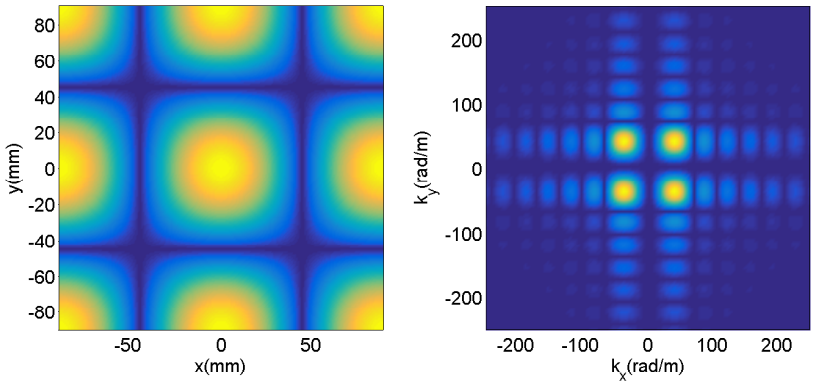


FIGURE 2.5 – Représentation du mode propre (m=2,n=2) dans les domaines spatial et spectral.

Conformément à la théorie développée, le mode installé dans la cavité correspond dans le domaine spectral à la superposition de quatre composantes fréquentielles (Fig. 2.6). Le couplage de ces ondes planes est maximal lorsque la fréquence étudiée correspond au nombre d'onde k de ces ondes planes.

À partir de cette analyse, la diversité modale d'un substrat carré de $180 \times 180mm^2$ est analysée à partir d'une simulation réalisée à l'aide du logiciel *CST Microwave studio*. La structure est excitée par un port discret positionné aléatoirement sur la plaque. Sur la bande $0 - 10GHz$ simulée, la répartition de champ électrique établi spatialement pour un ensemble de 8001 points de fréquence est extraite dans le plan xy, à mi-hauteur du substrat (Fig. 2.7).

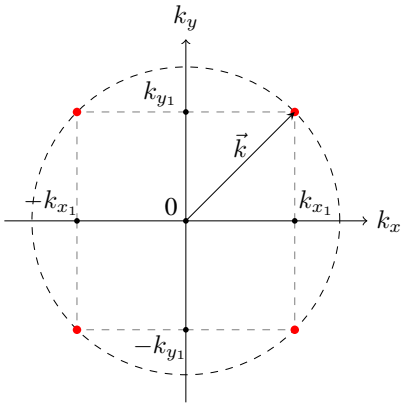


FIGURE 2.6 – Représentation d'un mode dans le domaine spectral

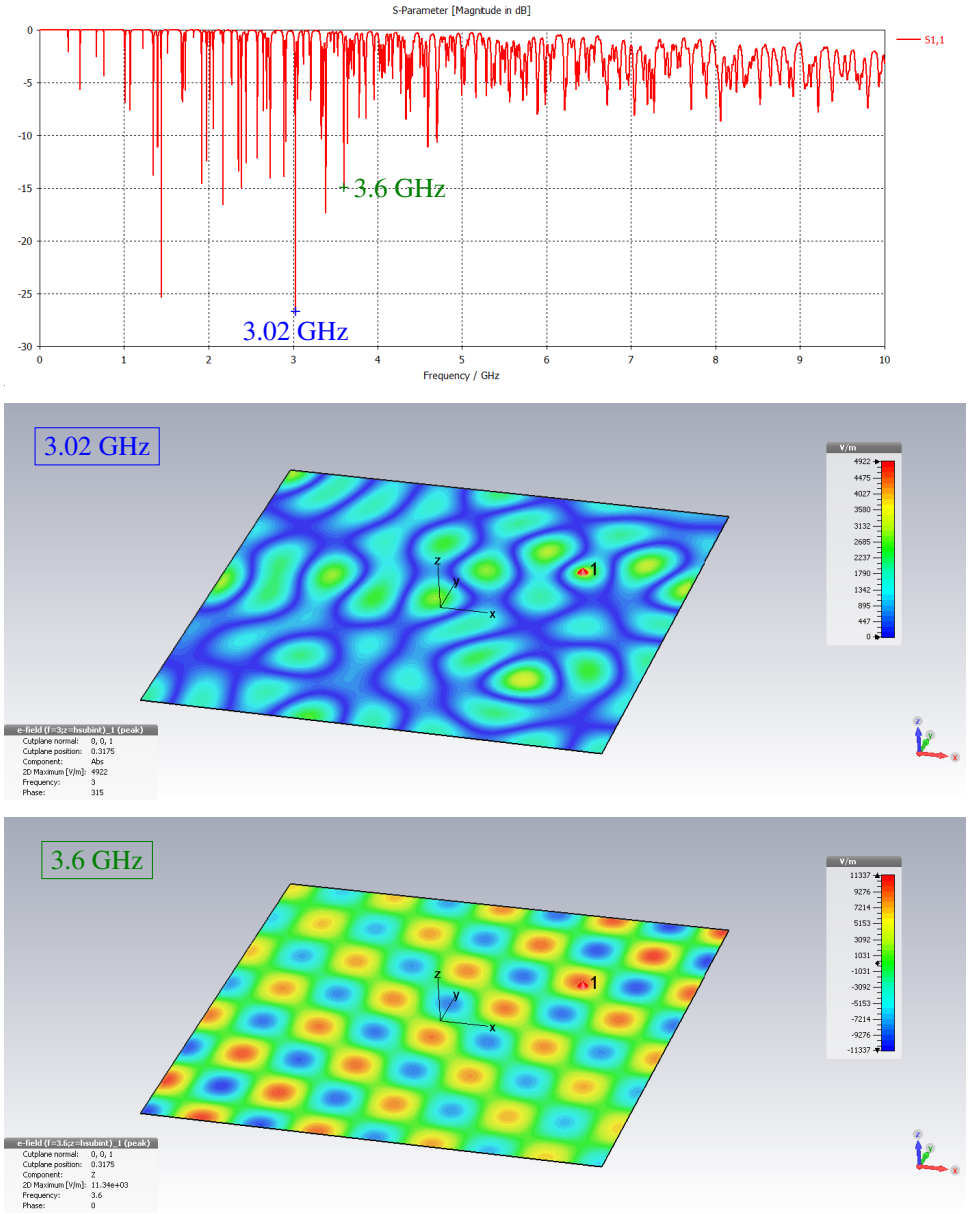


FIGURE 2.7 – Cavité régulière 2D simulée sous CST. La puissance du signal réfléchi à l'entrée du composant$S_{11}(f)$ permet de déterminer les modes excités en fonction de la fréquence. La flèche rouge correspond au port discret réalisant l'excitation.

Le niveau d'excitation de chaque mode propre de la cavité varie en fonction de la position de la source, déterminant le niveau de puissance accepté en fonction de la fréquence.

Le but de cette analyse est de concevoir un composant compressif fonctionnant dans la bande $2-4GHz$, compatible avec le banc d'expérimentation temporelle du laboratoire. Ainsi, les champs calculés dans cette bande de fréquence sont exportés afin de subir des transformées de Fourier spatiales permettant d'identifier les modes établis dans la cavité en fonction de la fréquence. La figure (2.8) présente les résultats obtenus après transformation de Fourier spatiale.

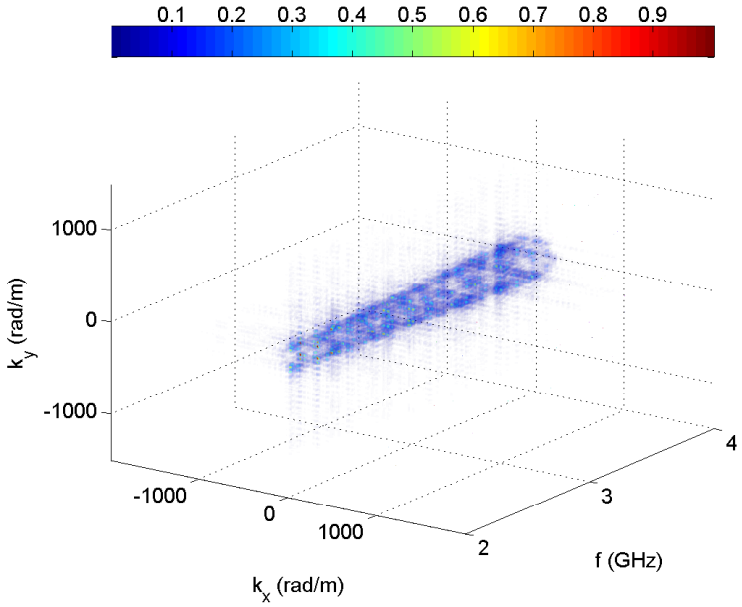


FIGURE 2.8 – Représentation spectrale du champ dans la cavité 2D.

Les modes établis dans le domaine spectral sont répartis sur un cylindre dont le diamètre augmente avec la fréquence, satisfaisant l'équation (2.17). La somme du module de l'ensemble des modes est réalisée selon la dimension fréquentielle afin d'illustrer la diversité modale présente dans la cavité sur la bande d'étude (Fig. 2.9).

Les modes établis dans la cavité sont ainsi concentrés autour d'un anneau, dont les limites k_{min} et k_{max} sont :

$$k_{min} = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}}{c} f_{min} \approx 103.9\ rad.m^{-1} \tag{2.24}$$

$$k_{max} = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}}{c} f_{max} \approx 207.8\ rad.m^{-1} \tag{2.25}$$

calculés avec $\epsilon_r = 6.15$ et $\mu_r = 1$. Cette étude a ainsi permis d'étudier la diversité

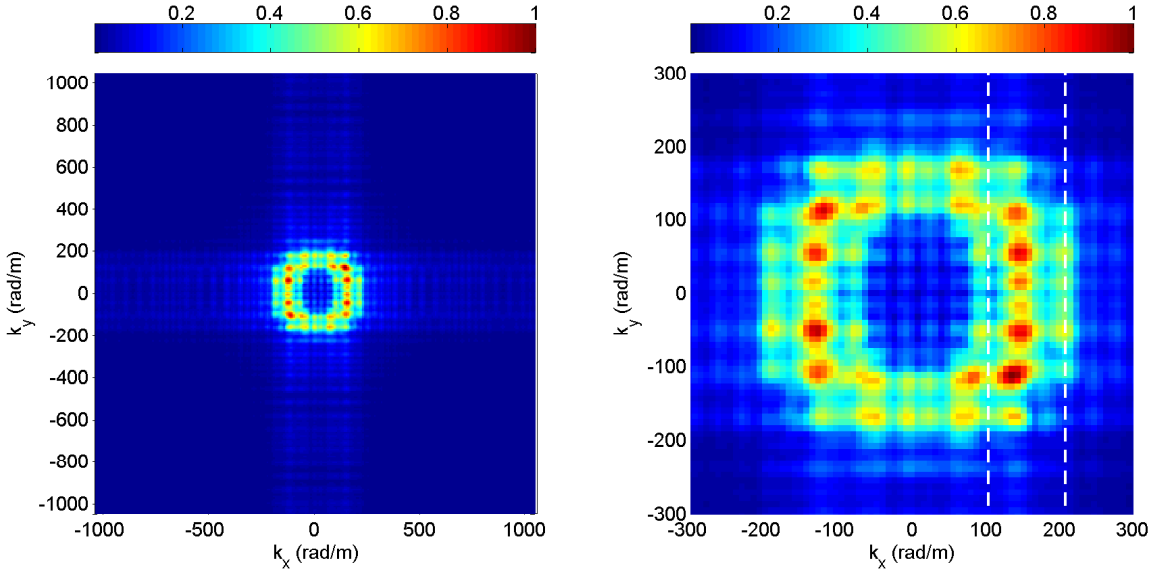


FIGURE 2.9 – Somme fréquentielle des modes établis dans la cavité et zoom sur la zone de plus forte intensité. Les traits pointillés représentent les nombres d'onde k_{min} et k_{max} théoriques.

spectrale limitée d'une cavité régulière, concentrée majoritairement dans un anneau où certaines contributions spectrales sont sur-représentées.

2.2.1.2 Métrique de corrélation

L'introduction d'une métrique de performance est nécessaire à ce stade du développement théorique. La méthode de compression introduite par ces travaux est dépendante de la corrélation des canaux du composant utilisé, dictant le niveau d'interférence imposé lors de l'étape de reconstruction. Dans ces conditions, la décomposition en valeurs singulières (SVD) permet de déterminer le degré de dépendance entre ces fonctions de transfert. Pour la première étape de cette analyse, le champ simulé dans la cavité en fonction de la fréquence est étudié afin d'avoir un aperçu global de la quantité d'informations indépendantes présentes dans celle-ci. Le champ dans la cavité 2D est ainsi vectorisé spatialement afin d'obtenir une matrice $[E(r,f)]$ de dimensions $N \times M_f$ avec N points d'espace et M_f points de fréquence. La décomposition en valeurs singulières est formulée de la façon suivante :

$$\underbrace{[E(r,f)]}_{N\times M_f} = \underbrace{[U]}_{N\times M_f}\ \underbrace{[\Sigma]}_{M_f\times M_f}\ \underbrace{[V]^T}_{M_f\times M_f} \tag{2.26}$$

Les matrices $[U]$ et $[V]$ sont des matrices unitaires composées d'un ensemble de vecteurs orthogonaux. La matrice $[\Sigma]$ est quant à elle une matrice quasi diagonale composée des valeurs singulières $(\sigma_1, ..., \sigma_N)$, ordonnées de façon décroissante. Ce développement est

réalisé dans le cas où $N < M_f$, la décomposition est réalisée sur la matrice transposée dans le cas contraire, menant à une décomposition en M_f valeurs singulières. Ce calcul est réalisable de façon plus intuitive en utilisant le développement suivant :

$$[E(r,f)] = \sum_{n}^{N} \sigma_n \underbrace{[u_n][v_n]^T}_{N \times M_f} \tag{2.27}$$

où $[u_n]$ et $[v_n]$ sont les n-ièmes colonnes des matrices $[U]$ et $[V]$, respectivement. Ainsi, la décomposition est réalisée en sommant chaque matrice $[u_n][v_n]^T$ de taille équivalente à $[E(r,f)]$, pondérée par les valeurs singulières d'indices associés, de la plus importante à la plus faible contribution.

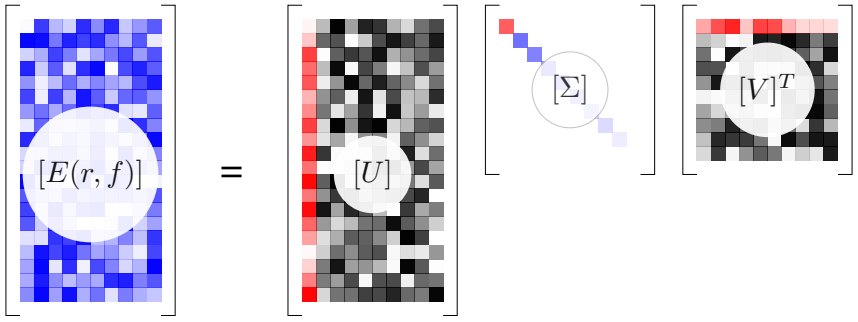


FIGURE 2.10 – Illustration de la décomposition en valeurs singulières : Chaque valeur singulière est multipliée par un couple de vecteurs associés, permettant de reconstruire la matrice factorisée. La première valeur singulière et les deux vecteurs correspondants sont représentés en rouge.

La dépendance linéaire d'une matrice peut être étudiée à l'aide de cette décomposition, en déterminant la dynamique entre la plus grande et la plus faible valeur propre, appelée conditionnement :

$$cond([E(r,f)]) = \frac{\sigma_1}{\sigma_N} \tag{2.28}$$

Dans le cas d'une matrice dont les lignes sont parfaitement décorrélées, toutes les valeurs propres sont identiques, menant à un conditionnement idéal de 1.

Le spectre des valeurs singulières est calculé à partir des champs extraits de la simulation CST de la cavité régulière 2D (Fig. 2.11).

Ce spectre a été normalisé par la valeur propre de plus forte amplitude afin de faciliter la lecture de la dépendance linéaire. Un seuil arbitraire est fixé à une valeur de 10^{-2} afin de dénombrer le nombre de valeurs nécessaire à la reconstruction de 99% de la somme

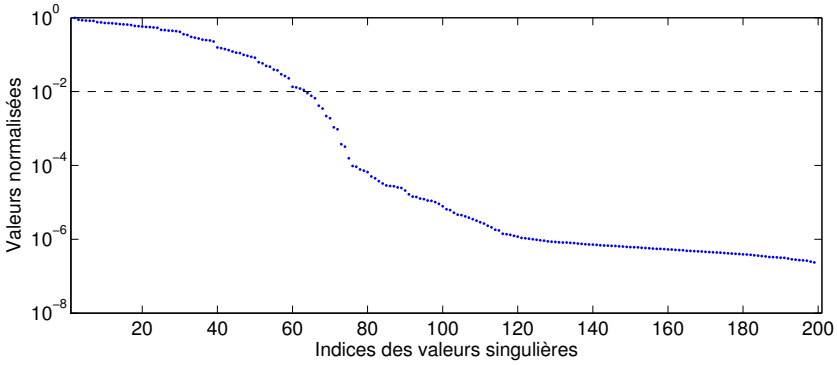


FIGURE 2.11 – Spectre des valeurs singulières de la cavité régulière 2D entre 2 et 4 GHz.

des éléments de la matrice. Ce seuil est atteint à la 63^e valeur singulière, correspondant à un faible nombre d'états propres indépendants dans la cavité. Les diversités spatiale et fréquentielle représentant le support de la technique compressive développée dans ces travaux, la suite de l'étude se concentre sur l'usage de ruptures d'impédance dans la cavité permettant d'optimiser la quantité d'états indépendants. Le but de cette prochaine étude est ainsi de créer un milieu dont la diversité modale est optimisée dans la bande d'étude par rapport au cas de référence, permettant ainsi d'obtenir des canaux présentant un faible niveau de corrélation malgré le volume restreint de ce composant.

2.2.2 Ruptures d'impédance et périodicité

Le principal obstacle à l'obtention de modes décorrélés a été illustré lors de la représentation des modes de la cavité régulière 2D en fonction des composantes spectrales (k_x, k_y). L'utilisation d'un motif périodique gravé sur la partie supérieure du composant est utilisée afin d'optimiser la diversité des modes présents dans ce composant. En effet, la discrétisation des champs au niveau des zones métallisées permet la périodisation du spectre des modes associés, augmentant ainsi la quantité d'états indépendants présents dans la cavité. Pour cette étude, un réseau cubique à faces centrées est développé à partir d'un motif circulaire gravé sur la partie métallique supérieure du substrat (Fig. 2.12).

Le motif est défini par deux vecteurs de translations $(\vec{a_1}, \vec{a_2})$ à partir desquels il est possible de décrire l'ensemble de l'espace en reproduisant le motif élémentaire. Le champ établi spatialement dans la cavité concentré au niveau des parties métalliques restantes permet alors d'obtenir un spectre spatial périodisé en fonction des deux vecteurs du réseau réciproque $(\vec{G_1}, \vec{G_2})$ [51]. Ces vecteurs sont définis de la façon suivante :

$$\vec{a_i}.\vec{G_j} = 2\pi\delta_{i,j} \tag{2.29}$$

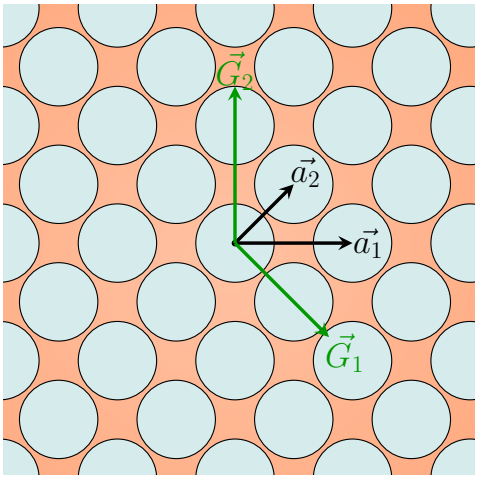


FIGURE 2.12 – Motif cubique face centrée gravé sur le composant compressif. Les vecteurs de translation du motif $(\vec{a_1}, \vec{a_2})$ et ceux du réseau réciproque $(\vec{G_1}, \vec{G_2})$ sont représentés. Les parties grises correspondent aux zones dé-métallisées, créant des ruptures d'impédance périodiques dans la propagation.

avec $\delta_{i,j}$, le symbole de Kronecker. Les vecteurs de translation $(\vec{a_1}, \vec{a_2})$ sont exprimés dans le repère cartésien :

$$\vec{a_1} = a\vec{e_x} \tag{2.30}$$

$$\vec{a_2} = \frac{a}{2}\vec{e_x} + \frac{a}{2}\vec{e_y} \tag{2.31}$$

permettant de déduire l'expression des vecteurs de l'espace réciproque (Fig. 2.13) :

$$\vec{G_1} = \frac{2\pi}{a}\vec{e_x} - \frac{2\pi}{a}\vec{e_y} \tag{2.32}$$

$$\vec{G_2} = \frac{4\pi}{a}\vec{e_y} \tag{2.33}$$

Les dimensions du motif élémentaire et des vecteurs de translation de l'espace réel sont déterminés de façon à garantir un recouvrement entre le spectre initial et ses images reproduites par translation, permettant ainsi d'augmenter la quantité de modes couplés par les vecteurs d'ondes de la bande étudiée. Les dimensions sont aussi fixées de façon à créer une bande interdite électromagnétique adjacente à la borne supérieure de la bande utile $2 - 4GHz$. L'exploitation de ce phénomène permet dans le cas étudié d'obtenir une plus grande diversité modale dans les bandes de fréquence juxtaposées à la bande interdite [51, 52]. Cet effet est observable lorsque le champ se propage dans une structure périodique dont la période correspond au quart de la longueur d'onde guidée. Dans ces conditions, le champ réfléchi aux interfaces s'ajoute en opposition de phase avec le champ incident, provoquant une destruction de l'onde à la fréquence correspondante (Fig. 2.14).

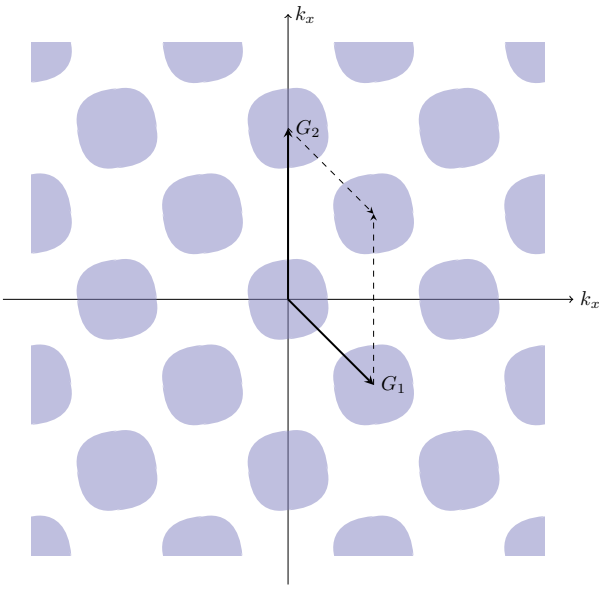


FIGURE 2.13 – Périodisation du spectre spatial de la cavité par l'usage d'un motif périodique. Les vecteurs de translation de l'espace réciproque sont définis en fonction de ceux de l'espace réel.

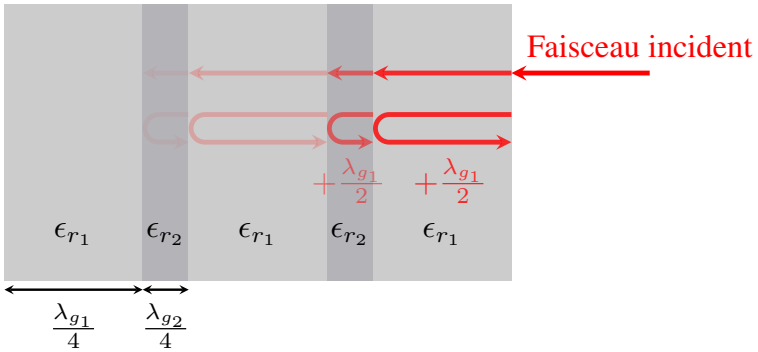


FIGURE 2.14 – Structure périodique 1D dimensionnée de façon à créer une bande interdite à la fréquence d'étude.

L'optimisation du circuit est ainsi réalisée avec le logiciel de simulation *CST Microwave Studio*. La cavité introduite précédemment est réutilisée en soustrayant le motif décrit de la face métallisée supérieure (Fig. 2.15).

Les vecteurs de translation introduits précédemment sont ainsi optimisés tels que :

$$|\vec{a_1}| = 18.4 \text{ mm} \tag{2.34}$$

$$|\vec{a_2}| = 18.4\frac{\sqrt{2}}{2} = 13.01 \ mm \tag{2.35}$$

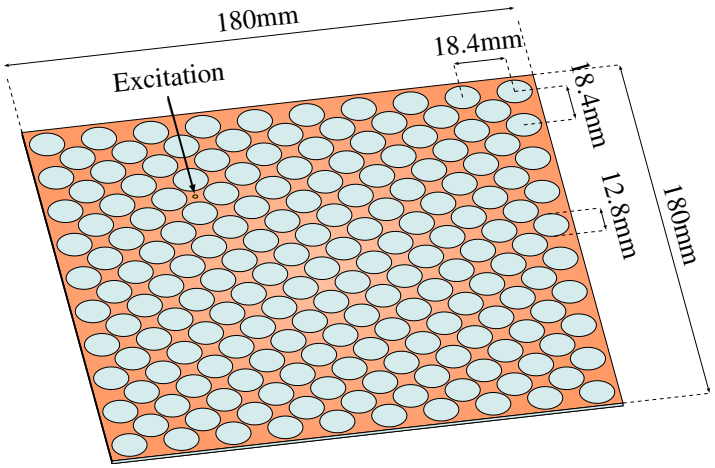


FIGURE 2.15 – Structure simulée pour l'étude de l'effet d'une rupture périodique d'impédance affectant la propagation. Les cotes présentées sont les dimensions finales permettant d'obtenir une bande interdite au-dessus de la bande utile.

Le coefficient de réflexion simulé au port d'excitation est présenté dans la figure (2.16), ainsi que deux cartographies de champs électriques correspondant à des fréquences de résonance différente.

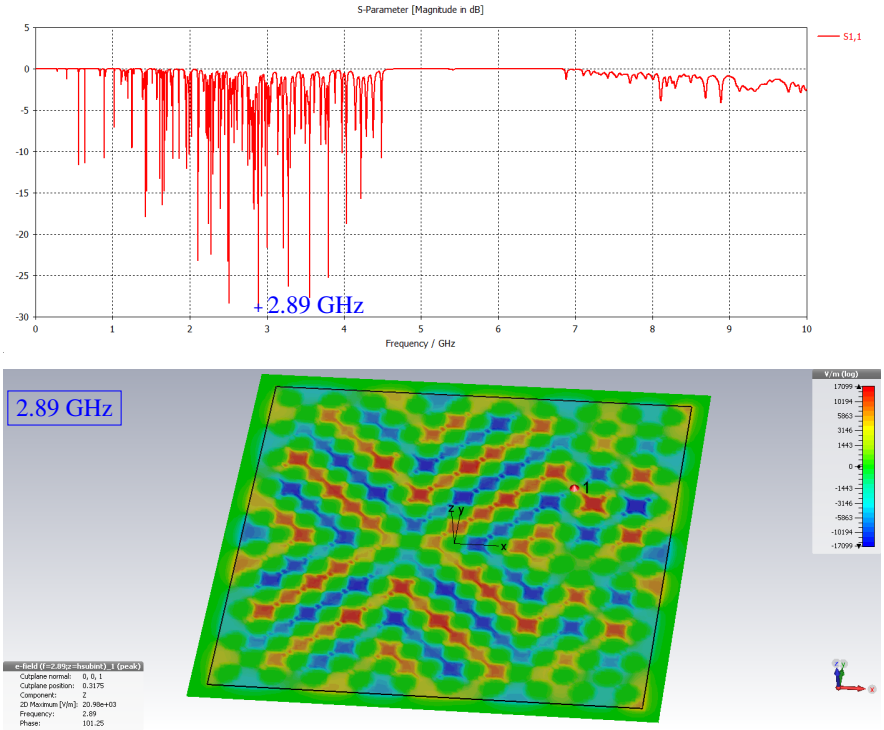


FIGURE 2.16 – Coefficient de réflexion au port d'excitation du composant optimisé pour présenter une bande interdite au-dessus de la bande utile $2-4GHz$ afin de maximiser la diversité modale. Un exemple de champ électrique extrait à une fréquence de résonance est présenté.

Le champ établi dans la cavité 2D apparait majoritairement concentré au niveau des zones métallisées, laissant apparaitre la forme des modes établis dans l'espace. De façon analogue à la précédente étude de la cavité régulière, le champ extrait du plan de coupe à mi-hauteur de substrat est exporté dans la bande $2 - 4GHz$ afin d'analyser les composantes spectrales présentes à chaque fréquence. Le résultat de la transformée de Fourier spatiale du champ est représenté en figure (2.17).

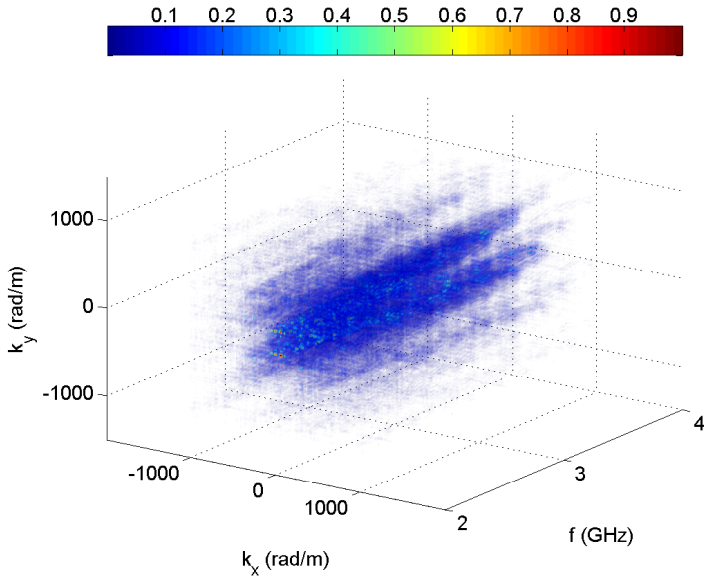


FIGURE 2.17 – Représentation spectrale du champ dans la cavité 2D.

De façon conforme à la théorie, la discrétisation du champ créée par les ruptures périodiques d'impédance a causé une périodisation du spectre spatial. Ainsi, à chaque fréquence le champ de la cavité est représenté par la somme d'une plus grande quantité de modes, comparé au cas de la cavité régulière ne présentant aucune discontinuité. La somme des spectres selon l'axe des fréquences permet de mettre en évidence cette périodisation (Fig. 2.18).

En comparaison avec la précédente étude, la quantité de modes apparait plus importante et plus uniformément répartie sur l'ensemble du spectre. Contrairement au cas de la cavité régulière, la répartition des composantes spectrales ne correspond plus aux valeurs k_{min} et k_{max} calculée entre 2 et 4 GHz avec une permittivité relative de substrat $\epsilon_r = 6.15$. Cet écart correspond physiquement à une diminution globale de la vitesse des ondes propagées dans la bande d'étude, modélisable par un indice de matériau équivalent plus grand et variant avec la fréquence. Une comparaison entre la cavité initiale et le cristal photonique réalisé dans cette section est présentée dans la prochaine partie.

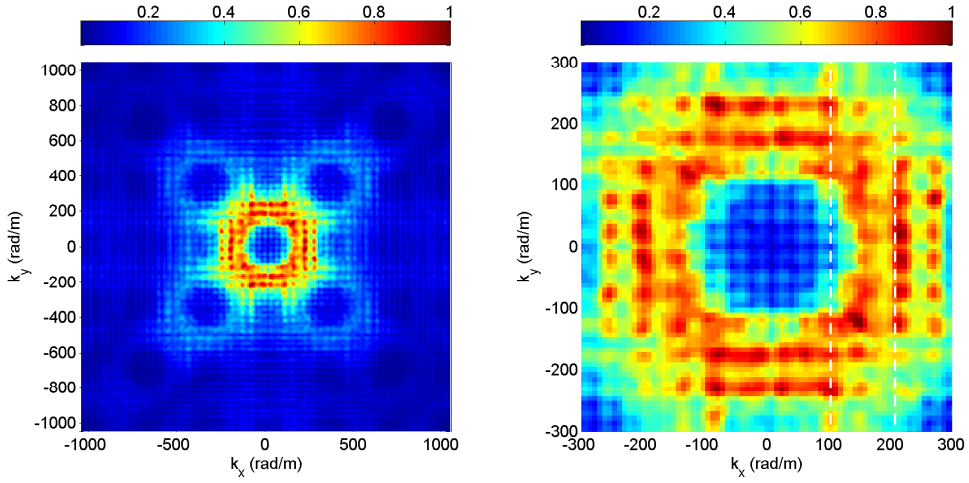


FIGURE 2.18 – Somme fréquentielle des modes établis dans la cavité et zoom sur la zone de plus forte intensité. Les traits pointillés représentent les nombres d'onde k_{min} et k_{max} théoriques.

2.2.3 Comparaison des performances

Le spectre de valeurs singulières est calculé pour comparer la cavité régulière au cristal photonique de mêmes dimensions afin de représenter le nombre d'états indépendants dans chaque cas. La figure (2.19) présente les valeurs issues de la précédente étude en comparaison avec celles obtenues à partir des champs issus de la simulation du cristal photonique.

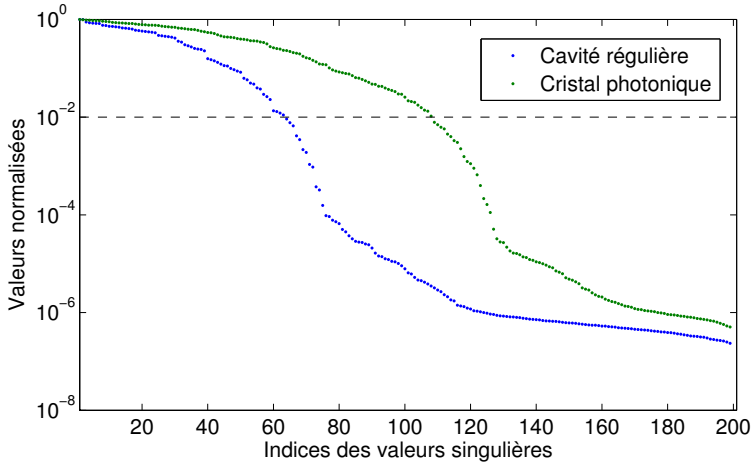


FIGURE 2.19 – Comparaison des spectres de valeurs singulières traduisant le nombre de modes indépendants dans les cavités.

Cette étude permet de mettre en évidence l'augmentation significative du nombre d'états indépendants causé par l'usage de ruptures d'impédance périodiques. Le nombre de valeurs singulières correspondant à 99% de l'énergie passe ainsi de 63 dans le cas de la cavité régulière à 108 pour le cristal photonique. L'augmentation de la diversité modale

a été rendue possible grâce au ralentissement des ondes dans la bande étudiée. L'indice d'un matériau à une fréquence donnée est défini en fonction de la valeur de la permittivité diélectrique ϵ_r et de la perméabilité magnétique μ_r telle que :

$$n(f) = \sqrt{\epsilon_r(f)\mu_r(f)} \tag{2.36}$$

permettant de décrire le rapport entre nombre d'onde et fréquence de la façon suivante :

$$k = \frac{2\pi f \ n(f)}{c} \tag{2.37}$$

Il est alors possible à partir des précédentes simulations de déduire la valeur de l'indice effectif de la cavité variant en fonction de la fréquence, afin de quantifier le ralentissement des ondes. Ainsi, un indice effectif est calculé pour chaque fréquence et chaque composant en mesurant le module du vecteur d'onde du mode dominant, puis en le convertissant en indice équivalent (Fig. 2.20).

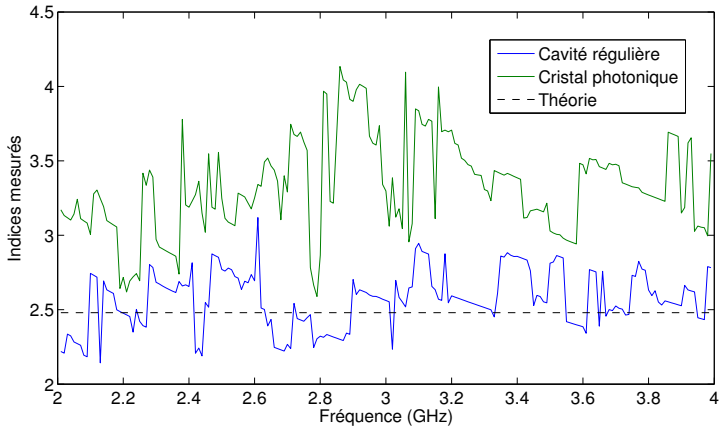


FIGURE 2.20 – Comparaison des indices effectifs moyens en fonction de la fréquence calculés pour la cavité régulière et le cristal photonique. Ces indices sont calculés en fonction des valeurs des modules des vecteurs d'onde couplés dans le milieu à chaque fréquence.

Dans le cas de la cavité régulière, le niveau moyen d'indice effectif $< n_{reguliere} >= 2.57$ coïncide avec la valeur théorique $n_{th} = \sqrt{\epsilon_r} = 2.47$. Dans le cas du cristal photonique, l'indice moyen calculé est de $< n_{cristal} >= 3.32$. Il est ainsi possible d'obtenir dans les mêmes dimensions que la cavité régulière initiale un milieu d'indice effectif plus important, support d'une diversité modale accrue permettant d'améliorer les performances de la technique de compression développée dans ces travaux. Dans la prochaine partie, la réalisation et la mesure du composant optimisé sont présentées afin d'introduire les expériences permettant de valider le concept du système d'imagerie compressif compact étudié.

2.2.4 Réalisation et mesure du composant

Le composant compressif est réalisé à partir des cotes présentées dans la section précédente. Un via d'accès est connecté à travers le substrat afin de réaliser l'excitation à l'emplacement correspondant de la simulation et des ports SMA sont connectés en bord de carte pour réaliser un composant 1 voie vers 4 (Fig. 2.21).

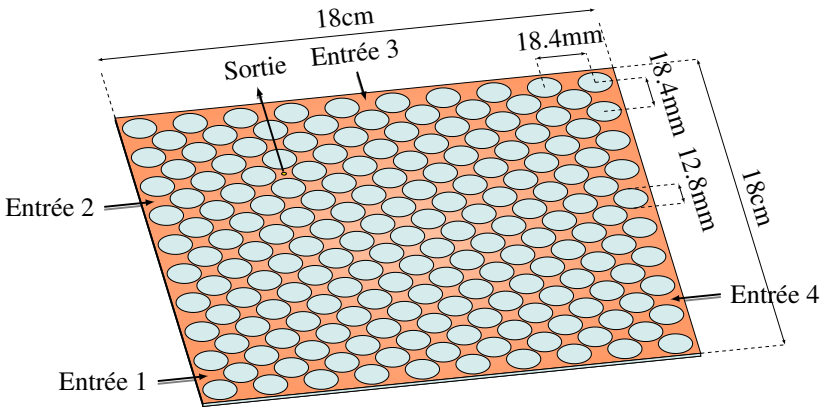


FIGURE 2.21 – Position des ports d'accès sur le composant compressif planaire.

Les ports d'accès permettant de déterminer le couplage aux modes étudiés dans la partie précédente ont été positionnés à partir d'une méthode d'optimisation présentée en section 2.3.3, afin de limiter au maximum le niveau de corrélation entre chacun des canaux du composant. Le composant réalisé est présenté en figure (2.22), connecté à un réseau de 4 antennes conçues pour présenter un diagramme dipolaire sur la bande $2 - 4$ GHz.

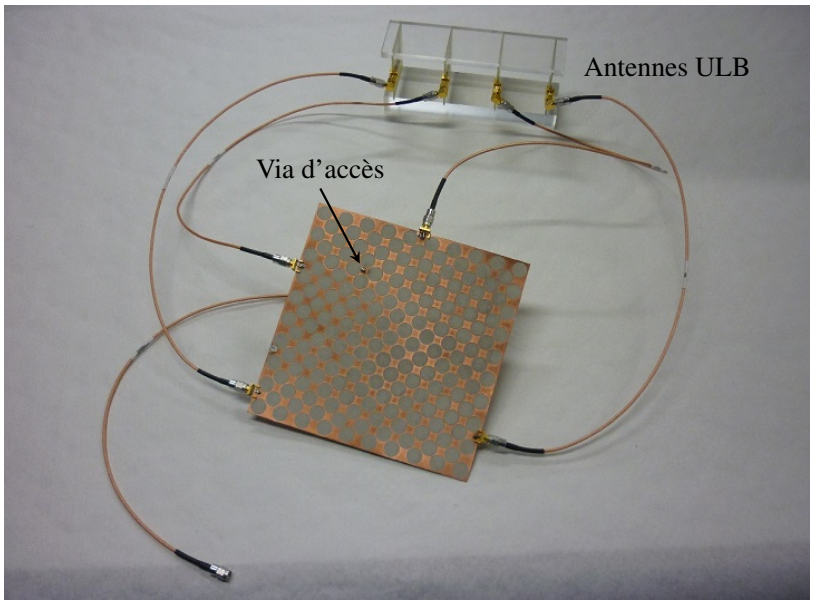


FIGURE 2.22 – Composant planaire réalisé, relié à un réseau de 4 antennes ULB.

Un câble est relié au via d'accès et sera connecté au système d'émission ou de réception, en fonction du type de montage réalisé. L'étude de la diversité modale présente dans cette cavité est initiée par une mesure de coefficient de réflexion réalisée au port d'accès du composant, connectant les 4 câbles restants à des charges 50 Ω afin de reproduire l'impact d'antennes idéales. L'objectif de cette réalisation est l'obtention d'une grande quantité de modes sur une bande limitée, permettant d'obtenir des canaux présentant des sélectivités fréquentielles différentes. Le résultat obtenu est comparé à celui issu d'une simulation équivalente sous *CST* (Fig. 2.23).

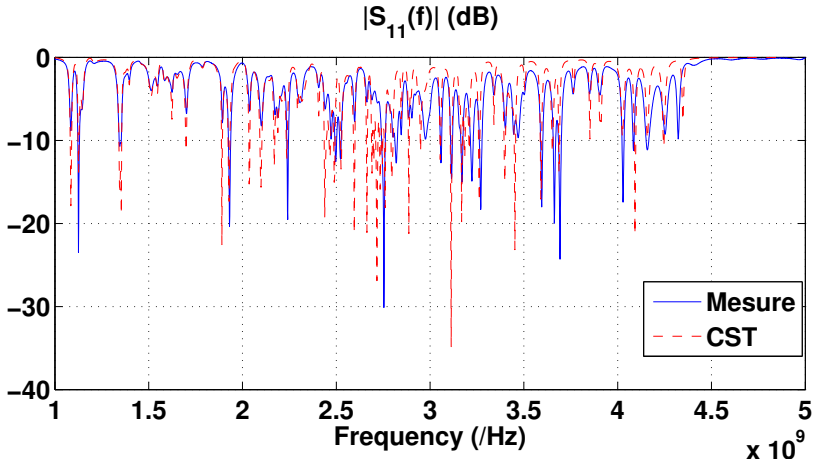


FIGURE 2.23 – Comparaison entre simulation et mesure de l'adaptation du composant.

Les positions des résonances apparaissant dans le coefficient de réflexion mesuré coïncident globalement avec celles de la simulation. Celle-ci a été réalisée dans le domaine temporel par une méthode de calcul de différences finies, adaptée à l'étude de très larges bandes passantes. Cependant, la nature extrêmement résonante des composants étudiés tend à créer des réponses temporelles longues, impliquant une amplification des erreurs de simulation qui justifie les légères différences entre simulation et mesure. Les performances de la technique de compression étudiée ne subissent cependant pas de ces imprécisions puisque la compensation des canaux du composant est basée sur les valeurs mesurées des fonctions de transfert. La comparaison des canaux mesurés avec ceux issus de la simulation électromagnétique est présentée en figure (2.24).

Les fonctions de transfert obtenues sont en accord avec les simulations et présentent les sélectivités fréquentielles attendues pour l'obtention de fonctions de transfert décorrélées. Ces réponses permettent de mettre en évidence l'effet de bande interdite située en limite supérieure de la bande $2-4$ GHz utile, dont l'impact a permis d'augmenter la diversité modale dans la bande utile. Le niveau d'énergie transmise est cependant relativement bas, impacté par la nécessite d'obtenir des canaux fréquentiellement très sélectifs. Un bilan de

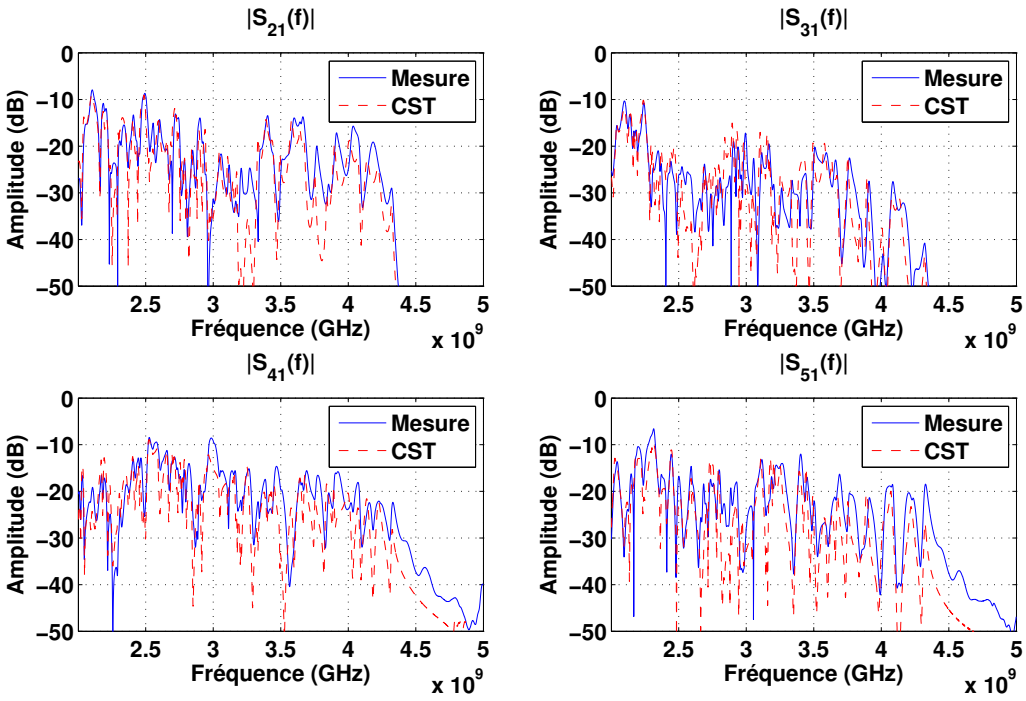


FIGURE 2.24 – Comparaison entre simulation et mesure des fonctions de transfert du composant.

puissance est ainsi dressé afin de déterminer la quantité d'énergie transmise à travers ce composant.

2.2.5 Bilan de puissance

Le bilan de puissance du composant compressif est réalisé en calculant le rapport entre l'intégrale de l'énergie reçue sur ses accès, par rapport à celle de l'énergie issue du port de sortie unique. Ce ratio correspond ainsi au calcul de la moyenne au carré des fonctions de transfert (Fig.2.25).

Le niveau moyen d'énergie dans la bande $2-4$ GHz utile est évalué à -24.8 dB/Hz. En effet, ce composant étant basé sur la conception de canaux très sélectifs en fréquence, le niveau moyen d'adaptation est relativement bas. Cependant, cette technique bénéficie des avantages liés aux techniques ultra large bande dans la mesure où les informations fréquentielles sont mises en cohérence au même temps par compensation de leurs phases permettant d'obtenir les dynamiques suffisantes à la détection des signaux reconstruits. Il est aussi possible de développer des approches de reconstruction permettant de compenser partiellement l'amplitude des canaux du composant. Dans cette optique, des méthodes de régularisation peuvent être adaptées à ces problèmes afin d'optimiser la façon dont sont reconstruits les signaux compressés.

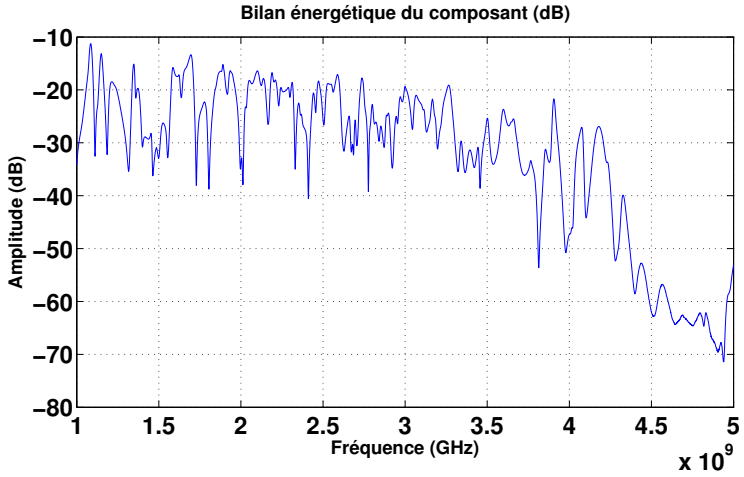


FIGURE 2.25 – Bilan de l'énergie transmise par le composant.

2.2.6 Déconvolution par régularisation

La méthode de reconstruction des signaux est basée sur le formalisme introduit dans le premier chapitre. L'approche d'estimation initiale des signaux compressés se basait sur la compensation de la phase des canaux $[H_\omega(\vec{r_r})]$ du composant compressif [26], menant à la reconstruction suivante :

$$[\Psi_\omega(\vec{r_s},\vec{r_r})]\Big|_{rec} = S_\omega[H_\omega(\vec{r_r})]^H \tag{2.38}$$

qui après développement sous forme de matrice de corrélations des canaux permettaient d'exprimer les signaux reconstruits tels que (eq. 2.3) :

$$\Psi(n_k,f)|_{rec} = \underbrace{\Psi(n_k,f)\ R(n_k,n_k,f)}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\sum_{\substack{n_r=1 \\ n_r\neq n_k}}^{N_r} \Psi(n_r,f)\ R(n_r,n_k,f)}_{\text{Interférences}} \tag{2.39}$$

où n_k représente l'indice de l'antenne dont on souhaite estimer le signal reçu. Cette formulation met en évidence les distorsions appliquées aux signaux en fonction du niveau de corrélation entre canaux du composant. La limite en diversité modale imposée par la forte réduction du volume du composant compressif comparé au cas initial de la cellule réverbérante a nécessité le développement de nouvelles solutions plus performantes de reconstruction des signaux. Une approche directe a été choisie en remplaçant la matrice de compensation de phase $[H_\omega(\vec{r_r})]^H$ par une nouvelle matrice $[H_\omega(\vec{r_r})]^+$ effectuant une déconvolution plus précise par la prise en compte d'informations d'amplitude. Pour rappel, l'opérateur $[.]^+$ est utilisé pour représenter le pseudo-inverse d'une matrice. La modification de la matrice de déconvolution $[H_\omega(\vec{r_r})]^+$ implique la définition d'une nouvelle matrice de corrélation $[R^+_\omega]$. Son expression est développée à la pulsation ω_k :

$$[R^{+}_{\omega_k}] = [H_{\omega_k}(\vec{r_r})][H_{\omega_k}(\vec{r_r})]^{+} = \begin{bmatrix} H_{\omega_k}(1)H_{\omega_k}(1)^{+} & \dots & H_{\omega_k}(1)H_{\omega_k}(N)^{+} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{\omega_k}(1)H_{\omega_k}(N)^{+} & \dots & H_{\omega_k}(N)H_{\omega_k}(N)^{+} \end{bmatrix} \tag{2.40}$$

Une reconstruction idéale est caractérisée par :

— **des éléments diagonaux équi-amplitudes**, permettant une reconstruction fidèle des signaux en terme d'énergie.
— **des éléments non diagonaux nuls**, annulant l'interférence entre signaux lors de la reconstruction.

La matrice de canaux $[H_{\omega_k}]$ n'étant pas nécessairement carrée – habituellement le nombre de fréquences est choisi très supérieur à celui des antennes pour optimiser la reconstruction – il n'est pas possible de calculer $[H_{\omega_k}]^{+}$ par inversion matricielle directe. Dans le cas de tels problèmes surdéterminés présentant une infinité de solutions, il est cependant possible d'avoir recours à des pseudo-inverses tels que les moindres carrés, de façon analogue aux développements sur la compensation des fonctions de Green présentés dans le premier chapitre.

Ainsi, l'expression de $[H_{\omega}(\vec{r_r})]^{+}$ calculée par moindres carrés est :

$$[H_{\omega}(\vec{r_r})]^{+} = \left([H_{\omega}(\vec{r_r})]^{H}[H_{\omega}(\vec{r_r})]\right)^{-1}[H_{\omega}(\vec{r_r})]^{H} \tag{2.41}$$

Pour rappel, la notation $[.]^{H}$ correspond à l'opérateur transposé-conjugué. Ce type de solution est souvent confronté à des problèmes de conditionnement, correspondant à un trop haut niveau de dépendance linéaire de la matrice à inverser qui tend à créer une grande sensibilité aux erreurs de mesure causées par la numérisation des signaux et le bruit additif. Il est cependant possible de maîtriser cette sensibilité en ajoutant un seuil à la partie inversée, permettant d'éviter l'inversion de valeurs trop faibles qui sont source d'imprécisions. Il est alors possible de modifier l'expression de la pseudo-inversion par moindres carrés, menant à la régularisation de Tikhonov :

$$[H_{\omega}(\vec{r_r})]^{+} = \left([H_{\omega}(\vec{r_r})]^{H}[H_{\omega}(\vec{r_r})] + \beta[I]\right)^{-1}[H_{\omega}(\vec{r_r})]^{H} \tag{2.42}$$

où β est le paramètre de régularisation supérieur à zéro, adapté au conditionnement du problème. Il est intéressant de remarquer que cette formulation tend vers le cas de la compensation de phase lorsque $\beta \to +\infty$, et vers les moindres-carrés pour $\beta = 0$. Le paramètre de régularisation apparait alors comme un moyen de prendre en compte certaines informations d'amplitude, tout en limitant l'impact des plus faibles.

La reformulation de la reconstruction des signaux utilisant la régularisation de Tikhonov permet ainsi une meilleure déconvolution des signaux compressés. L'expression est développée dans le domaine temporel après transformée de Fourier de l'équation (2.39) :

$$\Psi(n_k, f)|_{rec} = \Psi(n_k, t) \otimes R^{+}(n_k, n_k, t) + \sum_{\substack{n_r=1 \\ n_r \neq n_k}}^{N_r} \Psi(n_r, t) \otimes R^{+}(n_r, n_k, t) \tag{2.43}$$

Le symbole $\otimes$ représente ainsi le produit de convolution et les pseudo-corrélations $R^{+}(n_r, n_k, t)$ sont définies de la façon suivante :

$$R^{+}(n_r, n_k, t) = H(n_r, t) \otimes C(n_k, t)^{+} \tag{2.44}$$

L'ensemble des vecteurs et matrices introduites dans le domaine temporel découle de la transformation de Fourier des signaux fréquentiels introduits précédemment.

La valeur de β a été optimisée de façon à obtenir une matrice de corrélation se rapprochant de ces caractéristiques (Fig. 2.26). Cette régularisation ne tient compte que des problèmes de conditionnement intrinsèques des canaux du composant, et dépend aussi en pratique du niveau de bruit ajouté aux mesures.

Cette figure permet d'illustrer la qualité de la déconvolution effectuée par pseudo-inversion, comparée à la technique de compensation de phase initialement introduite qui correspond de façon équivalente au cas où $\beta \to +\infty$ et au retournement temporel. Dans le cas où le paramètre de régularisation est adapté au conditionnement des fonctions de transfert du composant, l'apport des informations d'amplitude permet ainsi de diminuer le niveau des interférences représentées par les termes non-diagonaux de la figure, et d'obtenir de meilleurs reconstructions des signaux compressés.

Remarque : Dans le cas considéré, la régularisation de Tikhonov est calculée fréquence par fréquence sur l'ensemble des fonctions de transfert exprimées sous la forme de vecteurs. Cette approche correspond ainsi au cas particulier où les matrices inversées sont de rang 1, équivalente à une déconvolution de Wiener des canaux du composant [53, 54]. L'approche matricielle développée dans cette première partie permet néanmoins de conserver un formalisme adaptable à des cas plus complexes basés sur l'utilisation de plusieurs récepteurs pour lesquels les problèmes considérés deviennent matriciels. Ce cas sera abordé lors de l'étude du prochain composant.

Cette méthode de reconstruction est ensuite confrontée à des simulations de formations

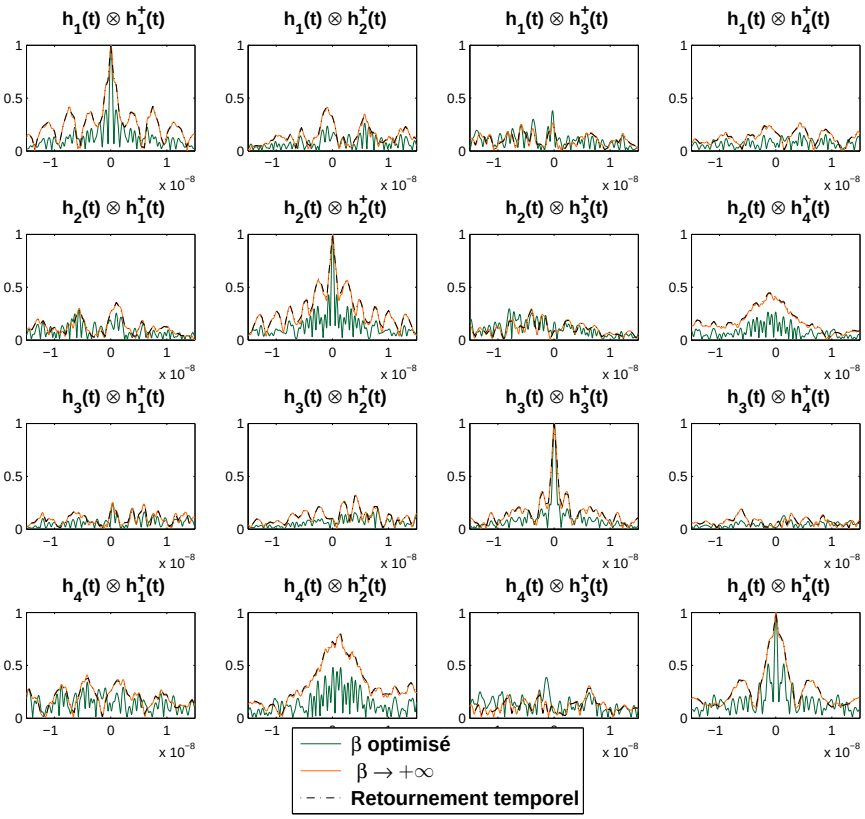


FIGURE 2.26 – Zoom sur les focalisations temporelles de la matrice de corrélation dans le cas de la régularisation de Tikhonov et du retournement temporel.

de faisceaux effectuées à l'aide des canaux mesurés du composant compressif. Cette étude permettra ainsi de valider l'utilité d'une telle approche de déconvolution et d'estimer les performances de ce système compressif appliqué à l'imagerie radar.

2.2.7 Performances en formation de faisceaux en fonction du rapport signal à bruit

Pour cette première application d'imagerie radar, l'étude se restreint à de l'imagerie par formation de faisceaux en champ lointain. Un schéma résumant l'ensemble des étapes simulées est présenté en figure (2.27). Quatre antennes isotropes espacées de $d = 5cm$ ($0.5\frac{c}{3\text{GHz}}$) sont simulées sans prendre en compte le couplage inter-éléments. Les signaux reçus par ces antennes correspondent à des poids complexes issus d'une source considérée en champ lointain, située dans une direction θ par rapport à l'axe du réseau d'antennes. Ainsi, l'expression du signal reçu par l'antenne k prend la forme suivante :

$$\alpha_k(f,\theta) = exp\left(-j\frac{2\pi f}{c}(k-1)\ d\sin(\theta)\right) \tag{2.45}$$

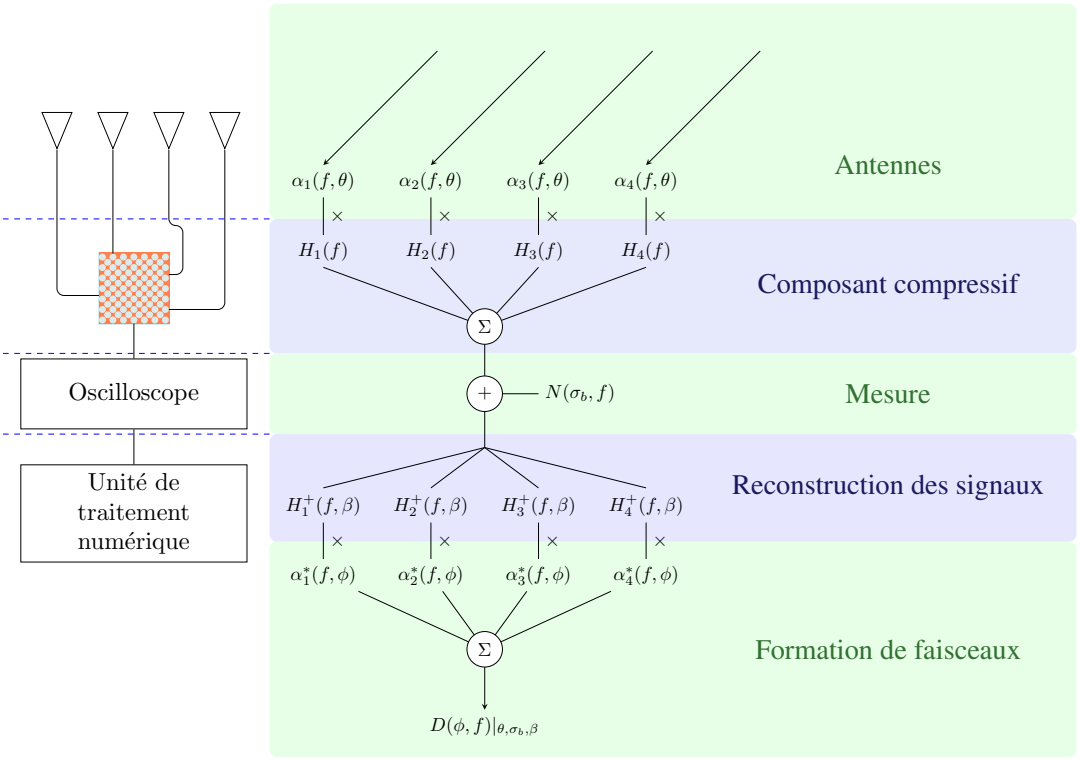


FIGURE 2.27 – Étapes effectuées par le programme simulant la formation de faisceaux. L'impact du composant est reproduit à l'aide des fonctions de transfert mesurées.

Afin de reproduire l'impact de la compression, l'ensemble des signaux reçus sont ensuite multipliés par les fonctions de transfert du composant avant d'être sommés au port de sortie commun. L'impact du matériel actif utilisé pour la mesure est simulé en ajoutant un bruit gaussien $N(\sigma_b, f)$ de déviation standard σ_b à l'unique signal mesuré. Ensuite, la partie numérique d'imagerie radar est implémentée en reconstruisant les signaux reçus par les antennes par pseudo-inversion, en adaptant la valeur de β au conditionnement des canaux du composant. Enfin, la formation de faisceaux numérique est réalisée en pondérant les signaux reçus de façon à dépointer dans la direction ϕ, puis en les sommant afin d'obtenir le diagramme de rayonnement $D(\phi, f)|_{\theta,\sigma_b,\beta}$. Les poids complexes appliqués numériquement correspondent aux conjugués de ceux issus de la mesure :

$$\alpha_k^*(f,\phi) = exp\left(j\frac{2\pi f}{c}(k-1)\ d\sin(\phi)\right) \tag{2.46}$$

La synthèse de l'ensemble de ces étapes permet de déterminer l'expression du diagramme de rayonnement du système en fonction des angles d'observation ϕ et de pointage θ :

$$D(\phi,f)|_{\theta,\sigma_b,\beta} = \sum_{m=1}^{N}\left(\left[\sum_{n=1}^{N}\alpha_n(f,\theta)\ H_n(f) + N(\sigma_b,f)\right] H_m^{+}(f,\beta)\ \alpha_m^{*}(f,\phi)\right) \tag{2.47}$$

Le diagramme est ensuite exprimé dans le domaine temporel en utilisant une transformée de Fourier :

$$D(\phi,t)|_{\theta,\sigma_b,\beta} = \int_{\omega} D(\phi,f)|_{\theta,\sigma_b,\beta}\ \ e^{j\omega t}d\omega \tag{2.48}$$

Afin d'illustrer les performances du système, une première simulation est effectuée pour un pointage dans la direction $\theta = -20°$ et un SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) de 10dB (Fig. 2.28). Un diagramme est ainsi formé numériquement à partir des signaux reconstruits dans la direction souhaitée. Deux plans de coupes sont extraits dans l'angle de pointage et à l'instant de focalisation afin d'étudier les performances de cette reconstruction. Le diagramme formé est alors comparé à celui obtenu dans un cas idéal sans compression, permettant de mettre en évidence la correspondance des faisceaux formés.

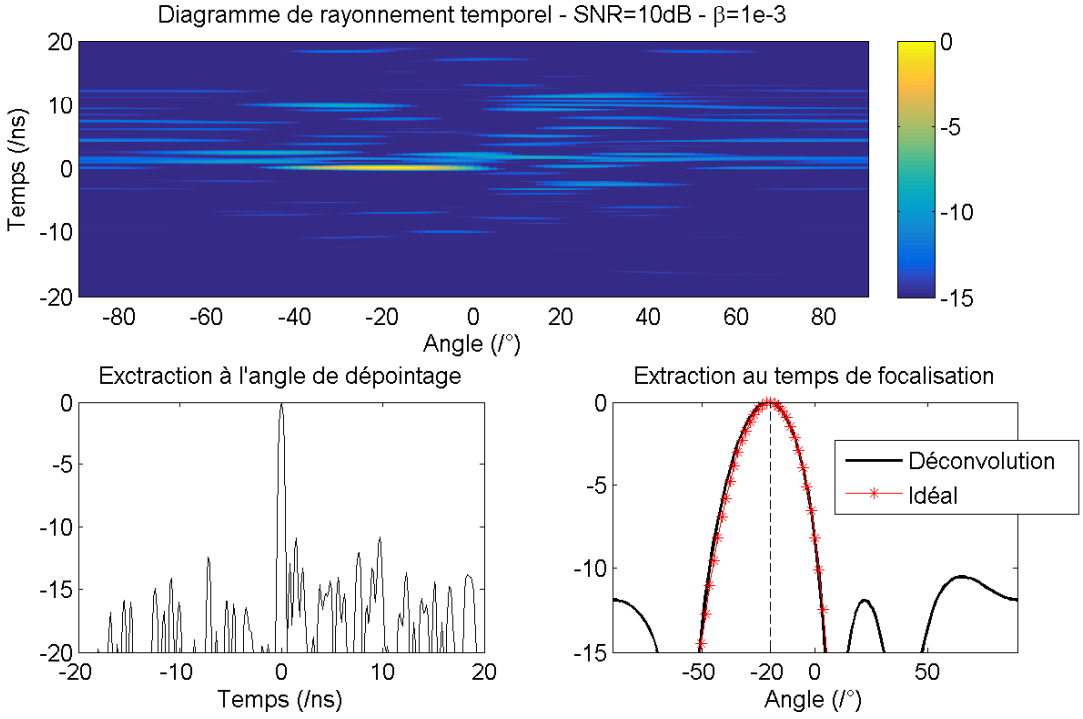


FIGURE 2.28 – Formation de faisceaux réalisée dans la direction $\theta = -20°$, pour un $SNR = -10dB$ et un paramètre de régularisation $\beta = 10^{-3}$. Le diagramme extrait au temps de focalisation est comparé avec celui d'un cas équivalent idéal sans compression.

Les valeurs de β permettant d'optimiser la régularisation dépendent de l'énergie des

canaux du composant. Ainsi, les canaux du composant ont été préalablement normalisés en énergie afin de travailler avec des valeurs de β comprises sur une dynamique plus facile à appréhender. La normalisation est effectuée de la façon suivante :

$$[H(f)]|_{norm} = \frac{[H(f)]}{max\left(\sqrt{\sum_{n}^{N}|H_n(f)|^2}\right)} \tag{2.49}$$

Pour chaque couple de paramètres (σ_b, β), il est possible de déterminer les performances du composant en formation de faisceaux. Dans cette optique, une métrique est définie à partir du rapport entre le niveau de la focalisation temporelle extraite à l'angle de pointage et le premier lobe secondaire temporel, appelé PSLR (*Peak-to-SideLobe-Ratio*) (Fig. 2.29).

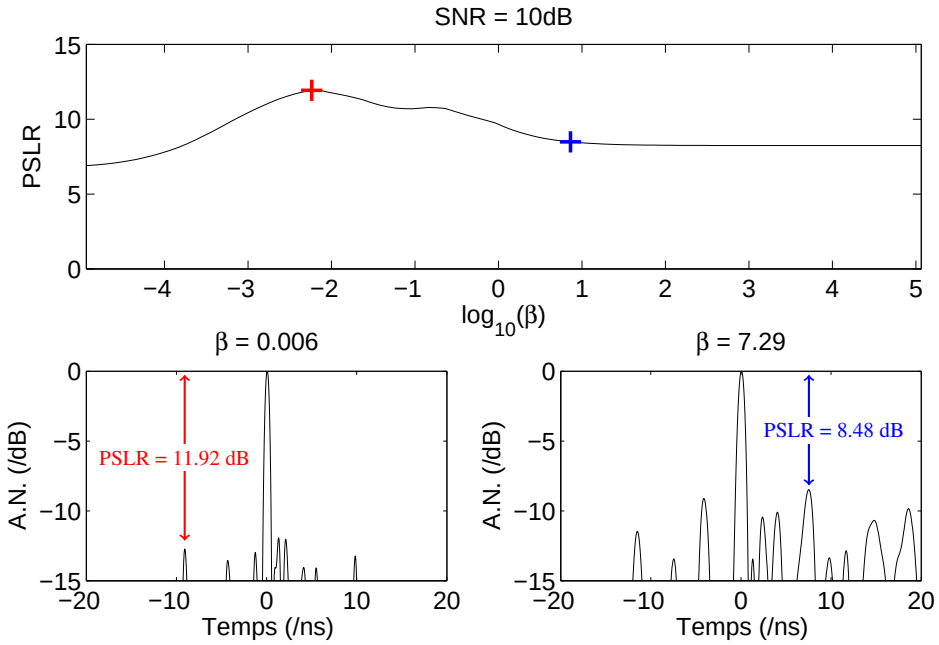
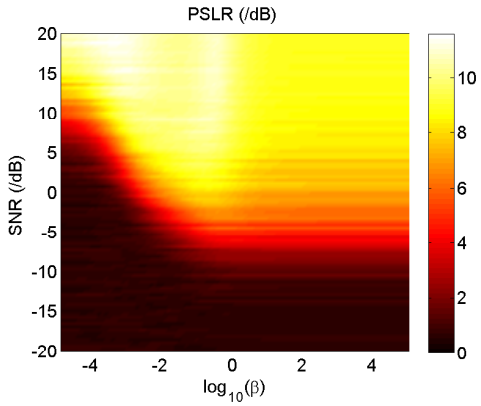


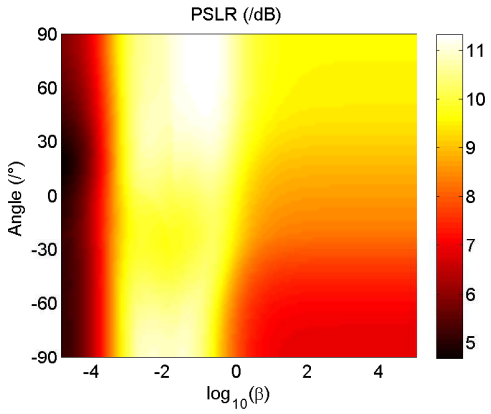
FIGURE 2.29 – Détermination du PSLR pour un $SNR = 10$ dB et un pointage dans la direction $\theta = -20°$. Le calcul est effectué pour un ensemble de valeurs de β régulièrement espacées dans la plage de variation $[10^{-5}, 10^{5}]$. La figure supérieure présente la variation du PSLR en fonction de β. Deux exemples de mesures sont extraits pour des valeurs différentes de paramètre de régularisation.

Afin de présenter les performances de cette technique dans sa globalité, le calcul du PSLR est développé pour un pointage dans la direction $\theta = 0°$, faisant varier le couple de paramètres (SNR, β). L'étude est ensuite étendue au cas d'un rapport signal-sur-bruit constant de $SNR = 0$dB, pour laquelle l'angle de pointage et le paramètre de régularisation varient (Fig.2.30).

Cette étude permet de déterminer que le comportement de la déconvolution tend



(a) Évolution du PSLR en fonction du rapport signal sur bruit et de la valeur du paramètre de régularisation, pour un angle de pointage $\theta = 0°$.



(b) Évolution du PSLR en fonction de l'angle de pointage et de la valeur du paramètre de régularisation, pour un $SNR = 0$ dB.

FIGURE 2.30 – Étude théorique du rapport de niveaux entre pic et lobes secondaires.

à être de façon globale optimisée pour $\beta \in [10^{-2}, 10^{-1}]$, pour une dynamique de SNR variant de 0 dB à 20 dB, pour des formations de faisceaux dans l'ensemble de directions allant de $-90°$ à $90°$. Pour des niveaux de bruits élevés équivalents à un SNR inférieur à -5 dB, la mauvaise estimation des signaux reçus ne permet plus de former des faisceaux dans les directions souhaitées, notamment dans le cas limite où $\beta \to +\infty$. Dans cette configuration, il ne s'agit ainsi pas d'un problème de sensibilité à l'inversion, mais d'un niveau d'informations mesurées trop faibles par rapport au niveau du bruit. Il est intéressant de noter le comportement de la reconstruction quel que soit le niveau de SNR lorsque $\beta \to 0$: l'apparition des problèmes de conditionnement pour ces cas équivalents à des pseudo-inversions par moindres carrés ordinaires illustre l'utilité de la régularisation.

Cette étude a permis de montrer l'apport de la formulation présentée, résolue à l'aide d'une régularisation de Tikhonov qui inclue des informations d'amplitude dans la reconstruction tout en limitant les erreurs associées. La suite de l'étude se focalise sur l'implémentation pratique de cette technique, développant un banc expérimental utilisé en premier lieu pour la mesure des diagrammes de rayonnement du système radar compressif.

2.2.8 Caractérisation du rayonnement

Une fois la pré-caractérisation des canaux du composant compressif réalisée, celui-ci relié à un réseau d'antennes ULB utilisé en réception. Le banc d'expérimentation mis en place pour la mesure du rayonnement du système d'imagerie complet est présenté en

figure (2.31). Les références des systèmes actifs utilisés pour la génération, l'amplification et la réception des signaux sont quant à elles rassemblées dans le tableau (2.1).

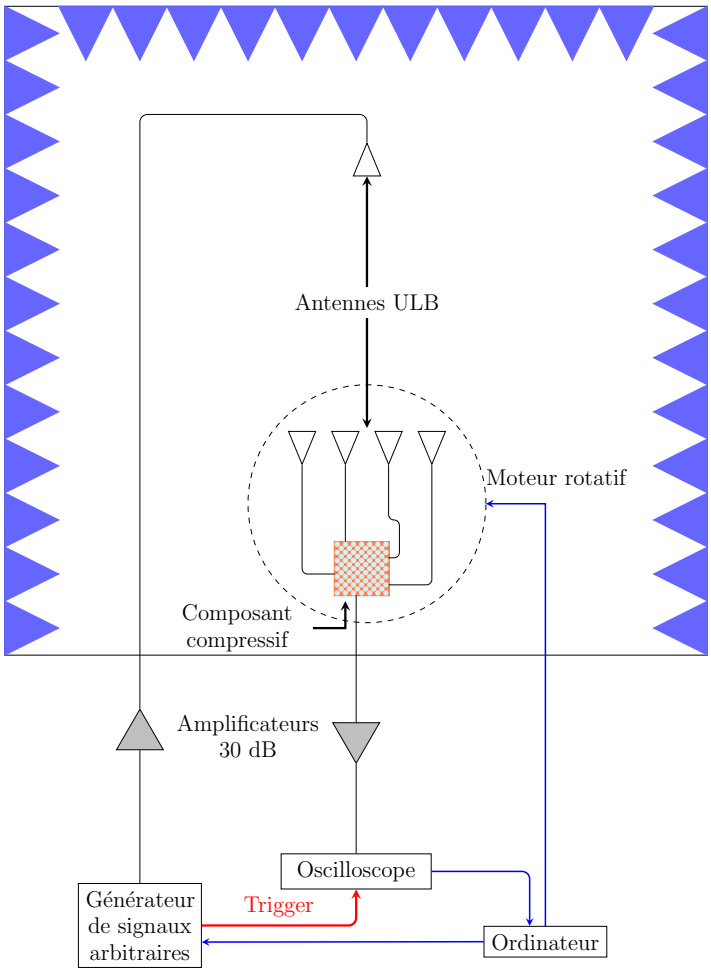


FIGURE 2.31 – Montage mis en place pour la mesure de rayonnement du système compressif.

Tableau 2.1 – Références des appareils utilisés.

Générateur de signaux arbitraires	Agilent M8190A 12 GSa/s
Oscilloscope	Agilent DSA90404A 20 GSa/s
Amplificateurs	Mini circuits ZVE 8G

La génération des ondes est assurée par un générateur de signaux arbitraires utilisé dans la bande $2-4$ GHz. Le signal émis est amplifié puis rayonné par une antenne Vivaldi adaptée sur la bande utile. Le rayonnement est ensuite capté par le réseau d'antennes utilisé en réception, positionné en champ lointain de l'émission. Les signaux reçus par les antennes sont ensuite codés par la propagation dans le composant compressif, puis

sommés à sa sortie unique. Enfin, le signal issu du composant est amplifié puis numérisé par un oscilloscope. Le réseau de réception est placé sur un axe rotatif afin de faire varier la direction des ondes incidentes, permettant ainsi de caractériser le diagramme de rayonnement de l'ensemble formé par le composant compressif et les antennes. La totalité de la chaîne RF présentée (à l'exception des amplificateurs) est contrôlée par un ensemble de programmes *Matlab* afin de faciliter les mesures. Dans cette configuration, le signal généré peut être une simple impulsion, relaxant la contrainte de l'appareil utilisé en émission.

Un exemple de formation de faisceau est réalisé dans la direction $\theta = -20°$. Afin de présenter les améliorations apportées par la théorie développée précédemment, une comparaison est présentée entre les résultats issus d'une déconvolution régularisée et d'une compensation de phase (Fig. 2.32).

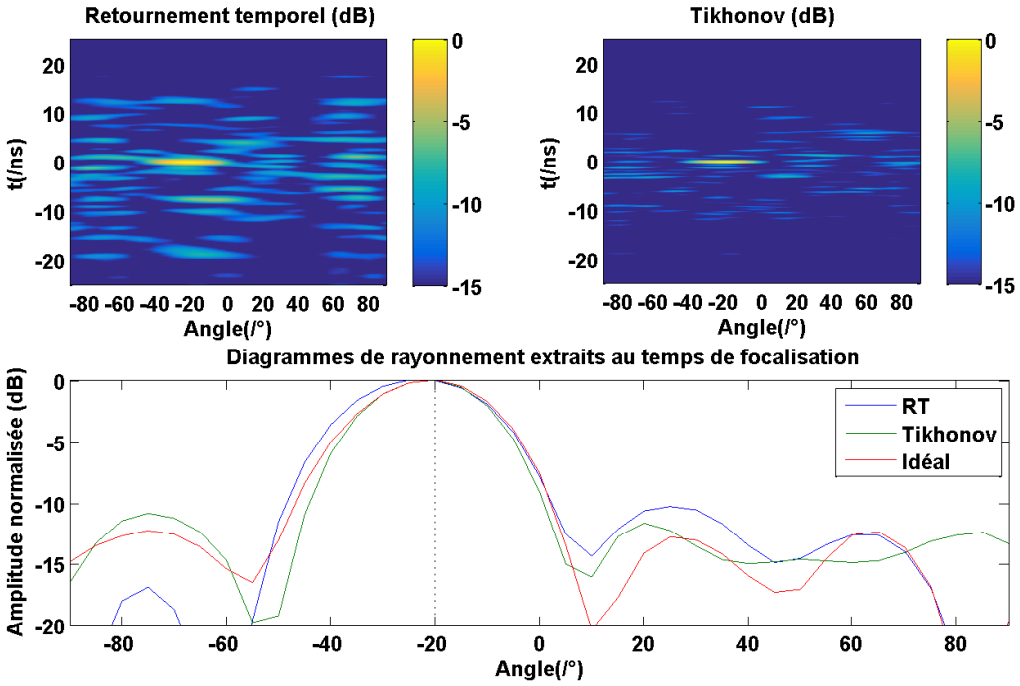


FIGURE 2.32 – Comparaison de diagrammes de rayonnement mesurés pour un pointage dans la direction $\theta = -20°$, calculés à l'aide de signaux reconstruits par retournement temporel et par régularisation de Tikhonov. Les diagrammes de rayonnement extraits au temps de focalisation sont comparés à celui mesuré en branchant directement les 4 antennes de réception aux entrées de l'oscilloscope.

Les résultats calculés en fonction de l'angle et du temps permettent de déterminer que dans chaque cas, le faisceau est reconstruit dans la direction souhaitée. La reconstruction effectuée à l'aide de la régularisation de Tikhonov permet cependant de mieux concentrer l'énergie à l'instant de focalisation. Des diagrammes de rayonnement sont extraits au

temps de focalisation pour chaque technique, et comparés à ceux calculés en mesurant directement les signaux issus des quatre antennes de réception. Cette comparaison permet alors de prendre en compte le diagramme intrinsèque et le couplage des antennes afin de déterminer un cas idéal sans compression. Le PSLR est mesuré à 5.8 dB dans le cas du retournement temporel, 9.7 dB dans le cas de la régularisation de Tikhonov et 11.8 dB0 dans le cas idéal. L'étude pratique est ensuite étendue à la détermination du PSLR en fonction de l'angle de pointage et de la valeur du paramètre de régularisation β (Fig. 2.33).

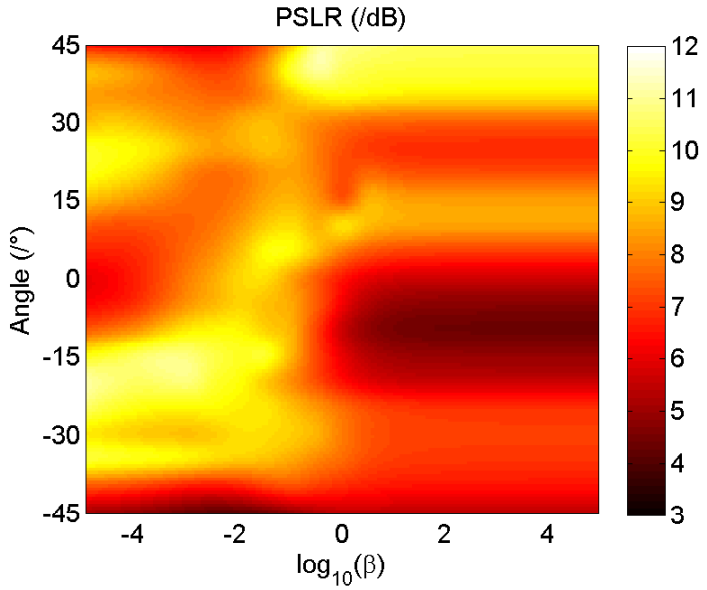


FIGURE 2.33 – Mesures de PSLR en fonction de l'angle de pointage et de β.

Les résultats présentés dans cette figure sont en accord avec les prédictions théoriques, une optimisation de la reconstruction tend à apparaitre pour des valeurs de β avoisinant les 10^{-1}. Il apparait en revanche des performances moins régulières selon la dimension angulaire par rapport au cas théorique. Ces différences de comportement s'expliquent principalement par la prise en compte de phénomènes de couplages entre éléments rayonnants qui ne présentent pas un diagramme isotrope en fonction de la fréquence.

La capacité de cette technique à identifier la direction et la distance de sources venant de toutes les directions d'un demi-plan ayant été validée, ce principe est ensuite adapté à la localisation de cibles éclairées par une antenne.

2.2.9 Application à l'imagerie radar

La manipulation mise en place pour démontrer les capacités de localisation de cible de ce système radar compressif est présentée en figure (2.34).

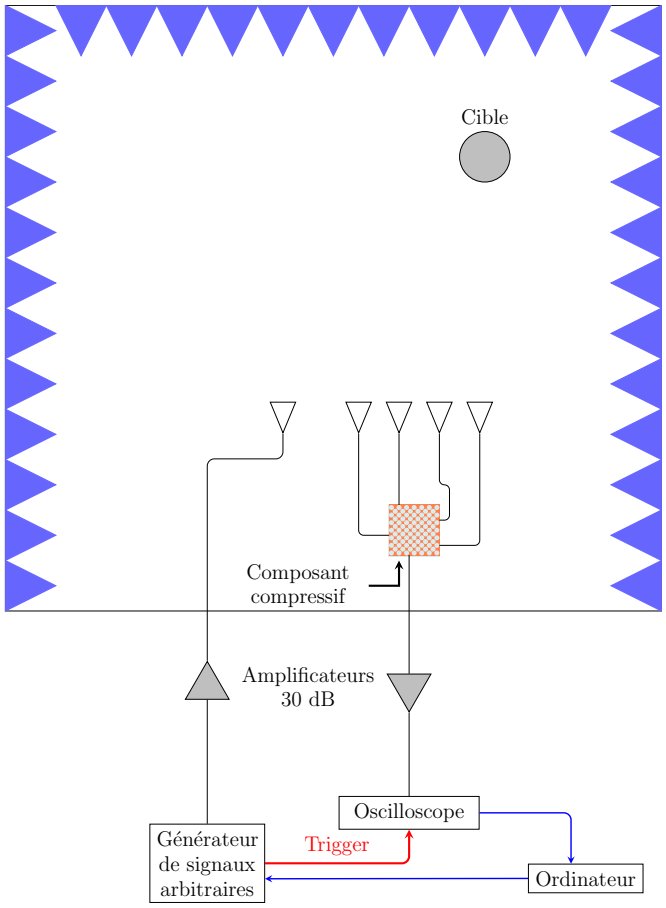


FIGURE 2.34 – Montage mis en place pour la mesure radar. Le montage précédent a été modifié en plaçant l'antenne d'émission au niveau du réseau de réception.

Le précédent montage est ainsi modifié en plaçant l'antenne d'émission au niveau du réseau de réception, orientée en direction de la scène à imager. Le couplage entre émission et réception représente dans cette expérience – et de façon générale dans les architectures bistatiques – une contrainte à considérer dans la mesure où le trajet direct entre les antennes présente généralement une amplitude bien supérieure à celui réfléchi sur les cibles. Des absorbants sont ainsi mis en place afin de limiter ce phénomène d'aveuglement au maximum, et une mesure sans cible fut effectuée puis soustraite à l'ensemble des prochaines acquisitions.

La première mesure présentée est réalisée à l'aide de deux cylindres à surface équivalente isotrope selon l'axe balayé par le radar. Un exemple de reconstruction est présenté en figure (2.35). Il a ainsi été possible à partir de l'unique signal mesuré de reconstruire une estimation des signaux reçus par les antennes, puis d'appliquer un algorithme de formation de faisceaux afin d'obtenir la position des cylindres métalliques.

La vitesse de l'acquisition de l'oscilloscope associée à la rapidité du calcul d'image

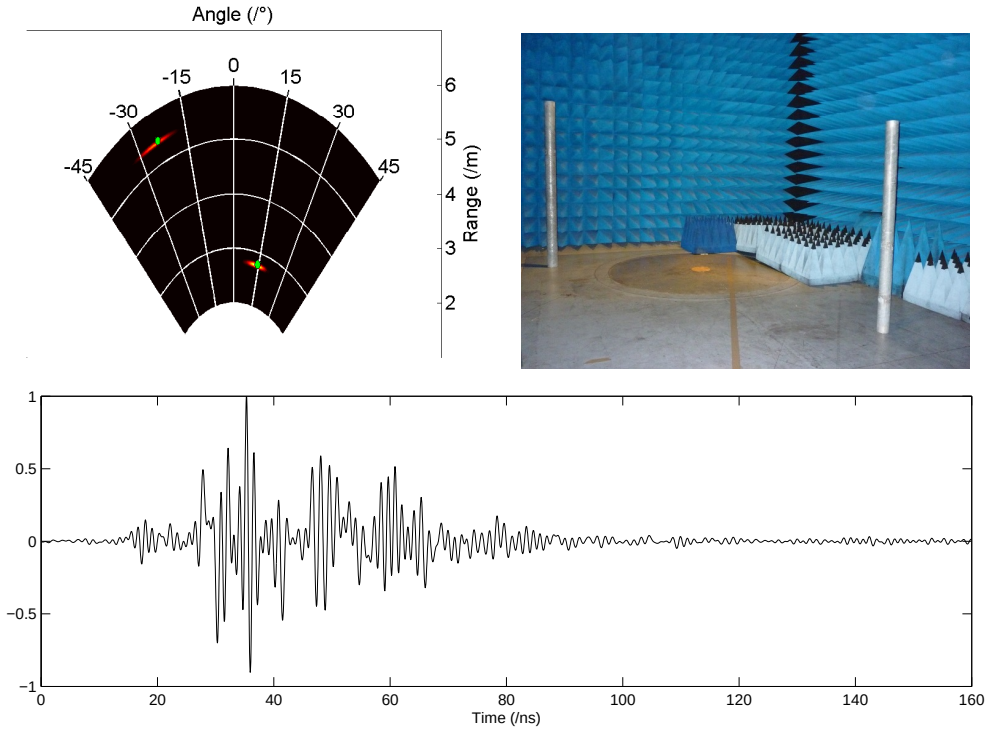


FIGURE 2.35 – Résultats de mesure : La signature de deux cibles isotropes est reconstruite dans une cartographie angle-distance à partir de l'unique signal mesuré, représenté en bas de l'image. Les points verts de la cartographie radar correspondent aux positions mesurées des cibles à l'aide d'un mètre ruban.

radar effectué de façon entièrement numérique a permis de réaliser un système d'imagerie en temps réel, capable d'afficher en moyenne 8 images par seconde. Ce principe a été appliqué à l'imagerie d'une cible mouvante dans la chambre anéchoïque (Fig. 2.36).

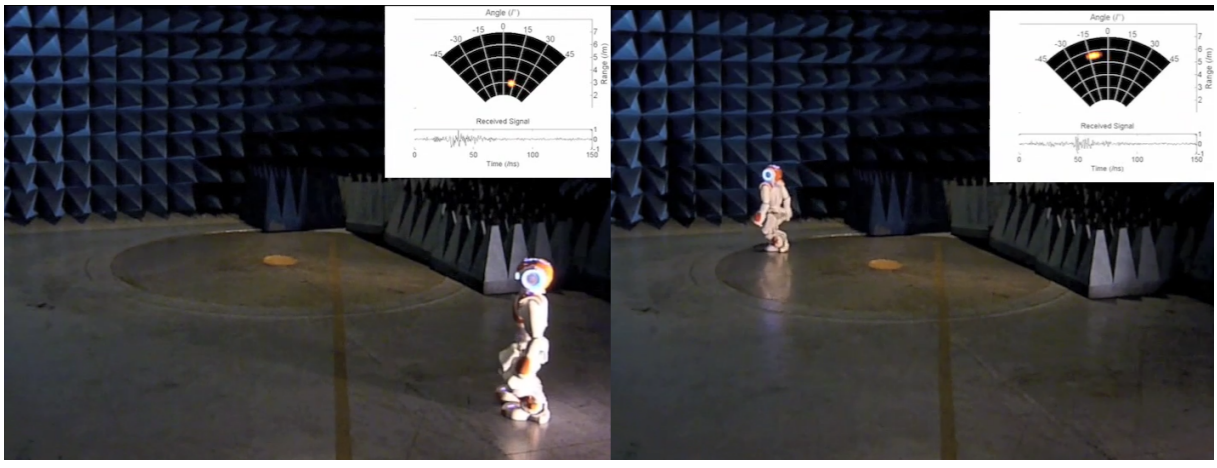


FIGURE 2.36 – Images issues de la vidéo de reconstruction en temps réel de la position d'un robot humanoïde se déplaçant dans la chambre anéchoïde. [55, 56, 57]

L'ensemble des mesures présentées permet ainsi de démontrer la faisabilité de cette

technique réalisée à l'aide d'un composant compact, au moyen d'une nouvelle méthode de reconstruction de signaux exploitant les informations d'amplitude des fonctions de transfert mesurées tout en prévenant l'impact de leur inversion. Le manque de diversité modale lié au faible volume du composant a été partiellement compensé en développant une structure périodique optimisée pour un fonctionnement dans la bande $2-4$ GHz. Les approches de reconstructions présentées dans la première partie de ce document étaient basées sur des techniques directes de déconvolutions régularisées. Dans la prochaine section, une approche itérative est développée, inspirée de l'algorithme CLEAN notamment utilisé en radioastronomie.

2.2.10 Algorithme de reconstruction itératif

2.2.10.1 Principe théorique et simulation des performances

Les performances associées à la technique de formation de faisceaux et d'imagerie présentée dans ces travaux dépendent essentiellement de deux facteurs qui sont la décorrélation des canaux du composant et la technique de reconstruction utilisée. Il a été présenté dans les précédentes parties des approches directes de reconstruction permettant de tirer profit de l'ensemble des informations d'amplitude et de phase mesurées, tout en limitant l'impact du bruit de mesure et du niveau de dépendance des canaux du composant. Afin d'améliorer la reconstruction des signaux, il est possible de développer des approches itératives de reconstruction en s'inspirant de domaines tels que la radioastronomie pour lequel l'algorithme CLEAN fut initialement développé par Hogbom [58][59]. Cette technique de déconvolution est basée sur la connaissance a priori des aérations causées par les systèmes optiques utilisés en imagerie astronomique. S'inspirant de cette approche, une technique de déconvolution itérative est développée dans cette section afin d'améliorer la reconstruction des signaux reçus par les antennes et, *in fine*, les images radar. Le principe est développé dans le cas d'un composant compressif à N entrées et 1 sortie (Fig. 2.37).

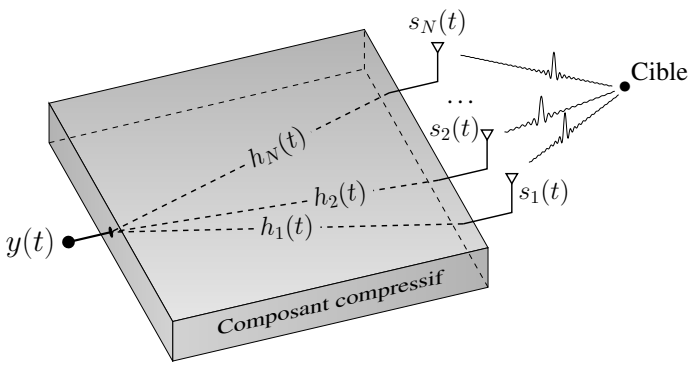


FIGURE 2.37 – Compression par un composant des signaux réfléchis sur une cible.

Une nouvelle fois, le signal mesuré $y(t)$ est exprimé en fonction des canaux du composant et des signaux reçus :

$$y(t) = \sum_{n=1}^{N} s(n,t) \otimes h(n,t) + b(\sigma_b, t), \tag{2.50}$$

Dans cette équation, $b(\sigma_b, t)$ représente le bruit additif gaussien de déviation standard σ_b qu'il faudra considérer pour la suite de ce développement. Le symbole $\otimes$ correspond quant à lui au produit de convolution.

Le principe de cet algorithme est de réaliser une déconvolution des signaux reconstruits initialement par régularisation de Tikhonov (Fig. 2.38).

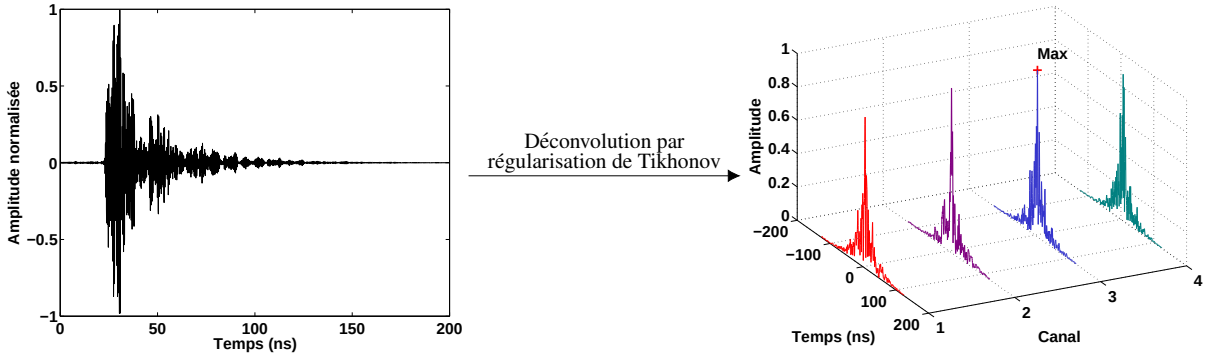


FIGURE 2.38 – Compression des signaux réfléchis sur une cible par le composant compressif.

Le développement de l'expression des signaux reconstruits par régularisation dans le domaine temporel permet de faire apparaitre les déformations propres au composant compressif. Ainsi l'expression du signal reçu par l'antenne k est estimée de la façon suivante :

$$s(k,t)_{rec} = y(t) \otimes h(k,t)^{+} \tag{2.51}$$

$$s(k,t)_{rec} = \sum_{n=1}^{N} s(n,t) \otimes r(n,k,t) + b(\sigma_b, t) \otimes h(k,t)^{+} \tag{2.52}$$

avec $r(n,k,t) = h(n,t) \otimes h(k,t)^{+}$. En ne considérant pas en premier lieu l'impact de bruit, le signal reconstruit s'exprime alors sous la forme d'une somme des signaux reçus convolués par les pseudo-corrélations $r(n,k,t)$. Le principe de l'approche itérative développée dans cette section repose sur la recherche de ces pseudo-corrélations et de leur déconvolution, afin de faire apparaitre uniquement la signature des cibles. Pour cela, les signaux reçus $s(n,t)$ sont décomposés en une somme d'impulsions de Dirac retardées dont on cherche à retrouver les valeurs. Ainsi, à chaque itération le maximum des signaux reconstruits initialement $[s(t)]_{rec}$ est recherché, correspondant à la

contribution la plus significative des cibles convoluée par la réponse du composant après décompression (Fig. 2.39).

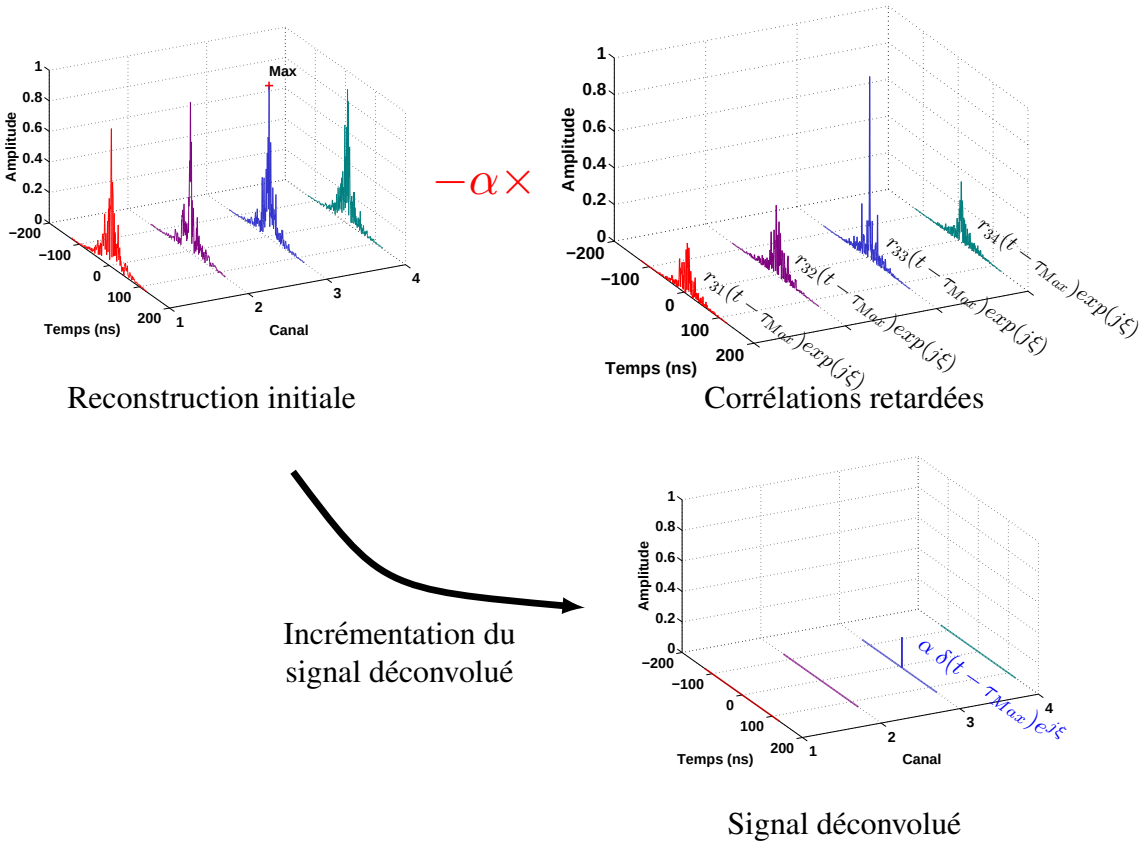


FIGURE 2.39 – Identification de la valeur maximale, soustraction par les réponses élémentaires équivalentes et incrémentation des signaux reconstruits par l'algorithme itératif.

L'ensemble des valeurs suivantes est déterminé à chaque itération i pour le calcul de l'algorithme itératif de déconvolution :

- k_{max} l'indice du signal $[s(t)]_{rec}|_i$ de plus forte amplitude.
- τ_{max} le retard de la valeur maximale.
- $\xi = \underline{/s(k_{Max}, t-\tau_{Max})_{rec}|_i}$ la phase de la valeur maximale de ce signal.

Une fois l'indice, le retard et la phase correspondants au signal de plus forte amplitude identifiés, les signaux initialement reconstruits sont soustraits par la réponse élémentaire équivalente, permettant de retirer progressivement la contribution des éléments de plus forte amplitude et de faire apparaitre les signatures plus faibles :

$$[s(t)]_{rec,i+1} = [s(t)]_{rec,i} \; - \; \alpha \; [r_{n,k_{Max}}(t - \tau_{Max})] \; \exp(j\xi) \tag{2.53}$$

Le gain de boucle α permet de modifier la vitesse de convergence de l'algorithme en adaptant l'amplitude des corrélations soustraites. La phase des signaux ξ est quant à elle appliquée aux corrélations afin que chaque soustraction soit réalisée dans le bon angle du plan complexe. Cette approche permet non seulement de supprimer progressivement la contribution d'une cible sur un port, mais aussi les interférences créées sur toutes les autres voies, correspondantes aux intercorrélations des canaux.

Les signatures des cibles sont alors reconstruites en incrémentant les contributions élémentaires identifiées à chaque itération de la façon suivante :

$$s_{clean}(k_{Max}, t - \tau_{Max})|_{i+1} = s_{clean}(k_{Max}, t - \tau_{Max})|_i \; + \; \alpha \; \delta(t - \tau_{Max}) \exp(j\xi) \tag{2.54}$$

où $[s_{clean}(t)]$ est la matrice de signaux reconstruits par l'algorithme itératif. La phase ξ de chaque contribution est conservée afin de reconstruire les phases des signatures des cibles nécessaires au calcul des images radar. Un critère de convergence énergétique est défini tel que :

$$\sum_{n}^{N} |s(n,t)_{rec,i+1}|^2 < \epsilon \tag{2.55}$$

permettant de stopper l'algorithme lorsque l'énergie des signaux est suffisamment faible, avec ϵ le seuil énergétique. Les étapes de l'algorithme sont résumées par le diagramme présenté en figure (2.40).

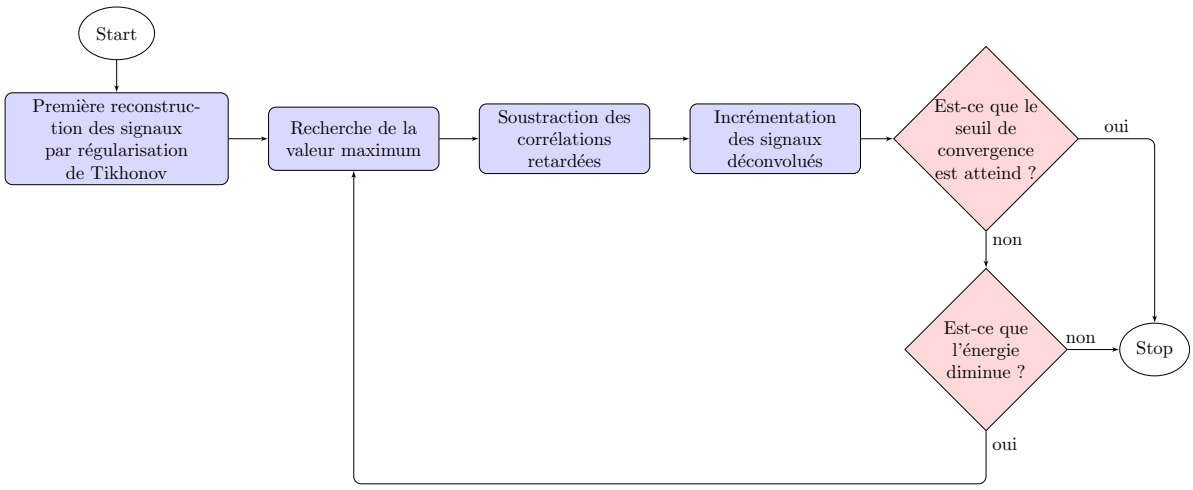


FIGURE 2.40 – Diagramme de l'algorithme itératif de déconvolution.

L'efficacité de cet algorithme est étudiée expérimentalement dans la bande $2-4$ GHz en utilisant le cristal photonique développé en début de ce chapitre. En premier lieu, une simulation *Matlab* est réalisée à partir des canaux mesurés du cristal photonique connecté à 4 antennes isotropes utilisées en réception. Une antenne d'émission est placée au milieu du réseau. Les variables de la simulation sont résumées dans le tableau (2.2).

Tableau 2.2 – Données de simulation utilisées pour le calcul de l'algorithme de déconvolution itératif.

Nombre de points	$2^{14} = 16348$
bande fréquentielle	1-4 GHz
Nombre d'antennes de réception	4
Distance entre antennes de réception	7 cm
Processeurs	6×3.50 GHz

Deux cibles isotropes sont placées aux coordonnées suivantes $(1.5, 2)$,$(0, 3)$. La simulation est alors réalisée en calculant les fonctions de Green en espace libre 2D, appliquant la première approximation de Born. Les signaux réfléchis sur les cibles sont calculés à la position des antennes de réception, puis compressés par les canaux du composant. Trois images radar sont calculées dans ce scénario (Fig. 2.41). La première présente le cas idéal sans compression, lorsque les 4 antennes du réseau sont reliées à des récepteurs indépendants. La seconde correspond à l'image calculée à partir de signaux reconstruits par régularisation de Tikhonov, représentant l'étape initiale de l'algorithme itératif. Enfin, le résultat de l'algorithme basé sur CLEAN est présenté. Le seuil énergétique est arbitrairement fixé à $\epsilon = -30$ dB et est atteint après 200 itérations en 5.3 s avec les paramètres choisis arbitrairement $\alpha = 10^{-2}$ et $\beta = 0.55$. Ces images ont été calculées à l'aide d'un algorithme de type *delay-and-sum* après reconstruction des signaux. L'image obtenue par l'application de l'algorithme itératif est proche du cas idéal sans compression, permettant d'attester d'une meilleure reconstruction des signaux.

Une métrique notamment appliquée dans le domaine du traitement d'image, le *Peak Signal-to-Noise Ratio* , est utilisée afin de déterminer la qualité des images reconstruites par rapport au cas idéal :

$$PSNR = 20\ log_{10}\left(\frac{Max}{\sqrt{MSE}}\right), \tag{2.56}$$

avec Max la valeur maximale d'une image radar, et MSE l'erreur quadratique moyenne exprimée de la façon suivante :

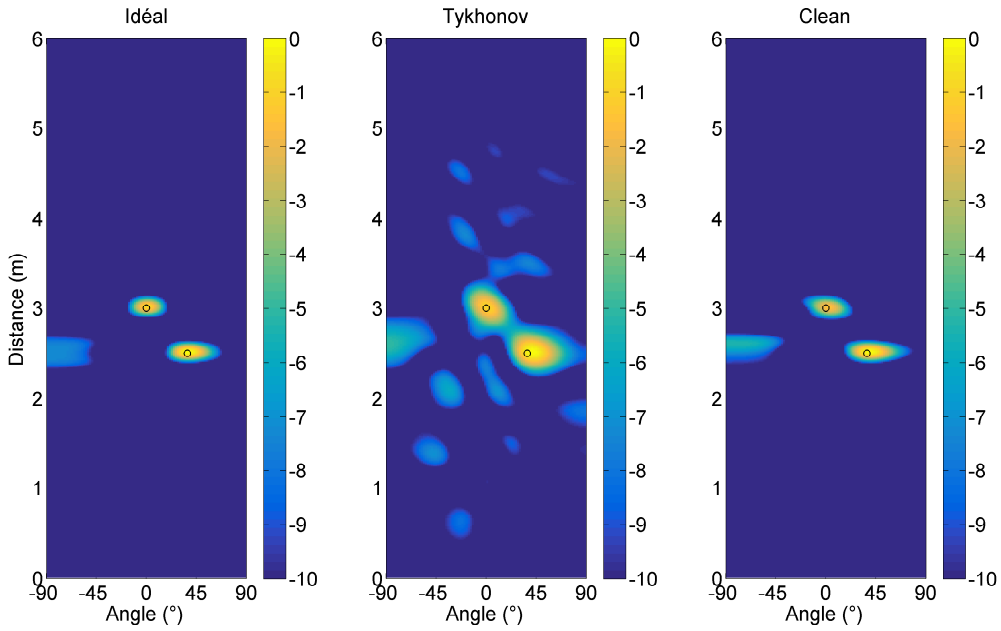


FIGURE 2.41 – Application de l'algorithme CLEAN-Tikhonov : l'image de gauche correspond au cas idéal sans compression, celle du milieu est calculée après compression et reconstruction des signaux par régularisation de Tikhonov. L'image de droite est issue de l'application de l'algorithme itératif dans les mêmes conditions.

$$MSE = \frac{1}{\theta\ r} \sum_{m_\theta=1}^{\theta} \sum_{m_r=1}^{r} \left[M_{ideal}(m_\theta, m_r) - M_{CT}(m_\theta, m_r) \right]^2, \tag{2.57}$$

avec :

— $M_{ideal}(m_\theta, m_r)$ et $M_{CT}(m_\theta, m_r)$ calculées respectivement dans le cas sans compression et par application de l'algorithme CLEAN-Tikhonov proposé.

— θ le vecteur d'angles d'indice m_θ.

— r le vecteur de distance d'indice m_r.

Chaque image calculée est normalisée afin de simplifier l'équation du PSNR par $Max = 1$. Dans ce premier exemple, le PSNR calculé est de -47.7 dB.

L'efficacité de la déconvolution est calculée en fonction du paramètre de régularisation β – permettant d'optimiser la reconstruction initiale – et du facteur de gain de boucle α. Dans le cas particulier où $\beta \to +\infty$, la déconvolution initiale correspond à une compensation de phase, obtenant ainsi la version originale de l'algorithme CLEAN. Les résultats de cette étude sont présentés en figure (2.42).

Pour cette simulation, la déconvolution optimale est calculée en 7.05 s (297 itérations) avec $\alpha = 7.10^{-3}$, $\beta = 0.55$, menant à un PSNR $= -48.4$ dB. La valeur du facteur α influe directement sur le nombre d'itérations nécessaires à l'obtention d'une convergence

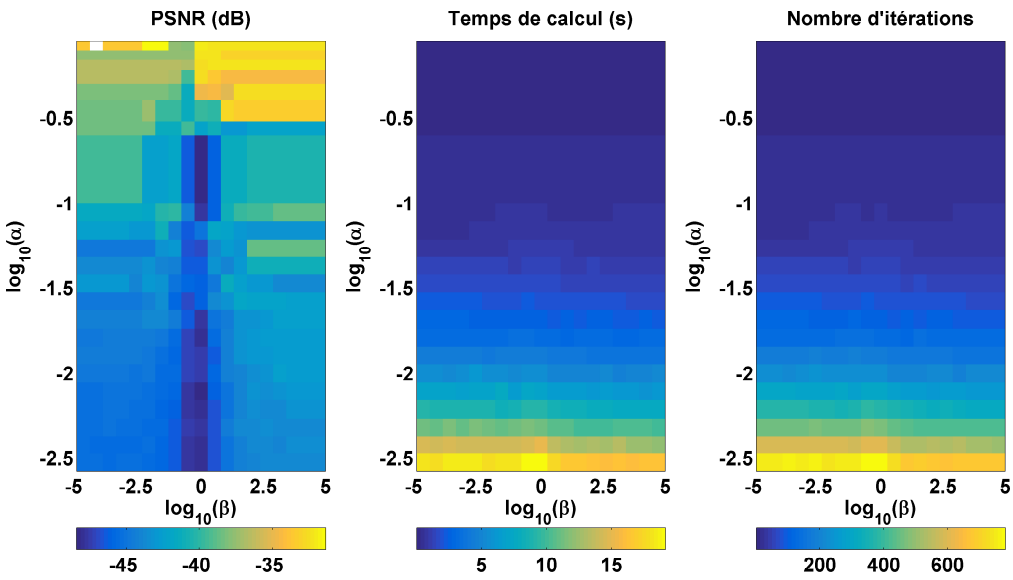


FIGURE 2.42 – Performances de l'algorithme itératif en fonction du paramètre de régularisation β et du gain de boucle α.

énergétique, impliquant parfois de longs temps de calcul. Cependant, dans le cas simulé il est mis en évidence que d'excellentes performances peuvent être atteintes avec des valeurs de gain de boucle importantes. Ainsi, un PSNR de -48.15 dB est obtenu pour un couple de valeurs $\alpha = 0.1$, $\beta = 0.55$, permettant une convergence en 0.1 s (21 itérations). Tous ces résultats dépendent de la complexité de la scène à imager, mais dans chaque cas la régularisation de Tikhonov permet d'assurer une déconvolution itérative plus rapide et efficace que dans le cas conventionnel basé sur la compensation de phase.

Une nouvelle étude est présentée afin d'étudier l'impact du niveau de bruit sur la convergence de l'algorithme. Ainsi, un bruit gaussien de déviation standard σ_b est ajouté au signal compressé reçu. Dans la mesure où l'algorithme est basé sur la détection du niveau maximal des signaux initialement reconstruits, les valeurs détectées après plusieurs itérations ont de plus en plus de probabilité de correspondre à des composantes de bruit, produisant des étapes de déconvolution inefficaces impliquant une augmentation de l'énergie totale des signaux retranchés. Pour illustrer ce phénomène, le précédent scénario est à nouveau simulé en ajoutant l'impact d'un bruit additif gaussien $B(\sigma_b, f)$ sur le signal mesuré. La déviation standard σ_b du bruit est déduite du niveau de SNR souhaité :

$$\sigma_b = \frac{\sigma_{signal}}{\sqrt{SNR}} \tag{2.58}$$

L'algorithme est ainsi appliqué pour plusieurs niveaux de SNR (Fig. 2.43) :

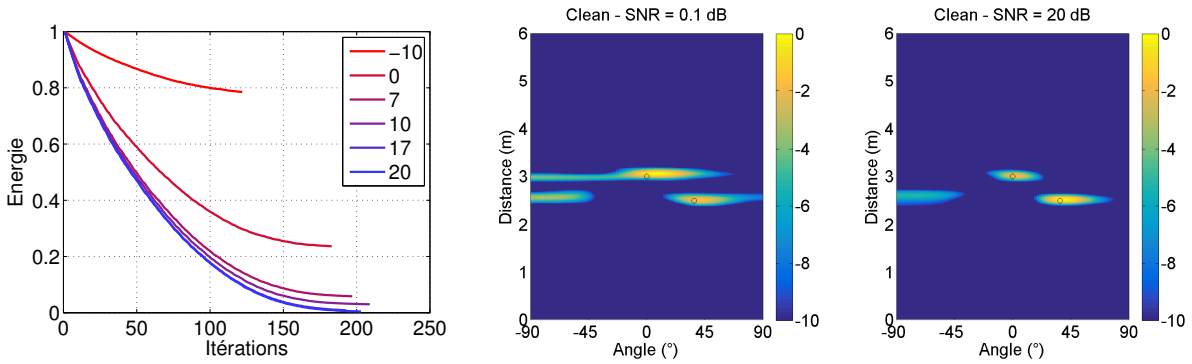


FIGURE 2.43 – Gauche : Convergence de l'algorithme en fonction du SNR exprimé en dB. Centre : Image radar pour un SNR = 0.1 dB (PSNR = -36.9 dB). Droite : Image radar pour un SNR = 20 dB (PSNR = -47.4 dB).

Cette figure montre que pour une valeur constante de gain de boucle α, le nombre d'itérations réalisées avant la divergence de l'algorithme augmente, permettant une meilleure reconstruction des signaux et de l'image radar. Pour démontrer l'inefficacité de cette technique face à la mesure de composantes de bruit, la figure (2.44) présente l'évolution du PSNR en fonction du nombre d'itérations divergentes.

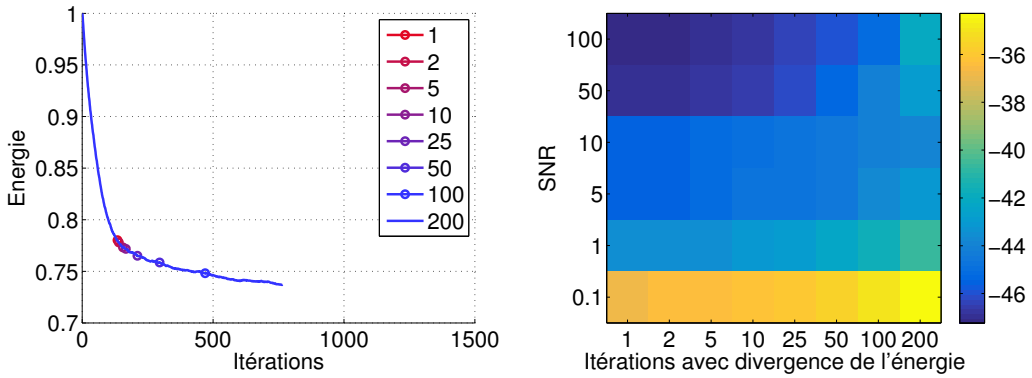


FIGURE 2.44 – Gauche : Convergence de l'énergie en fonction du nombre d'itérations divergentes SNR = 0.1 dB. Droite : PSNR exprimé en décibels en fonction du nombre d'itérations divergentes.

Quel que soit le niveau de SNR, le PSNR n'est jamais amélioré quand des composantes de bruit sont détectées, et ce même si l'énergie totale diminue.

2.2.10.2 Validation expérimentale

Dans la prochaine partie de cette étude, une validation expérimentale est présentée pour confirmer la validité de l'algorithme proposé. L'ensemble des informations relatives au matériel actif utilisé pour cette expérience est présenté dans le tableau (2.3). Quatre

antennes Vivaldi sont connectées au composant compressif et séparées de 7cm afin de reproduire les conditions de simulation. Le réseau formé est utilisé en réception, associé à une antenne cornet pour l'émission, à une distance de 50cm du centre du réseau. Cette différence de marche est prise en compte et compensée par l'algorithme de *delay-and-sum* développé pour calculer les images radar. Une schématisation du banc de mesure développé pour cette expérience est présentée en figure (2.45).

Tableau 2.3 – Références des appareils utilisés.

Générateur de signaux arbitraires	Agilent M8190A 12 GSa/s
Oscilloscope	Agilent DSA90404A 20 GSa/s
Amplificateurs	Mini circuits ZVE 8G

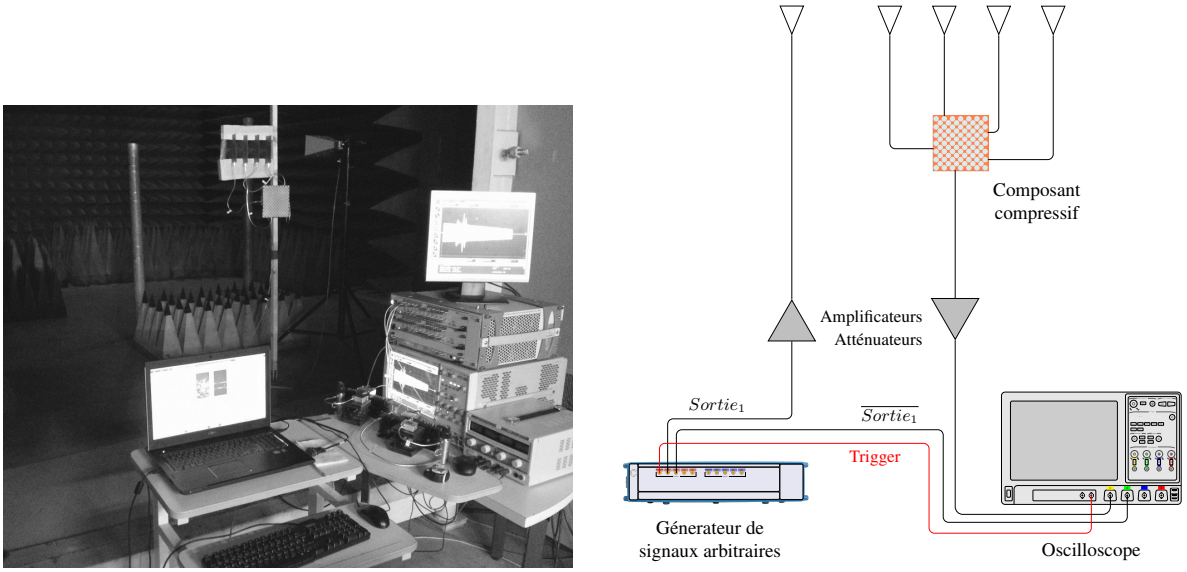


FIGURE 2.45 – Photographie et schéma du montage expérimental mis en place pour la validation de l'algorithme de déconvolution itérative CLEAN-Tikhonov.

Deux cylindres métalliques à SER isotropes sont placés dans une chambre semi-anéchoïde afin d'étudier l'efficacité de l'algorithme itératif par rapport aux approches directes présentées précédemment. Dans la mesure où les formes d'ondes à mesurer ne sont pas exactement prédictibles, il n'est pas possible de mesurer directement le SNR d'un signal à partir d'une mesure unique. Ainsi, pour chaque scénario deux mesures successives sont réalisées afin de calculer la déviation standard du bruit qui est considérée constante entre les deux mesures. En admettant que le signal utile soit commun à ces deux captures, la relation suivante est posée :

$$\sigma^2_{measure_1 - measure_2} = 2\sigma_b^2 \tag{2.59}$$

Il est alors possible de calculer le SNR à partir de l'expression suivante :

$$SNR = \frac{\sigma^2_{signal}}{\sigma^2_b} = \frac{\sigma^2_{total} - \sigma^2_b}{\sigma^2_b} \tag{2.60}$$

avec

— σ_{signal} : la déviation standard du signal utile.

— σ_b : la déviation standard du bruit.

— σ_{total} : la déviation standard du signal mesuré.

La figure (2.46) présente le premier scénario de mesure radar. Les cercles noirs représentent les positions mesurées des cibles afin de les comparer à celles reconstruites par les différentes méthodes.

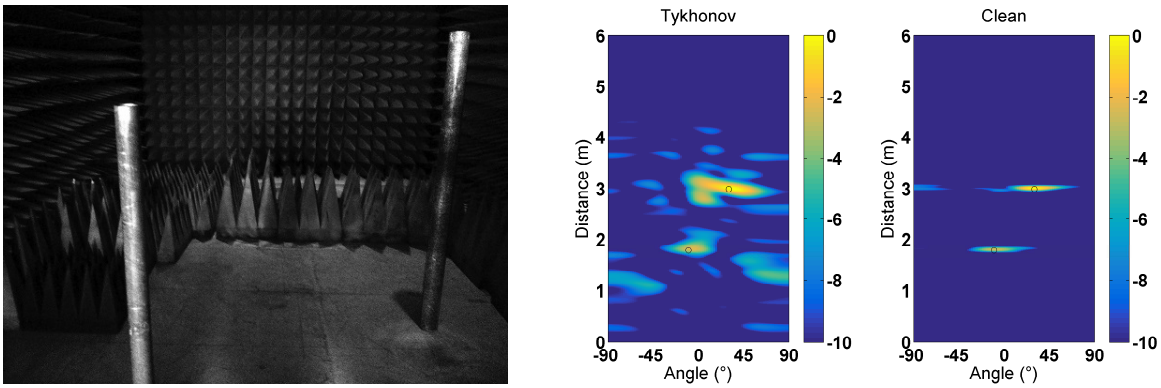


FIGURE 2.46 – Scénario 1 : Comparaison entre approches directes et itératives. Les amplitudes sont exprimées en décibels.

Pour ce premier cas, l'algorithme CLEAN-Tikhonov est calculé en 0.79s en 25 itérations, avec $\alpha = 0.1$ et $\beta = 0.55$. Un SNR linéaire de 18.9 est mesuré à partir de la méthode présentée précédemment. La reconstruction des signaux et le calcul de l'image radar basée sur l'utilisation de la régularisation de Tikhonov seule permettent de retrouver la position des cibles, mais la quantité et le niveau des lobes secondaires angulaires et temporels ne permettent pas une mesure précise de leur position. Dans le cas de l'algorithme itératif, les seuls lobes secondaires restants – notamment observables pour la cible la plus loin – sont dus à l'espacement entre antennes et peuvent aussi être observés dans le cas idéal simulé. Ainsi, même si le rayonnement des antennes et le couplage mutuel ne sont pas corrigés, cette expérience permet de valider l'efficacité de l'algorithme itératif proposé.

Un second scénario est réalisé en modifiant la position de la cible la moins éloignée, la plaçant plus proche du second cylindre. Le but de cette mesure est d'étudier la convergence de l'algorithme quand deux cibles sont difficiles à discriminer à partir de la seule régularisation de Tikhonov. Dans ce cas, la modification du niveau d'énergie du

signal mesuré implique un SNR de 20.8. L'algorithme est calculé en 0.7s (25 itérations), avec $\alpha = 0.1$ et $\beta = 0.55$. Une nouvelle fois, l'algorithme proposé permet une meilleure reconstruction de la position des cibles qu'avec l'approche directe.

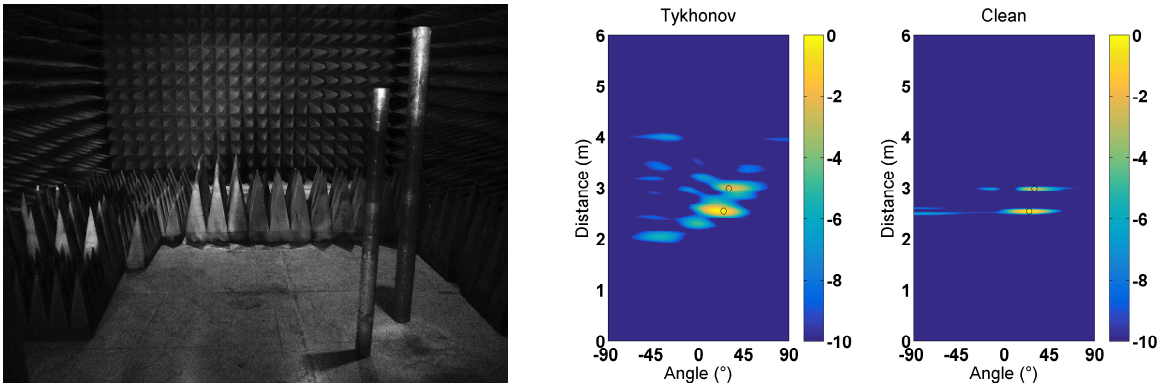


FIGURE 2.47 – Scénario 2 : Comparaison entre approches directes et itératives. Les amplitudes sont exprimées en décibels.

Ces expériences ont ainsi permis de mettre en évidence le gain en performance apporté par un algorithme itératif basé conjointement sur CLEAN et l'utilisation de régularisation de Tikhonov, impliquant des temps de calcul acceptables pour des applications pratiques.

Ces différentes études ont permis de présenter le développement puis l'application d'un cristal photonique 2D à des applications compressives adaptées à l'imagerie microonde. La bande d'utilisation optimisée entre 2 GHz et 4 GHz afin de correspondre aux caractéristiques du banc d'expérimentation temporel utilisé.

Une nouvelle classe de composants planaires est étudiée dans la prochaine section, basée sur l'utilisation d'une rupture de propagation convexe unique au sein de la cavité qui n'impose pas de limitation en bande passante contrairement au précédent motif périodique. Cette approche permet ainsi de tirer profit d'une très large diversité de modes excités sur une plus grande bande passante tout en optimisant la distribution spatiale de ceux-ci grâce à la nature ergodique de la propagation réalisée au sein de ce type de composant chaotique.

2.3 Composant chaotique 2D

Un nouveau composant planaire est ainsi réalisé sans l'usage de structure périodique de façon à ne pas restreindre la bande d'utilisation. Dans cette optique, une nouvelle approche est développée afin d'améliorer la diversité spatiale de champ dans cette cavité 2D, basée dans le cas présent sur l'association de frontières droites et convexes. Ce type de

cavité qualifiée de chaotique tend à présenter des propriétés ergodiques correspondantes à une répartition spatiale homogène des modes résonants dans celle-ci. Ce principe a été notamment décrit en 1994 dans [60], présentant la couverture spatiale de rayons dans des cavités annulaires déformées, et dans [61], analysant l'impact de frontières convexes irrégulières de cavités chaotiques sur le décalage de leurs modes spatiaux. Ces propriétés permettent ainsi de limiter la dégénérescence des modes qui tend à apparaitre dans les cavités régulières, représentant une source de corrélation des canaux pour les applications compressives étudiées. Ces caractéristiques furent exploitées dans le domaine acoustique par une expérience publiée pour la première fois en 1997 [35] puis notamment étendue en 1999 [36, 37]. Utilisant un wafer de silicium comme support de propagation – une galette de forme circulaire tronquée d'un côté – des focalisations spatiales et temporelles furent réalisées (Fig. 2.48).

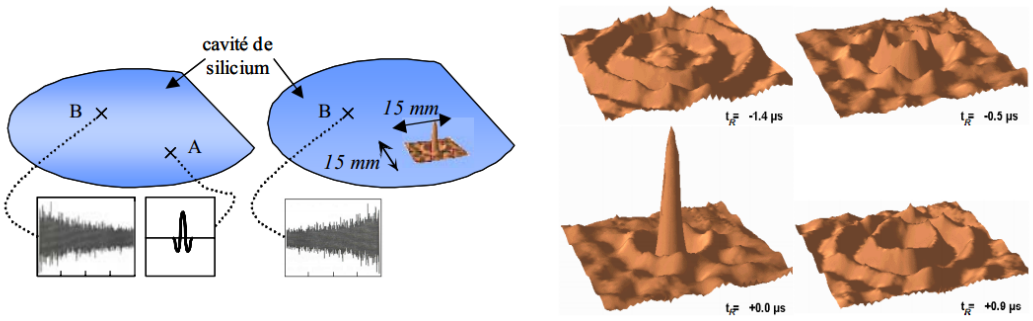


FIGURE 2.48 – Caractérisation de la réponse impulsionnelle acoustique entre deux points d'une cavité chaotique 2D en silicium et focalisation par émission de la réponse enregistrée retournée temporellement. [62]

L'intérêt majeur de l'utilisation d'une telle cavité fut la possibilité d'obtenir des focalisations spatiales par retournement temporel d'une unique réponse impulsionnelle, contrairement aux précédentes applications qui nécessitaient un ensemble de transducteurs entourant la zone où focaliser. L'apport des multiples réflexions dans la cavité, associées aux propriétés ergodiques de la propagation assurent ainsi qu'un maximum d'information soit collecté à l'unique point de mesure [36]. Une approche intuitive basée sur la décomposition angulaire de l'impulsion émise dans le milieu réverbérant permit de démontrer que le champ mesuré en tout point de la cavité tend à être composable en une somme des ondes planes émises, reçues après plusieurs réflexions sur les parois. Ce type de conditions aux limites permet alors d'optimiser la diversité des informations reçues en fonction du temps en tout point du milieu réverbérant [63, 64].

S'inspirant de ces expériences, une cavité chaotique est réalisée sur un substrat microonde afin d'obtenir un composant compressif, minimisant ainsi la redondance d'in-

formations établies dans ce milieu. Il est ainsi possible par l'exploitation des propriétés ergodiques de ce type de composant d'obtenir des fonctions de transfert décomposables par des ensembles de modes indépendants, limitant ainsi le niveau d'interférence entre ceux-ci afin d'optimiser la reconstruction des signaux compressés.

2.3.1 Design du composant

Un substrat identique à celui utilisé dans la section précédente sert de support à la propagation. Pour rappel, il s'agit d'un substrat *RT/duroc 6006* présentant une permittivité relative de 6.15 et une tangente de perte à 3GHz de $2,7.10^{-3}$. La propagation est ainsi contrainte dans une cavité 2D de 200×200 mm^2, d'une épaisseur de 0.65 mm. Une forme circulaire est gravée sur la lame de cuivre supérieure du substrat afin de créer les conditions aux limites convexes nécessaires à l'obtention d'une propagation chaotique du champ, formant un billard de Sinai [65]. De façon identique au cas précédent, un via d'alimentation est connecté à la cavité au travers du substrat et des sorties sont reliées en bord de carte (Fig. 2.49).

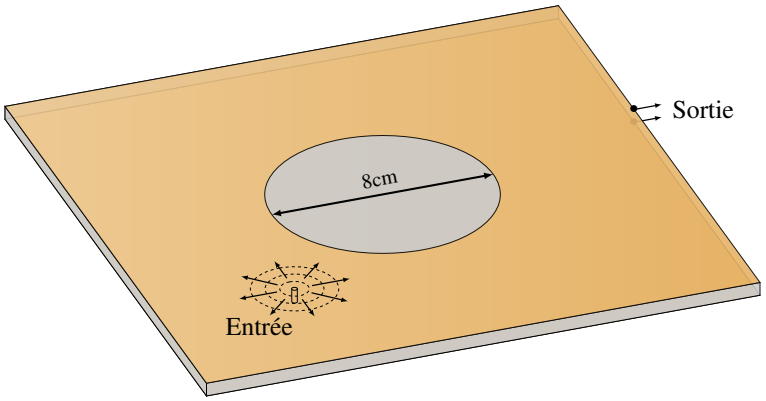


FIGURE 2.49 – Composant chaotique 2D réalisé sur un substrat hyperfréquence à l'aide d'une rupture d'impédance de forme circulaire.

En fonction de la position des sorties en bord de carte, les réponses impulsionnelles mesurées sont composées des multiples trajets d'ondes réfléchies au sein de la cavité. Les propriétés ergodiques du composant peuvent ainsi être illustrées en décomposant l'impulsion émise en un point en une somme d'ondes planes, dont les directions de propagation sont représentées par des rayons (Fig. 2.50).

Ainsi, partant des mêmes conditions initiales, un rayon propagé dans une cavité régulière tend à rester concentré dans certaines zones de l'espace, tandis que l'ajout de limites convexes permet d'obtenir une répartition plus homogène de la surface couverte par ce rayon. Ces propriétés ergodiques permettent d'optimiser la diversité temporelle des

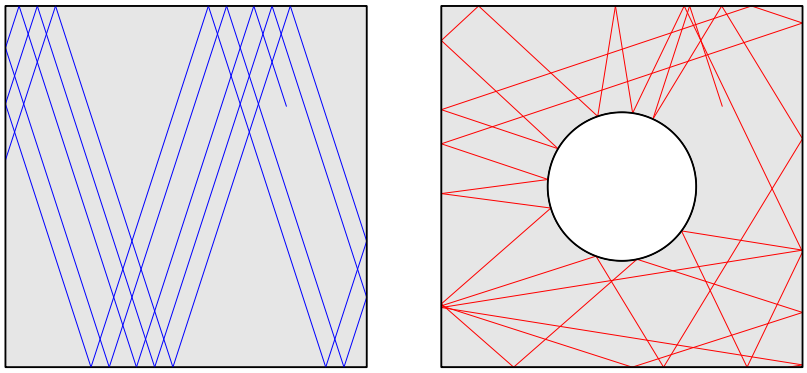


FIGURE 2.50 – Comparaison de la propagation d'un rayon dans une cavité régulière et dans une cavité chaotique, partant du même état initial.

informations mesurées en évitant les motifs communs dans les réponses impulsionnelles, limitant ainsi le niveau de corrélation entre celles-ci. L'impact du diamètre du disque est étudié de façon à identifier le gain en diversité spatiale apportée par cette discontinuité. Ainsi, plusieurs simulations électromagnétiques sont réalisées à l'aide de *CST* afin d'analyser la répartition du champ à chaque fréquence sur la bande $2 - 8$ GHz. Pour chaque simulation, les champs électriques calculés dans un plan à mi-hauteur de substrat sont extraits et une décomposition en valeurs singulières est réalisée. La comparaison des spectres de valeurs singulières calculés en fonction du diamètre de la rupture d'impédance introduite au milieu de la cavité 2D est présentée en figure (2.51).

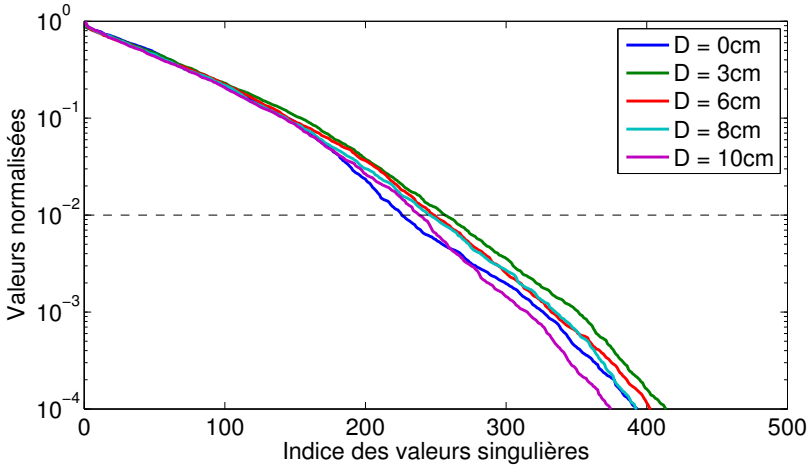


FIGURE 2.51 – Évolution du spectre de valeurs singulières de la cavité en fonction du diamètre du disque gravé sur la cavité 2D.

Cette étude ne permet pas de mettre en évidence un gain significatif du nombre de modes présents dans la cavité lorsqu'une rupture de propagation circulaire unique est introduite. Contrairement au précédent cas du cristal photonique, il n'y a ici aucun phénomène de résonance introduit par un motif périodique. L'évolution du nombre de

valeurs singulières significatives en fonction du diamètre de la rupture d'impédance introduite est présentée en figure (2.52), retenant à nouveau le critère des 99% de champ reconstruits pour cette comparaison.

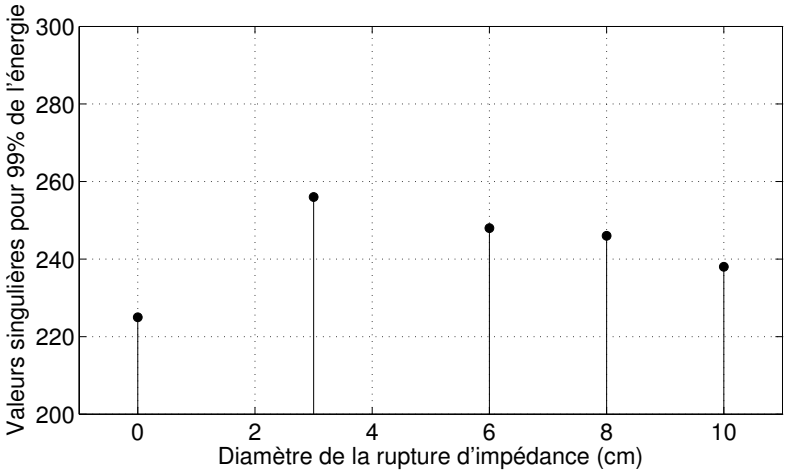


FIGURE 2.52 – Nombre de valeurs singulières requises pour représenter 99% des champs électriques de la cavité 2D.

La quantité de valeurs singulières retenues n'augmente pas significativement lors de l'introduction de la discontinuité convexe, signe qu'elle n'a qu'un faible impact sur l'indice effectif du milieu dans la bande considérée. Le principe d'une telle rupture de propagation n'est en effet pas d'augmenter le nombre de modes disponibles dans la cavité, mais d'obtenir une répartition plus homogène de ceux-ci dans l'espace limitant ainsi le phénomène de dégénérescence. Ainsi, une analyse de la diversité modale obtenue sur l'ensemble de l'espace résonant ne permet pas de mettre en avant ces propriétés. Il est cependant possible de présenter les avantages liés aux propagations chaotiques en développant une interprétation physique du phénomène de compression réalisé par le composant dispersif. La reconstruction du signal reçu au niveau du port unique du composant est réalisée à l'aide de techniques de déconvolution qui permettent de compenser l'impact de la propagation. Lorsqu'un signal est transmis sur un des ports d'accès du composant, il est mesuré à l'unique sortie après de nombreuses réflexions dans la cavité. La reconstruction du signal initial dans le cas le plus simple de la compensation de phase correspond ainsi physiquement à la ré-émission du signal reçu retourné temporellement, réalisée afin de compenser l'impact de cette propagation (Fig. 2.53).

Si l'opération de reconstruction est réalisée sur un port situé aux coordonnées (x_0, y_0) du composant, celle-ci correspond alors à une compensation de la phase de la fonction de transfert $E(x_0, y_0, f)$ simulée avec CST. La répartition du champ est alors calculée dans tout l'espace de la cavité à l'instant de focalisation par une sommation de toutes les

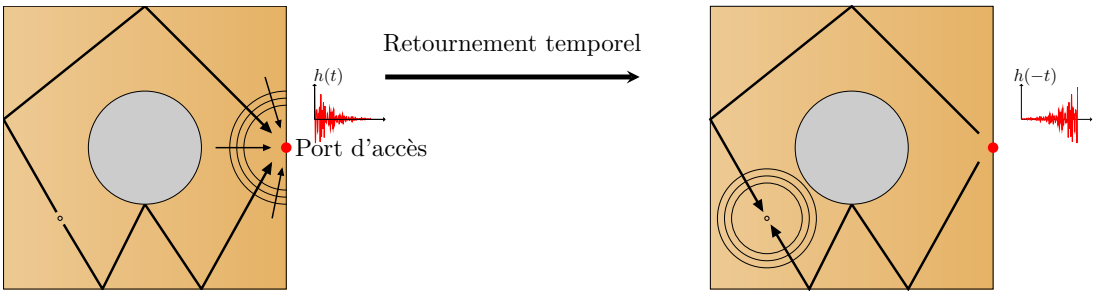


FIGURE 2.53 – Répartition spatiale du champ lors d'une focalisation en fonction du diamètre de la discontinuité introduite dans la cavité 2D.

fréquences de la bande utile :

$$R(x,y) = \sum_{f} E(x,y,f)E(x_0,y_0,f)^* \tag{2.61}$$

Plusieurs exemples de focalisations sont réalisés en bord de carte où les ports d'accès seront connectés, et ce en fonction du diamètre de la discontinuité introduite dans la cavité (Fig. 2.54). Le but de cette étude est ainsi d'illustrer la source des termes d'interférences causés par la reconstruction simultanée de signaux en plusieurs points du composant.

Le comportement global de la répartition de champ en fonction du diamètre du disque gravé tend à rester le même, quelle que soit la position de la focalisation spatiale : le niveau de lobes secondaires tend à diminuer lorsque la propagation devient chaotique. Ce phénomène s'explique par la diversité des modes présents dans la cavité qui tend à présenter des maximums co-localisés dans le cas de la cavité régulière, contrairement au cas chaotique dans lequel les modes sont mieux répartis dans l'espace. Une comparaison des champs extraits des coupes effectuées selon les axes x et y du composant est présentée en figure (2.55).

Le niveau moyen des lobes spatiaux créés à côté des focalisations dans les deux axes tend à diminuer lors de l'introduction des conditions aux limites convexes. L'opération de compression-décompression réalisée à l'aide du composant correspond physiquement à la reconstruction de champs focalisés simultanément au niveau de chaque port de sortie. Les lobes secondaires spatiaux présentés correspondent alors aux phénomènes d'interférences décrits mathématiquement dans les parties précédentes, dont chaque terme équivaut à l'impact de la focalisation réalisée sur un port observé sur tous les autres accès. À partir de l'analyse de différentes focalisations réalisées en bord de carte dans le composant, le diamètre de disque gravé de 8cm est retenu, présentant en moyenne les meilleures performances.

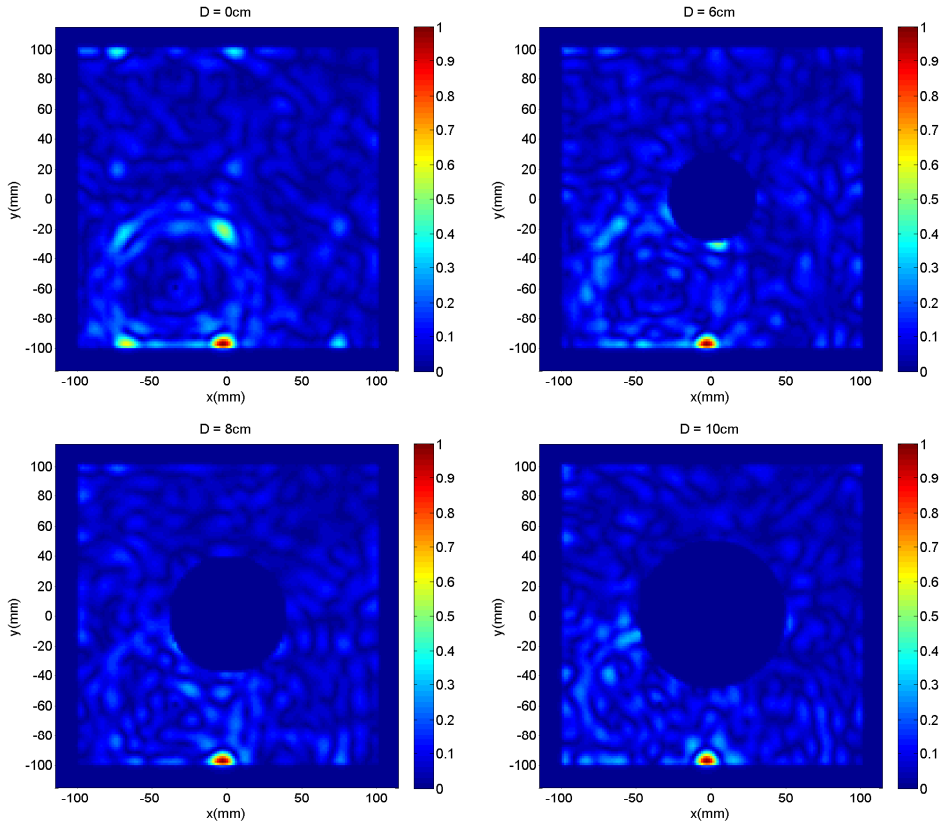


FIGURE 2.54 – Répartition spatiale du champ lors d'une focalisation en fonction du diamètre de la discontinuité introduite dans la cavité 2D.

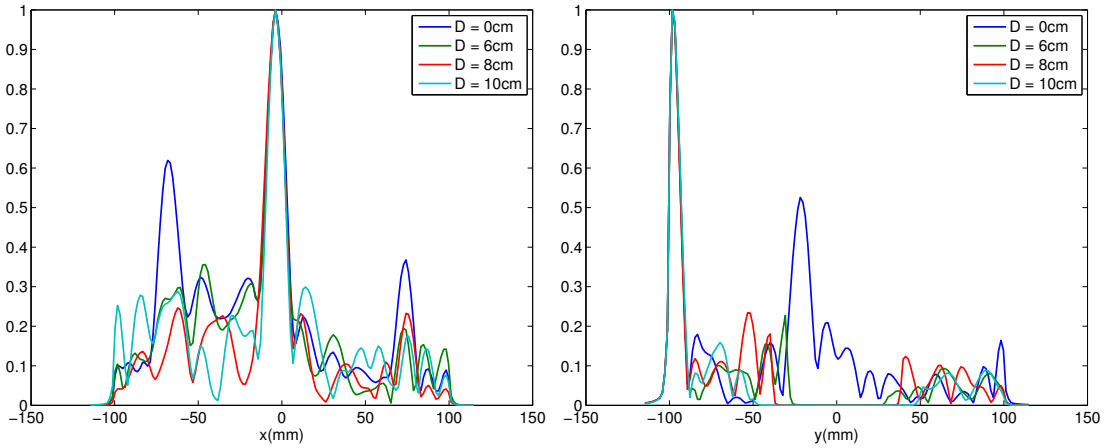


FIGURE 2.55 – Répartition spatiale du champ lors d'une focalisation en fonction du diamètre de la discontinuité introduite dans la cavité 2D.

Une analyse de la quantité de modes indépendants présents dans la cavité a été présentée pour une bande d'étude de $2 - 8$ GHz. Il a été mis en évidence que l'introduction d'une rupture de propagation convexe ne permet pas nécessairement d'augmenter ce nombre de modes, mais en assure une meilleure répartition spatiale, assurant des focalisations présentant de plus faibles niveaux de lobes secondaires. Cette propriété est

primordiale pour les applications compressives étudiées dans la mesure où elle garantit un faible niveau d'interférences entre signaux lors de l'étape de reconstruction de ceux-ci. Dans la partie suivante, cette étude est développée par le calcul des spectres de modes présents dans cette cavité chaotique comparée au cas d'une cavité régulière de mêmes dimensions.

2.3.2 Analyse de la diversité spatiale de la cavité chaotique

Cette analyse est initiée par le calcul de la répartition des champs dans la cavité chaotique dans la bande $2-8$ GHz à l'aide du logiciel de simulation *CST* (Fig. 2.56).

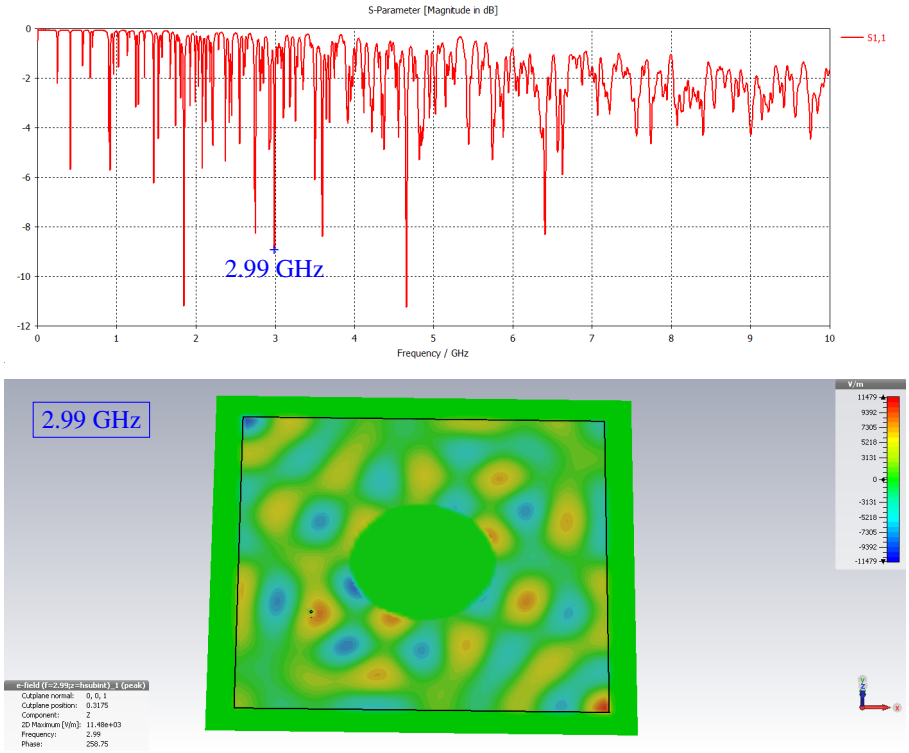


FIGURE 2.56 – Coefficient de réflexion de la cavité chaotique 2D simulée sous CST et représentation des modes établis à une fréquence.

De façon analogue à la précédente étude du cristal photonique, une transformée de Fourier spatiale est calculée afin de déterminer la superposition de modes présents à chaque fréquence (Fig. 2.57).

La répartition des ondes planes obtenues est majoritairement concentrée sur un cylindre dont le diamètre croît avec la fréquence, de façon équivalente au cas de la cavité régulière. En effet, seules les ondes planes satisfaisant la relation de dispersion à chaque fréquence sont couplées. Dans la mesure où le milieu n'est pas discrétisé à l'instar du cas précédent, les valeurs autorisées ne dépendent ainsi que de l'indice effectif du milieu.

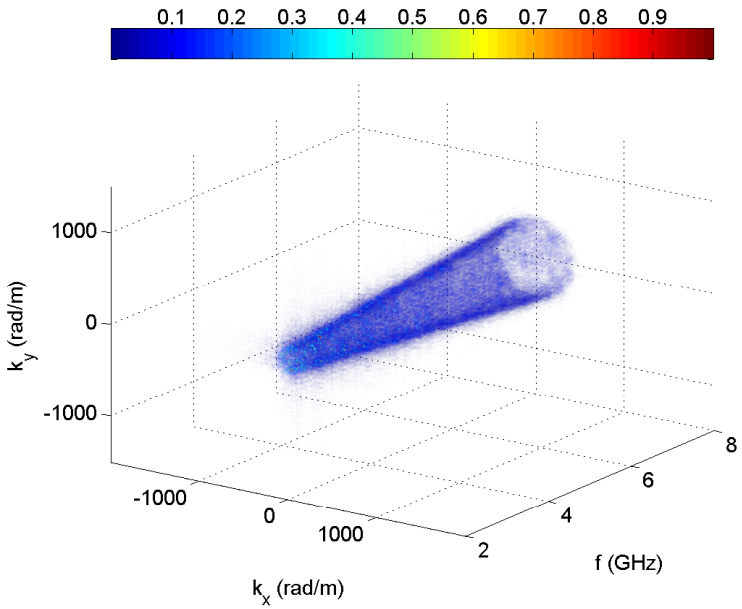


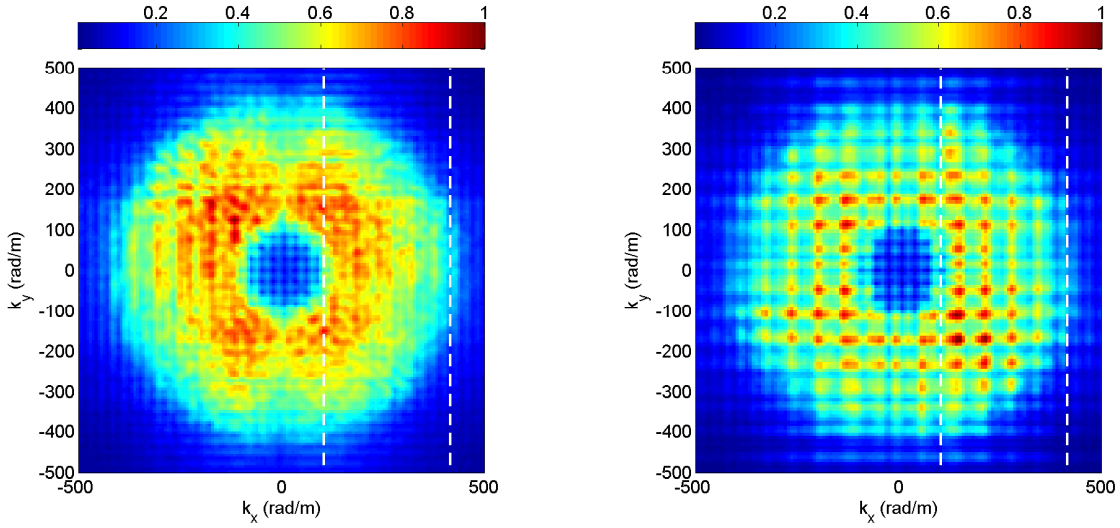
FIGURE 2.57 – Représentation spectrale du champ dans la cavité chaotique 2D.

Une sommation du module des ondes planes selon la dimension fréquentielle permet de mettre en évidence l'effet de la discontinuité convexe introduite dans la cavité. En effet, les modes tendent ainsi à être mieux répartis dans l'espace des fréquences spatiales, illustrant le principe d'ergodicité développé précédemment (Fig. 2.58).

Dans le cas de la cavité régulière équivalente, la répartition des modes les plus significatifs tend à être périodique, impliquant les phénomènes de maximum co-localisés introduits précédemment. L'introduction des frontières convexes a permis de mieux répartir les modes présents dans la cavité, assurant une meilleure distribution spatiale de l'énergie et des niveaux de lobes secondaires plus faibles lors des focalisations. Les propriétés intrinsèques de la cavité ayant été optimisées, la réalisation du composant complet nécessite la détermination de la position des ports dictant le couplage à chaque mode. Une méthode d'optimisation est ainsi présentée dans la section suivante afin d'optimiser les positions auxquelles seront connectées 4 antennes.

2.3.3 Méthode d'optimisation du placement des ports

La position des ports de sortie connectés en bord de carte permet de déterminer la décomposition modale de chaque fonction de transfert. Les précédentes études ont montré l'existence de modes propres indépendants dans chaque cavité, dont le nombre peut être optimisé par l'utilisation de discontinuité d'impédance. Ainsi, la position des ports de sortie situés en bord de carte détermine la décomposition modale de chaque canal et le niveau de corrélation entre ceux-ci. Dans l'optique de la réalisation d'un



(a) Cavité chaotique 2D

(b) Cavité régulière 2D

FIGURE 2.58 – Comparaison de la somme des modes présents sur la bande $2-8GHz$ dans la cavité chaotique 2D présentée, comparée à une cavité régulière de mêmes dimensions. Les pointillés représentent les valeurs des nombres d'onde minimum et maximum théorique dans cette bande.

composant à 4 accès et une sortie unique, l'étude du meilleur ensemble de positions des ports est étudiée dans cette partie. Afin de prendre en compte la perturbation des champs induite par les charges des ports connectés, une simulation du composant connecté à 20 ports régulièrement espacés sur son contour est réalisée, discrétisant ainsi l'ensemble des positions possibles en bord de carte (Fig. 2.59).

Les paramètres S du composant simulé sous CST sont exportés vers le logiciel de simulation *Agilent ADS* pour effectuer une extraction de chaque sous-ensemble de fonctions de transfert (Fig. 2.60).

Cette étude va permettre non seulement de déterminer le meilleur ensemble de 4 canaux réalisables dans le composant, mais aussi d'illustrer le comportement global du circuit en fonction du positionnement de chaque ensemble de ports. Une matrice de commutation est réalisée afin de sélectionner 4 ports à chaque itération du programme et de les relier aux sorties 50Ω. L'ensemble des accès restants sont connectés à des charges de $1M\Omega$ de façon à simuler l'effet de circuits ouverts et ne pas impacter le champ en ces points. La matrice de commutation réalisée pour cette étude est présentée en figure (2.61). Elle permet alors de réaliser l'extraction des $\binom{20}{4} = 4845$ combinaisons de ports possibles.

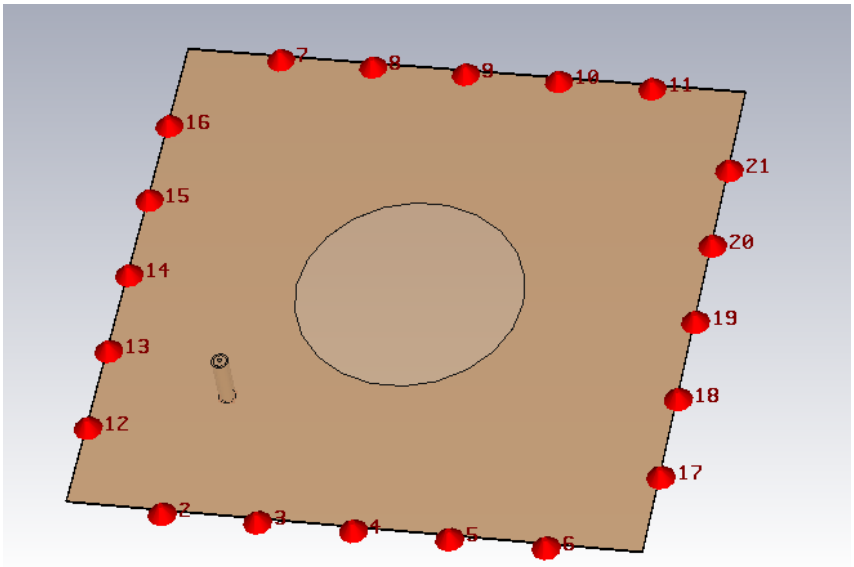


FIGURE 2.59 – Composant simulé afin d'extraire la réponse du composant, prenant en compte la charge des ports de mesure.

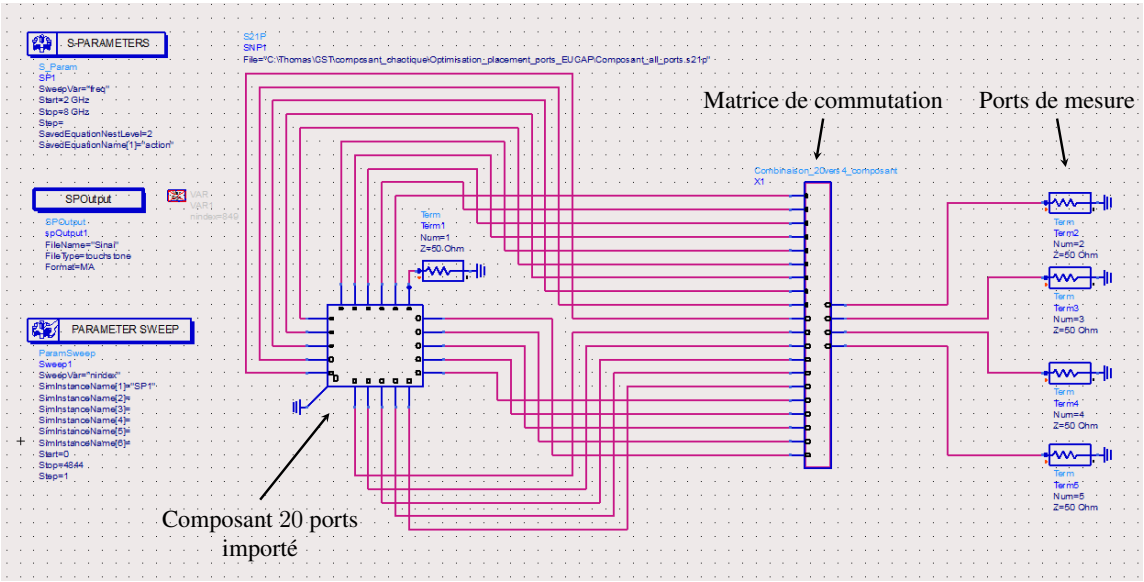


FIGURE 2.60 – Simulation réalisée avec *ADS* permettant d'extraire les paramètres S de chaque combinaison de 4 ports du composant.

À chaque simulation, un ensemble de 4 canaux est ainsi sauvegardé. Il est nécessaire de définir un critère de mérite afin de distinguer de tous les ensembles calculés celui qui correspond le mieux aux applications d'imagerie compressive visées. À partir de l'analyse des focalisations spatiales développées dans la partie précédente, le critère du rapport entre amplitudes des signaux reconstruits à chaque port par focalisation et interférences créées est retenu. Afin d'illustrer ce critère, l'expression d'un signal reconstruit après compression dans le composant de plusieurs formes d'ondes reçues est développée dans le

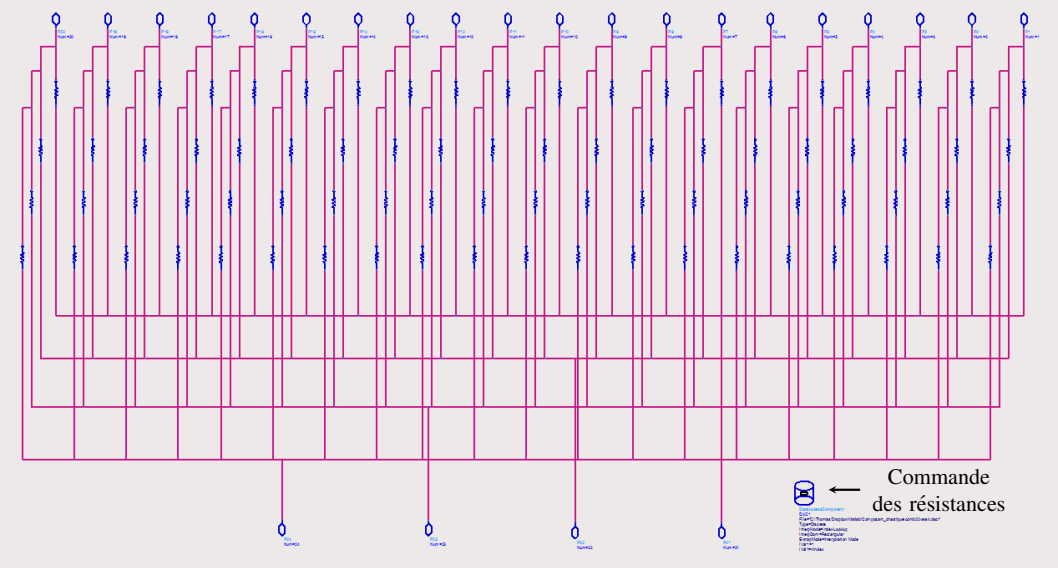


FIGURE 2.61 – Matrice de commutation reliant les 20 ports du composant compressif à 4 ports de mesure 50 Ω. Les valeurs des résistances sont commandées de façon à sélectionner un ensemble différent à chaque itération du programme.

domaine temporel à partir de l'équation (2.3) :

$$\Psi(n_k,t)\Big|_{rec} = \sum_{n_r=1}^{N_r} \Psi(n_r,t) \otimes r(n_r,n_k,t) \tag{2.62}$$

$$= \underbrace{\Psi(n_k,t) \otimes r(n_k,n_k,t)}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\sum_{\substack{n_r=1 \\ n_r \neq n_k}}^{N_r} \Psi(n_r,t) \otimes r(n_r,n_k,t)}_{\text{Interférences}} \tag{2.63}$$

avec Ψ les formes d'ondes reçues et r les corrélations entre chaque couple de canaux.

Ainsi, le signal à reconstruire est convolué par l'autocorrélation du canal qu'il a emprunté, correspondant physiquement à la focalisation réalisée sur le port k du composant en fonction du temps. Les termes d'interférences ajoutés sont alors liés aux reconstructions simultanées des signaux sur les autres ports, créant des perturbations spatiales mesurées sur le port k. Afin de déterminer le meilleur ensemble de 4 ports parmi les 20 positions choisies, l'étude est ainsi orientée vers l'analyse des niveaux de corrélation à l'instant de focalisation t_0. Une norme est ainsi définie de la façon suivante :

$$N = \sqrt{\sum_{i,j\in[1,4]} |r_{t_0}(i,j)^2 - I_4(i,j)|} \tag{2.64}$$

avec I_4 la matrice identité de dimensions 4×4 et $[r_{t_0}]$ la matrice normalisée de corrélation entre les réponses impulsionnelles du composant, calculée à partir de l'égalité

de Parseval :

$$[r_{t_0}] = \begin{bmatrix} \sum_f H_1(f)H_1(f)^\star & \cdots & \sum_f H_1(f)H_4(f)^\star \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_f H_4(f)H_1(f)^\star & \cdots & \sum_f H_4(f)H_4(f)^\star \end{bmatrix} \tag{2.65}$$

Cette norme permet ainsi de déterminer non seulement l'impact de niveau de corrélation trop important, mais aussi les différences énergétiques entre canaux qui peuvent être source de distorsion pour les prochaines étapes d'imagerie. L'utilité d'une telle étude est non seulement de sélectionner le meilleur ensemble de ports de sortie connectés au composant, mais aussi d'étudier le comportement global du circuit compressif. L'évaluation de cette norme pour chaque combinaison est présentée en figure (2.62).

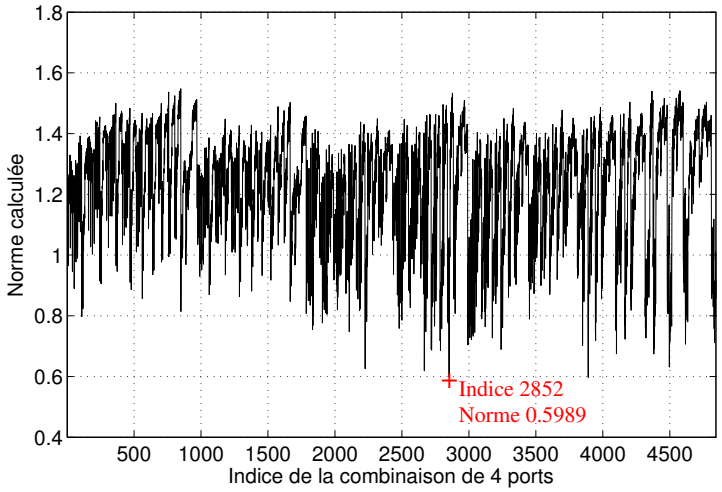
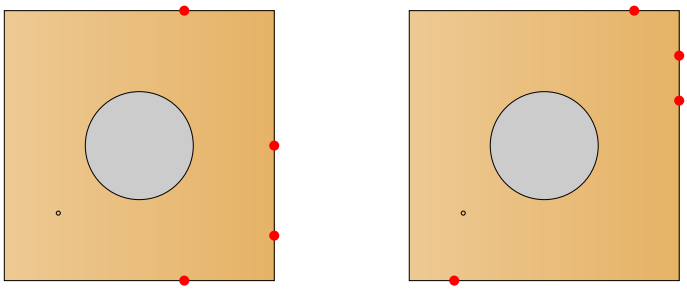


FIGURE 2.62 – Valeur de la norme calculée pour l'ensemble des combinaisons possibles de 4 ports connectés au composant.

Les positions des ports correspondant aux normes la plus basse et la plus haute, respectivement la meilleure et la plus mauvaise combinaison pour les applications visées, sont présentées en figure (2.63).

Dans chaque cas, les corrélations entre canaux sont calculées de façon à représenter les rapports entre signaux utiles et interférences inhérents à la reconstruction de formes d'ondes compressées par le composant. Les corrélations des canaux du meilleur ensemble sont ainsi présentées en figure (2.64). Les étoiles rouges correspondent aux valeurs extraites à l'instant de focalisation, utilisées pour le calcul de la norme introduite précédemment.



Meilleur ensemble Plus mauvais ensemble

FIGURE 2.63 – Position des ports dans le cas du meilleur et du plus mauvais ensemble calculés.

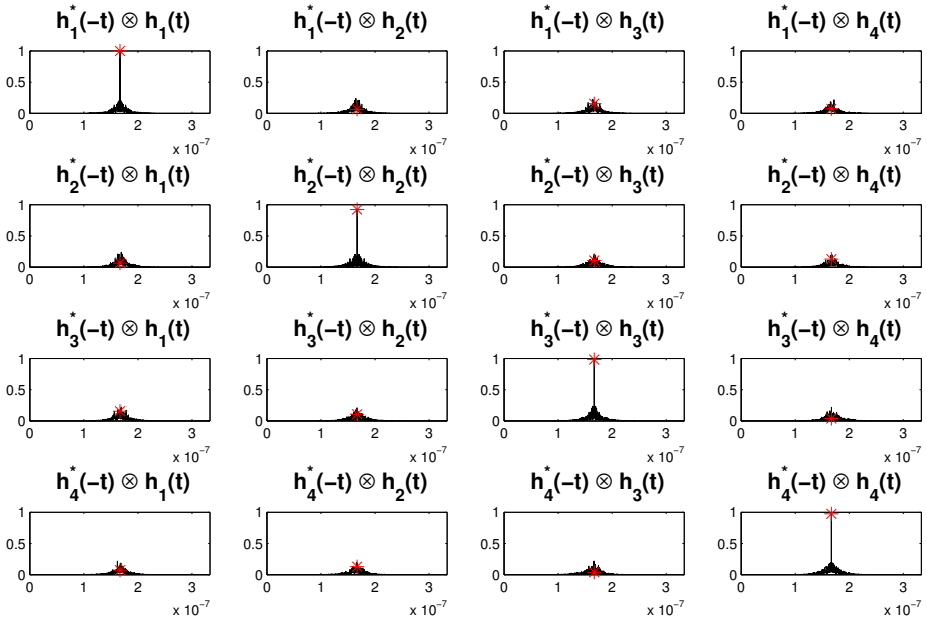


FIGURE 2.64 – Corrélations obtenues dans le cas du meilleur ensemble de ports.

Dans cette configuration, l'énergie des canaux représentée par amplitude des autocorrélations à l'instant de focalisation est quasiment la même. De plus, le faible niveau d'intercorrélations garantit une faible interaction entre les signaux reconstruits simultanément sur les ports. À titre de comparaison, les corrélations des réponses impulsionnelles du plus mauvais ensemble sont calculées (Fig. 2.65).

Pour cet ensemble de ports, de plus grandes différences énergétiques sont observées sur les valeurs des autocorrélations. En revanche, les intercorrélations entre les canaux à l'instant de focalisation sont du même ordre de grandeur que dans le cas précédent. Les différences énergétiques des signaux reconstruits ainsi que les interférences créées par les focalisations adjacentes réalisées sur les ports du composant représentent des distor-

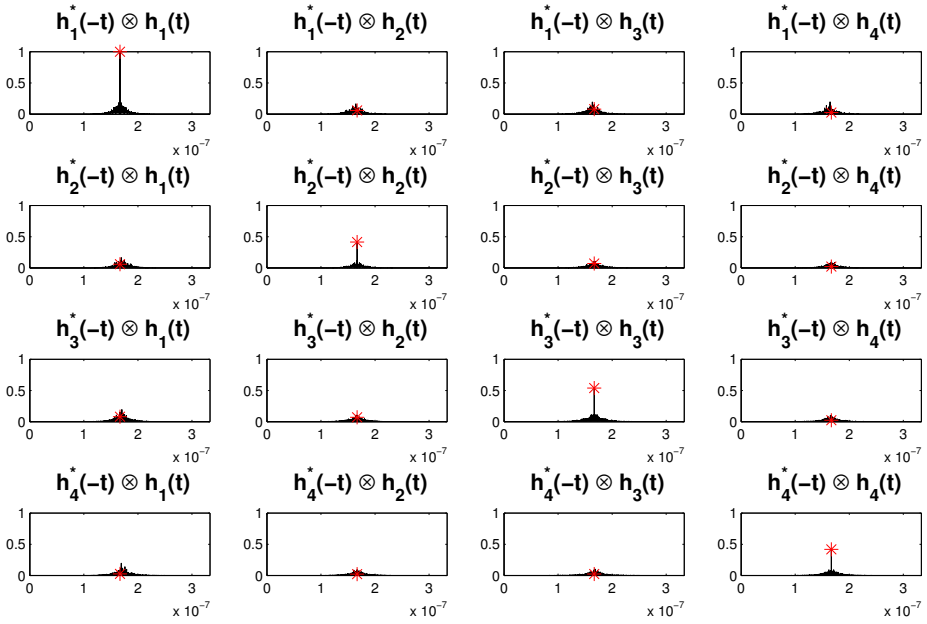


FIGURE 2.65 – Corrélations obtenues dans le cas du moins bon ensemble de ports.

sions qui peuvent être pénalisantes dans le cadre des algorithmes d'imagerie appliqués a posteriori. Dans la mesure où ces erreurs sont déterministes et dépendent uniquement des canaux du composant et de la méthode de reconstruction choisie, une technique de compensation a été développée afin de limiter l'impact de ces distorsions sur les faisceaux électromagnétiques rayonnés.

2.3.4 Méthode de correction matricielle

Afin d'illustrer l'utilité d'une telle méthode, le système d'imagerie présenté est utilisé en réception. Des signaux $[A(f)]$ sont reçus par les antennes connectées aux 4 ports du composant compressif. Après convolution par les canaux du composant et sommation au port de sortie commun, un unique signal $Y(f)$ est mesuré (Fig. 2.66).

L'expression du signal reçu est la suivante :

$$Y(f) = \sum_{n=1}^{4} H_n(f) A_n(f) \tag{2.66}$$

avec $H_n(f)$ les fonctions de transfert mesurées du composant compressif. Les précédentes études ont permis de démontrer la possible reconstruction des signaux reçus par les antennes en multipliant $Y(f)$ par les pseudo-inverses $[H(f)]^+$ des canaux du composant. Chaque signal $A_k(f)$ peut alors être reconstruit de la façon suivante :

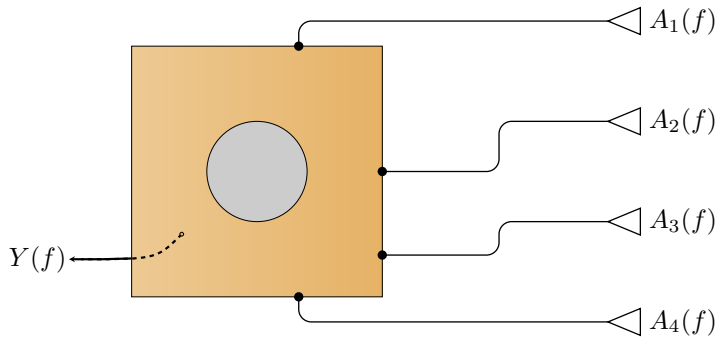


FIGURE 2.66 – Montage expérimental du système de compression.

$$A_k(f)|_{rec} = Y(f)\ H_k(f)^+ \tag{2.67}$$

$$= \left(\sum_{n=1}^{4} H_n(f) A_n(f) \right) H_k(f)^+ \tag{2.68}$$

$$= \sum_{n=1}^{4} R_{n,k}(f) A_n(f) \tag{2.69}$$

avec $R_{n,k}(f) = H_n(f) H_k(f)^+$. Dans les exemples présentés, les pseudo-inverses $[H(f)]^+$ sont calculés par régularisation de Tikhonov optimisée empiriquement en fonction du conditionnement de la matrice $[H(f)]$. Il est alors possible d'exprimer l'ensemble des signaux reconstruits en fonction de cette matrice $[R]$ et des signaux reçus en écrivant un produit matriciel à chaque fréquence :

$$[A(f)]|_{rec} = [R(f)][A(f)] \tag{2.70}$$

Cette formulation met en avant une fois de plus l'impact de la corrélation des canaux entre eux et de leur différence énergétique sur l'habilité à reconstruire une estimation fidèle des signaux reçus. Il est alors possible de compenser ces déformations déterministes par inversions matricielles calculées à chaque fréquence :

$$[A(f)]_{comp} = [R(f)]^{-1} [A(f)]|_{rec} \tag{2.71}$$

Ce calcul est une nouvelle fois réalisé à l'aide de pseudo-inversions, permettant de limiter l'impact de trop fortes dépendances entre les lignes de la matrice de corrélations. La reconstruction plus fidèle des signaux reçus par les antennes permet alors de réaliser des opérations de formation de faisceaux et d'imagerie optimisées. Une simulation est réalisée afin d'illustrer conjointement les performances des canaux du composant chaotique 2D obtenus précédemment et l'utilité de la méthode de compensation des signaux des antennes. Un front d'onde venant de la direction 30° est reçu par les antennes,

créant des signaux compressés par le composant 2D en un signal unique. Les antennes sont simulées isotropes et espacées de 6cm, correspondant à la moitié de la longueur d'onde centrale dans la bande $2 - 8$ GHz. Après reconstruction de ces formes d'ondes et application d'un algorithme de formation de faisceaux, une comparaison est réalisée entre les résultats obtenus avec et sans l'utilisation de l'algorithme de correction matriciel (Fig. 2.67).

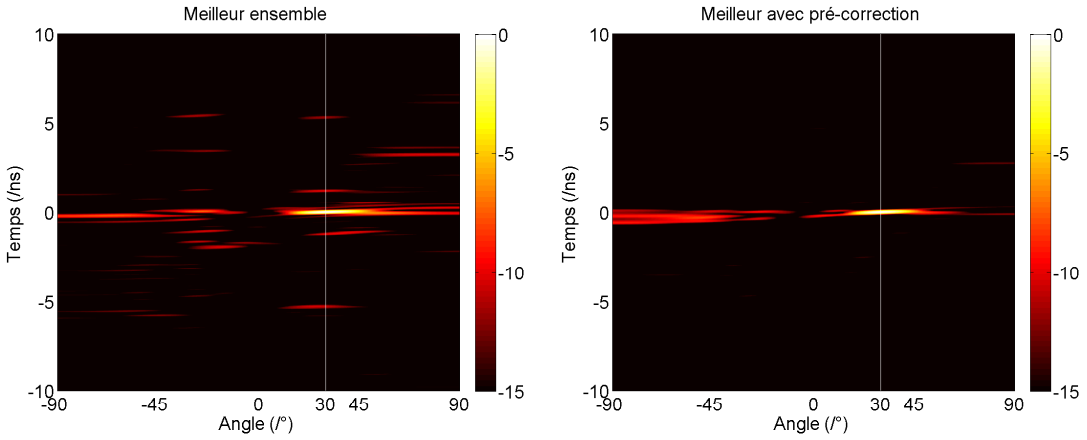


FIGURE 2.67 – Formations de faisceaux réalisées dans la direction 30° à partir de signaux compressés par le meilleur ensemble de canaux, sans et avec la méthode de correction de la matrice de corrélation.

Le faisceau formé après compression des signaux reçus dans le meilleur ensemble de canaux extraits précédemment est dépointé dans la direction 30° conformément au cas simulé. Le cas simulé permet de mettre en évidence les effets de l'application de la méthode de correction de la matrice de corrélation. En effet, cette nouvelle compensation a permis de diminuer le niveau des lobes secondaires temporels afin de bénéficier d'une meilleure dynamique sur les cartographies radar reconstruites. L'étude est étendue à l'analyse de la formation de faisceaux réalisée dans des conditions équivalentes, utilisant les canaux de la plus mauvaise combinaison présentée précédemment (Fig. 2.68).

Cette nouvelle analyse permet de mettre en avant plusieurs phénomènes. Malgré les différences énergétiques présentées par les corrélations de ces canaux, il est possible de réaliser une formation de faisceaux de qualité comparable au cas du meilleur ensemble. Ces résultats sont rendus possibles par la mise en phase et l'égalisation en amplitude des signaux reconstruits au temps de focalisation dans la direction de pointage. Pour tout autre point de la cartographie, ils sont sommés de façon globalement incohérente, limitant ainsi le niveau de lobes secondaires temporel et angulaire. Une fois de plus, l'application de la technique de correction matricielle permet de diminuer le niveau de ces lobes. Une comparaison entre les diagrammes de rayonnement de chaque cas est

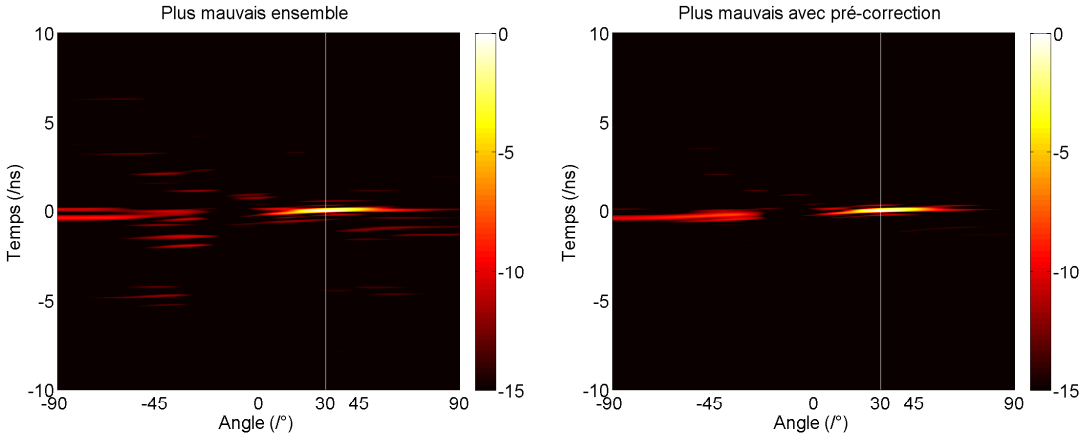


FIGURE 2.68 – Formation de faisceau réalisée dans la direction 30° à partir de signaux compressés par le moins bon ensemble de canaux, sans et avec la méthode de correction de la matrice de corrélation.

réalisée afin d'étudier les performances des composants compressifs et des techniques de correction matricielle associées (Fig. 2.69).

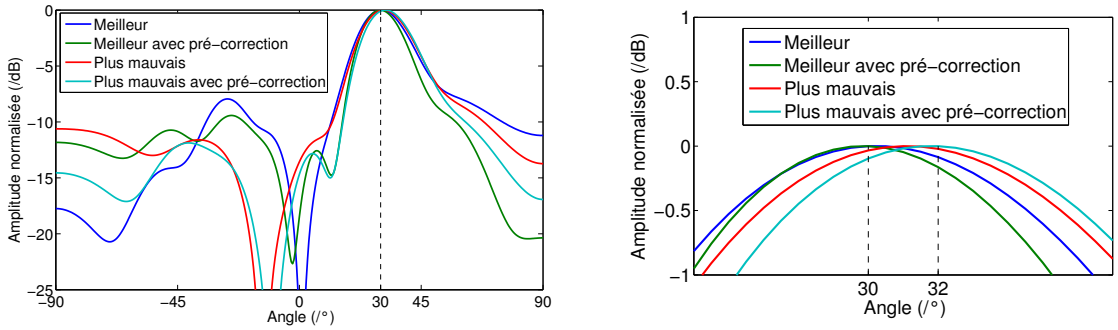


FIGURE 2.69 – Extraction des diagrammes de rayonnent aux instants de focalisation.

Cette méthode de correction permet ainsi de diminuer le niveau des lobes secondaires temporels en améliorant la mise en cohérence des différentes composantes à un seul instant. Une comparaison des deux approches est réalisée en extrayant l'ensemble des faisceaux formés au temps de focalisation, utilisant le meilleur ensemble de fonctions de transfert (Fig. 2.70).

Cette étude permet de mettre en évidence la correspondance entre angle de pointage et angle d'observation pour toutes les directions d'un demi-plan. Sous l'impact de la méthode de correction matricielle, le niveau de lobes secondaires des diagrammes extraits au temps de focalisation tend à augmenter. Cette méthode permet ainsi de diminuer le niveau des lobes secondaires temporels au prix d'une légère augmentation du niveau des lobes angulaires. À partir de ces deux figures, les erreurs de pointage pour chaque angle sont extraites et comparées, associées aux largeurs des faisceaux associés pour chaque direction (Fig. 2.71).

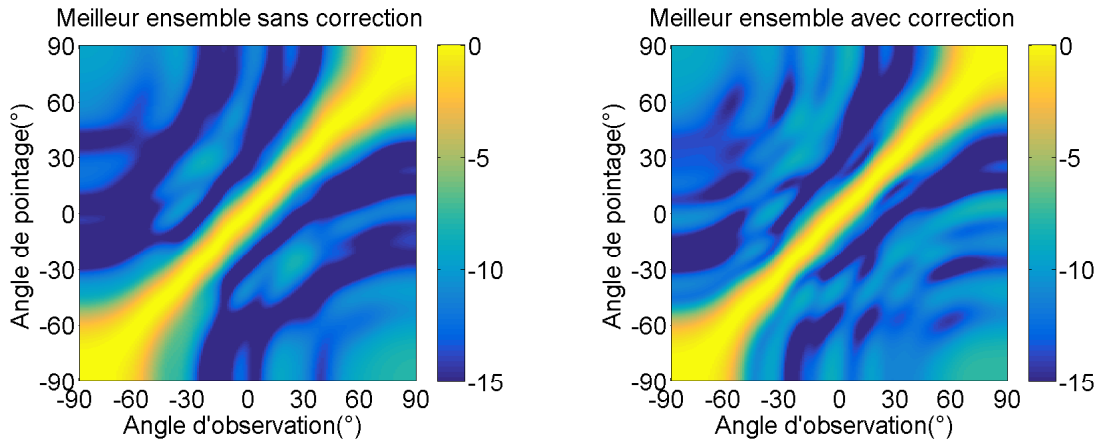


FIGURE 2.70 – Comparaison des diagrammes formés pour chaque angle de pointage sans et avec correction matricielle.

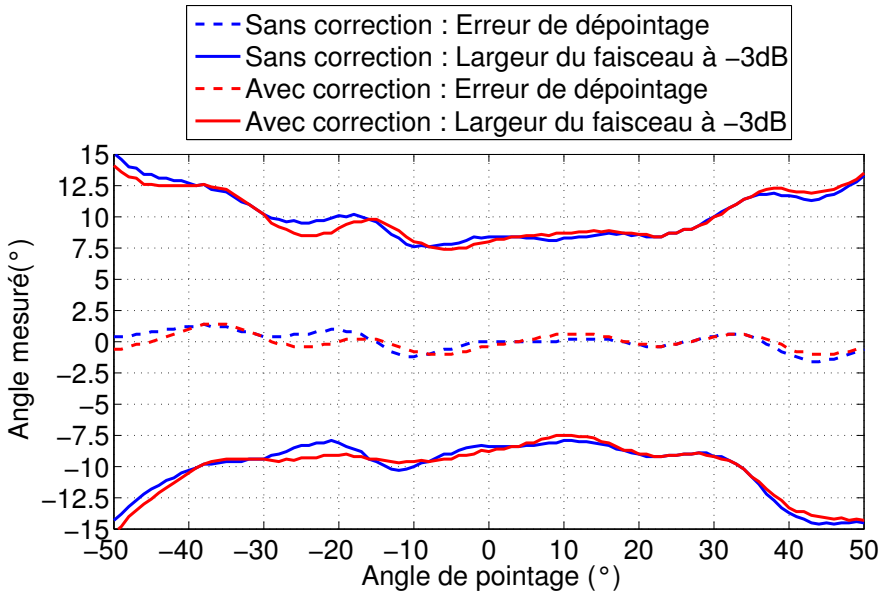


FIGURE 2.71 – Comparaison des erreurs de pointage et des largeurs de faisceaux sans et avec correction matricielle. Le meilleur ensemble de fonctions de transfert est utilisé pour cette étude.

La précision de pointage pour chaque angle et la largeur des faisceaux associés tendent à rester les mêmes avec et sans l'usage de la méthode de correction matricielle des fonctions de transfert du composant. Dans la plage de variation étudiée, l'erreur de dépointage sans correction est comprise entre $-1.6°$ et $1.2°$ tandis que celle-ci varie entre $-1°$ et $1.4°$ en employant la méthode de correction. Ces erreurs représentent des variations faibles comparées aux largeurs des faisceaux à mi-hauteur supérieures à $15°$ quel que soit l'angle de pointage.

Cette étude aura ainsi mis en évidence la possible utilisation d'une nouvelle technique de correction de la matrice des fonctions de transfert d'un composant. Elle a permis de diminuer le niveau de lobes secondaires temporels au prix d'une légère augmentation du niveau des lobes angulaires à l'instant de focalisation. Il sera ainsi possible en fonction des applications de contraindre une de ces caractéristiques. Ces performances sont ensuite comparées à des résultats expérimentaux afin de valider la possible application de ce composant à l'imagerie radar compressive.

2.3.5 Mise en œuvre expérimentale

La cavité chaotique 2D est réalisée et connectée à 4 ports SMA en bord de composant situés aux positions optimisées (Fig. 2.72).

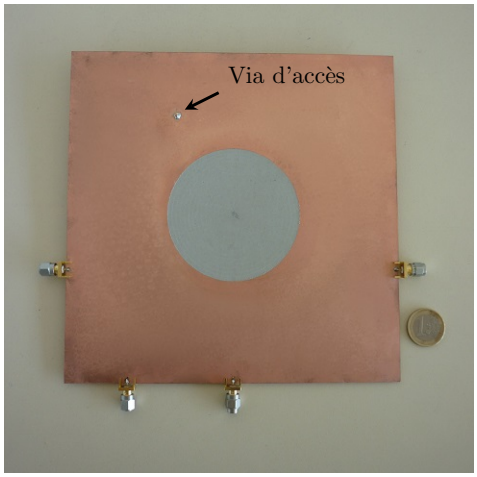


FIGURE 2.72 – Composant compressif 2D.

Les canaux du composant sont mesurés et utilisés pour une simulation de formation de faisceau compressive analogue aux expériences précédentes. La comparaison entre la technique initiale et l'apport de la méthode de correction matricielle est présentée (Fig. 2.73).

Les résultats obtenus sont comparables à ceux des simulations présentées précédemment et l'apport de la technique de correction matricielle est à nouveau visible, bien que le niveau moyen de lobes secondaires initial soit manifestement plus haut que dans le cas simulé. Cette différence s'explique notamment par un niveau de perte sous-évalué en simulation, impliquant des réponses impulsionnelles de canaux et des corrélations plus courtes temporellement. Les diagrammes de rayonnement sont extraits aux instants de focalisation et comparés aux précédents cas simulés (Fig. 2.74).

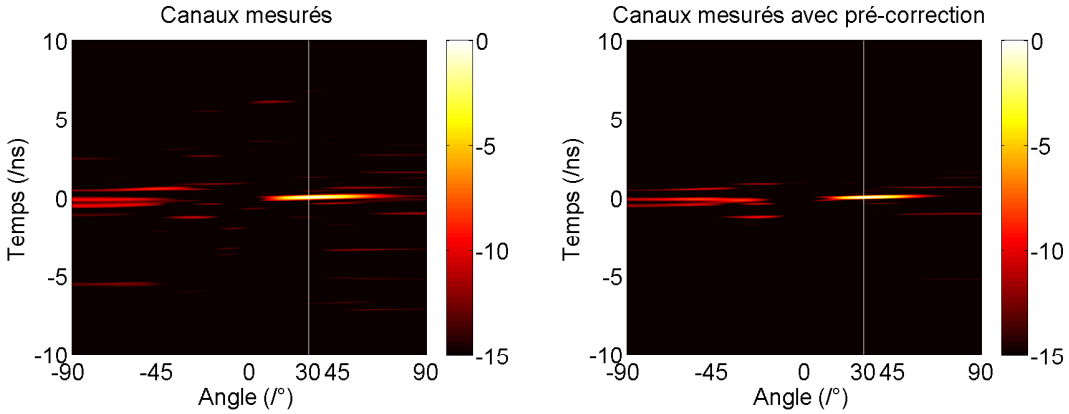


FIGURE 2.73 – Formations de faisceaux réalisées à l'aide des canaux mesurés du composant optimisé, réalisée dans la direction 30°.

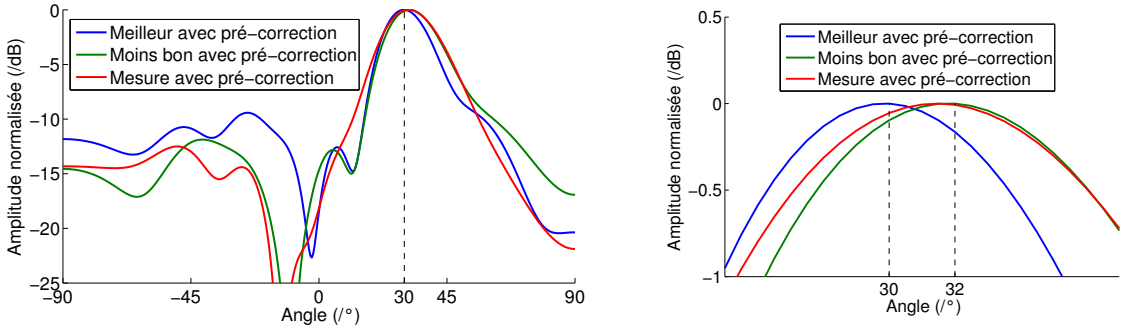


FIGURE 2.74 – Comparaison des diagrammes extraits aux instants de focalisation.

Le diagramme obtenu à l'aide des canaux mesurés tend à présenter des performances équivalentes au plus mauvais ensemble en terme de précision de pointage. Une erreur de 2° est ainsi mesurée, due à un trop haut niveau de corrélation entre canaux. Ces différences de comportement entre simulation et mesure peuvent notamment s'expliquer par l'imprécision du placement des ports en bord de carte et par des niveaux de pertes diélectriques, métalliques, et de rayonnement sous-évalués qui tendent à limiter le nombre de modes propres indépendants dans la cavité. Malgré ces imprécisions, le composant réalisé présente les performances nécessaires à la réalisation de formation de faisceaux par l'approche compressive développée. Une expérience de radar est ainsi réalisée (Fig. 2.75).

L'image radar reconstruite à partir de l'unique signal mesuré permet de déterminer la direction et la distance de deux cylindres métalliques. Le bilan de puissance de ce composant est dressé en calculant une nouvelle fois le rapport entre l'intégrale de l'énergie reçue par le composant à celle mesurée à sa sortie (Fig. 2.76). Une comparaison est réalisée avec le bilan énergétique du composant équivalent simulé.

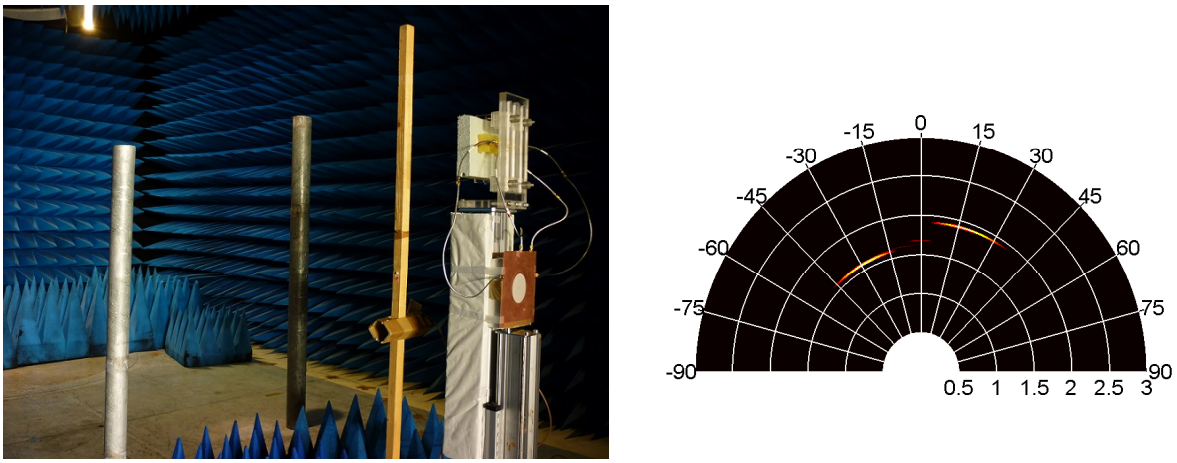


FIGURE 2.75 – Montage radar basé sur l'utilisation du composant compressif 2D. Une antenne d'émission est placée sur le poteau en bois, les ondes réfléchies sur les cylindres métalliques sont captées par un réseau d'antennes et compressées par le composant chaotique. La cartographie radar reconstruite est présentée à droite, utilisant un seuillage supprimant les contributions inférieures à −10 dB.

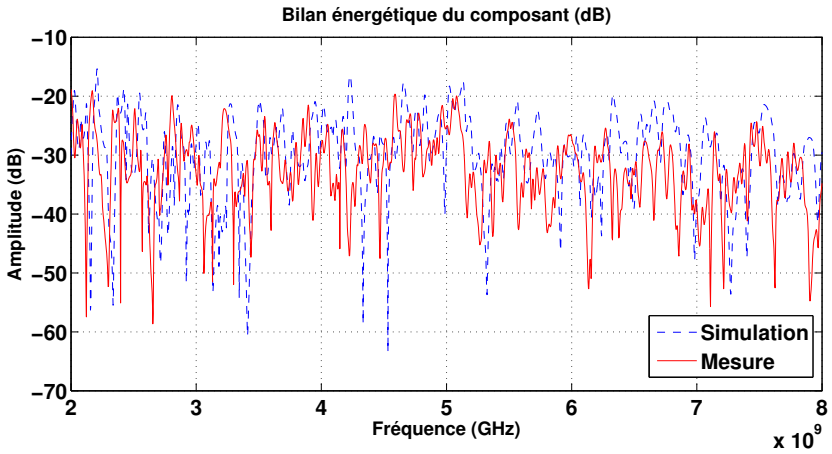


FIGURE 2.76 – Bilan énergétique du composant chaotique réalisé.

Cette comparaison permet de mettre en évidence le niveau de pertes sous-évalué dans le cas simulé. Le niveau moyen d'énergie transmise est ainsi de −27.7 dB dans le cas théorique, et de −30.7 dB dans le cas mesuré. Ces bilans sont à nouveau relativement faibles, mais sont une fois de plus compensé par la mise en cohérence de toutes les composantes fréquentielles dans le domaine temporel, permettant d'obtenir les dynamiques suffisantes à la détection des signatures radar.

Cette étude a ainsi permis la conception d'un composant compressif 2D qui, contrairement au précédent cas du cristal photonique ne présente pas de limite intrinsèque de bande passante. L'effet d'une rupture de propagation convexe introduite dans une cavité régulière a pu être étudié de façon à optimiser les performances du composant limitées par le faible volume de propagation. La limite de diversité modale imposée par le faible

volume de ce composant tend à limiter le nombre d'antennes connectées à celui-ci. Une étude est néanmoins développée en annexe B, permettant de mettre en évidence la possible exploitation des propriétés des signaux ultra large bande utilisés afin de former de grands réseaux d'antennes. Cette limite en diversité modale peut aussi être repoussée en augmentant la quantité d'informations mesurées par l'utilisation de plusieurs récepteurs indépendants.

2.3.6 Excitation de plusieurs ports et gain en diversité

Le niveau des lobes secondaires obtenus pour chaque formation de faisceaux est lié à la diversité modale du composant compressif. Une contrainte de volume a été imposée limitant par la même occasion la quantité de modes décorrélés présents qui servent de support à la compression des informations reçues. Dans cette section, une augmentation de la diversité modale mesurée est étudiée en connectant plusieurs ports de réception au composant compressif. Cette nouvelle approche permet alors d'améliorer les performances de reconstruction, tout en garantissant une simplification des architectures actives mises en jeux par rapport aux systèmes conventionnels. Un schéma équivalent du composant compressif est présenté en figure (2.77).

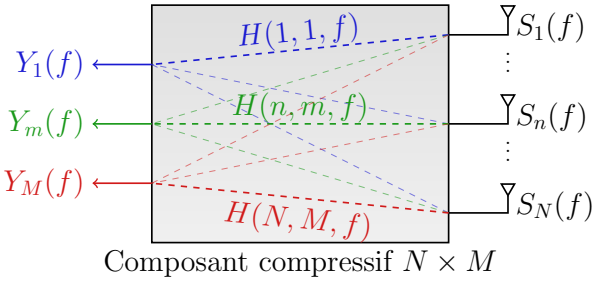


FIGURE 2.77 – Schéma équivalent du composant connecté à N antennes et M ports de mesure.

De nouveaux canaux sont définis entre chaque antenne d'indice n et chaque port de réception d'indice m, représentés par les fonctions de transfert $H(m, n, f)$ mesurées à chaque fréquence. Le montage étudié est représenté en figure (2.78).

Les signaux mesurés sur 16 antennes connectées au composant sont compressés en 4 formes d'ondes mesurées à des points différents, permettant de diversifier les modes sur lesquels sont projetées les informations. Le gain en diversité est mesuré à l'aide de décomposition en valeurs singulières, en fonction du nombre de ports de sortie connectés au composant.

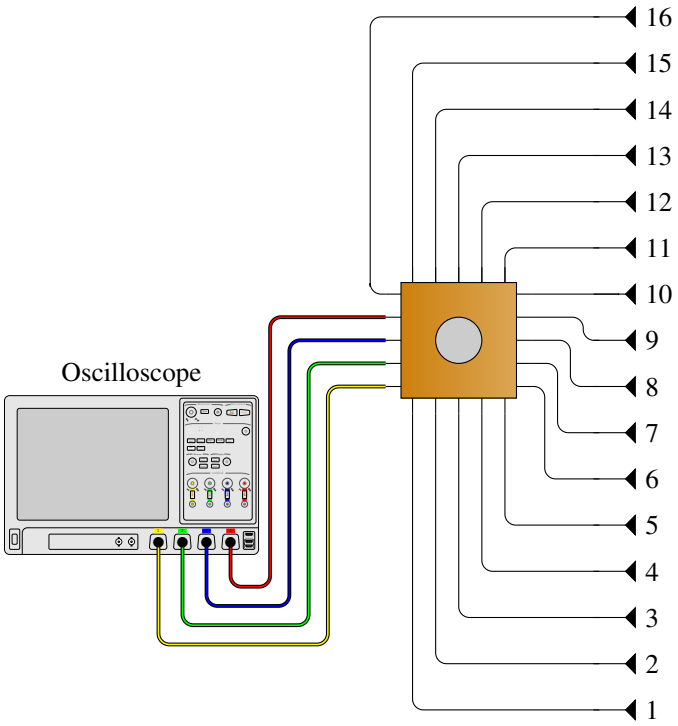


FIGURE 2.78 – Montage simulé pour l'étude du gain en diversité.

Dans ces conditions, l'expression du signal reçu au port de sortie k du composant compressif $Y_k(f)$ est définie de la façon suivante :

$$Y_k(f) = \sum_{n=1}^{N} H(n,k,f)\ S(n,f) \tag{2.72}$$

avec $S(n,f)$ le signal reçu par l'antenne m. Une estimation des formes d'ondes reçues par les antennes est alors réalisable en appliquant le pseudo-inverse des canaux du composant aux signaux mesurés mis sous forme de matrice $[Y(f)]$. Il vient alors la formulation suivante :

$$[S(f)]_{rec} = [H(f)]^{+}\ [Y(f)] \tag{2.73}$$

où $[H(f)]^{+}$ est calculé par régularisation de Tikhonov.

Les diagrammes de rayonnement du système $C(\theta,f)$ sont alors calculés à partir des signaux reconstruits $[S(f)]_{rec}$ dans le cas d'une approximation en champ lointain :

$$C(\theta,f) = \sum_{n}^{N} S_{rec,n}(f)\ exp\left(j\frac{2\pi f}{c}d(n-1)\sin(\theta)\right) \tag{2.74}$$

avec d l'espace entre antennes et θ la direction de pointage.

Afin d'illustrer l'apport du composant compressif, une comparaison de diagrammes formés est réalisée entre un système conventionnel connecté à 4 antennes et le système compressif étudié relié à 16 antennes, impliquant les mêmes 4 ports de réception indépendants connectés au composant (Fig.2.79). Dans chaque cas, l'espace entre éléments rayonnants est fixé à $d = 0.7\lambda_{moyen} = 7cm$ pour une bande de fréquence de travail comprise entre 2 et 4 GHz.

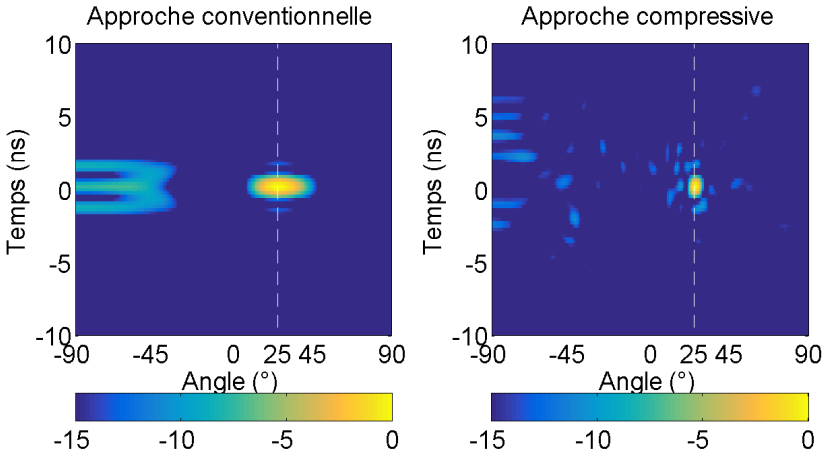


FIGURE 2.79 – Comparaison des formations de faisceaux réalisées de façon conventionnelle avec 4 voies de réception indépendantes connectées à des antennes et de façon compressive en connectant ces 4 mêmes voies de mesure au composant compressif relié à 16 antennes.

Conformément à l'intuition, le faisceau formé dans le cas conventionnel du réseau de $21cm$ formé par trois antennes est plus large que celui formé par le réseau compressif de 16 éléments s'étendant sur $105cm$. De plus, le niveau de lobes secondaires maximum dans le cas présenté tend à être plus bas dans le cas compressif que dans le cas conventionnel grâce à l'apport en diversité des 4 ports de mesure. Une comparaison des diagrammes de rayonnement extraits au temps de focalisation est ainsi présentée (Fig. 2.80).

Une étude de diversité est réalisée en fonction du nombre de ports connectés au composant. La matrice des canaux est réagencée de façon à présenter les dimensions $(N \times M, N_f)$, avec $N = 16$ antennes, $M = 1, 2, 3, 4$ en fonction du nombre de sorties connectées et N_f le nombre de points de fréquences. À partir de ces matrices redimensionnées, des spectres de valeurs singulières sont calculés de façon à mettre en évidence le gain en diversité modale obtenu en fonction du nombre de ports connectés (Fig. 2.81).

Ces décompositions mettent en évidence l'augmentation de la diversité modale en fonction du nombre de ports de mesure connectés, support de la compression des formes

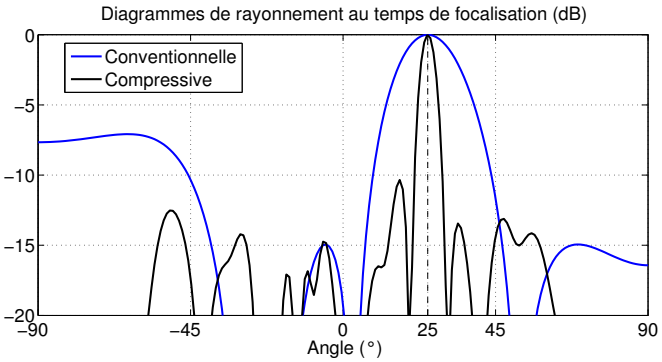


FIGURE 2.80 – Comparaison des diagrammes de rayonnement extraits au temps de focalisation pour l'approche conventionnelle et l'approche compressive équivalente.

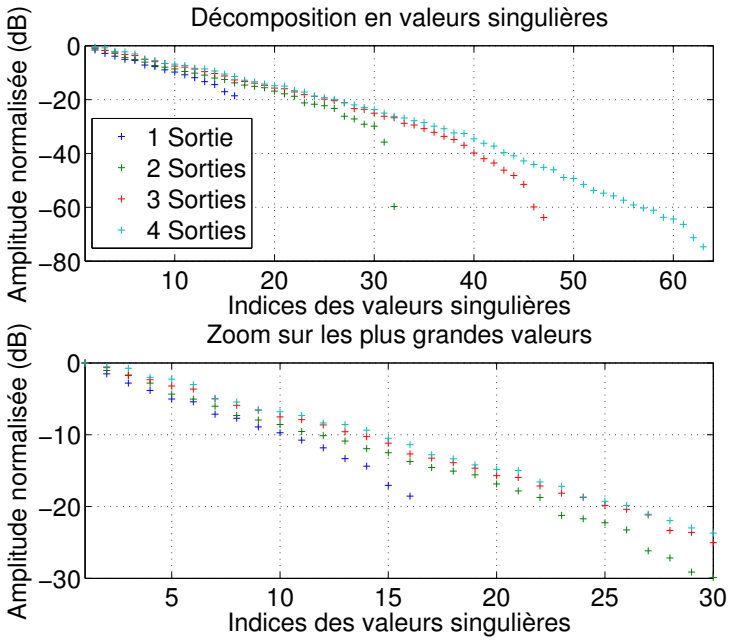


FIGURE 2.81 – Décomposition en valeurs singulières calculées avec les canaux du composant compressif connecté successivement à 1,2,3 et 4 ports de sorties.

d'ondes reçues par les antennes.

Le gain en information présenté par les spectres de valeurs singulières permet une reconstruction plus fidèle des signaux reçus par les antennes, impliquant des niveaux plus bas de lobes secondaires. Le cas idéal correspondrait ainsi à une formation de faisceau conventionnelle calculée avec 16 antennes indépendantes.

L'impact du rapport entre faisceau principal et lobes secondaires dépend ainsi de la diversité modale du composant permettant de compresser les signaux avec un niveau de perte d'information limitée. Le calcul de diagrammes de rayonnement est réalisé en faisant varier le nombre de ports connectés au composant afin d'analyser le gain apporté

sur la dynamique entre lobe principal et lobe secondaire (Fig. 2.82).

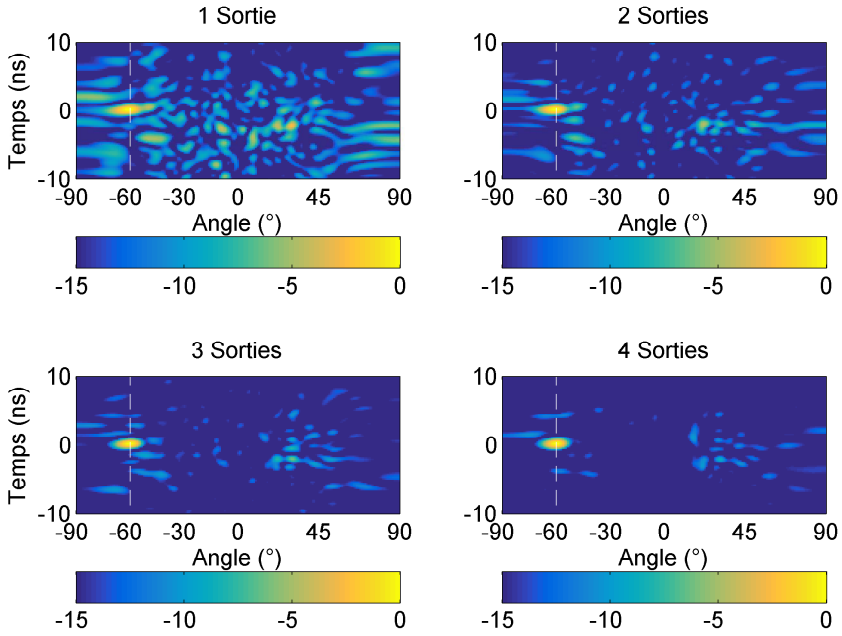


FIGURE 2.82 – Formation de faisceaux réalisée par approche compressive à partir de 1,2,3 et 4 signaux mesurés sur les ports du composant.

Afin de déterminer le gain en performance du composant en fonction du nombre de ports connectés, l'erreur quadratique moyenne est calculée la façon suivante :

$$\mathrm{M}(\Phi) = -10\log_{10}\left(\frac{\sum_{\theta}\sum_{t}\left[|C_{\Phi}(\theta,t)|-|C_{\Phi,ideal}(\theta,t)|\right]}{n_{\theta}n_{t}}\right) \tag{2.75}$$

avec $C_{\Phi}(\theta,t)$ le diagramme de rayonnement temporel calculé par approche compressive et $C_{\Phi,ideal}(\theta,t)$ le diagramme calculé en ayant une connaissance parfaite des signaux reçus par les 16 antennes. Φ correspond dans cette expression à l'angle de pointage des faisceaux. Cette métrique est calculée pour des faisceaux formés par approche compressive avec 1,2,3 et 4 signaux différents mesurés sur les sorties du composant (Fig. 2.83).

Ces résultats permettent de démontrer pour l'ensemble des angles de pointage allant de $-90°$ à $90°$ que les faisceaux formés sont d'autant plus proches du cas idéal que le nombre de signaux mesurés augmente, limitant le niveau des lobes secondaires en tirant profit du gain en diversité modale.

Il a ainsi été présenté dans ces deux dernières sections que le composant chaotique étudié peut être adapté dans de nombreux cas de figure et améliorer les performances des

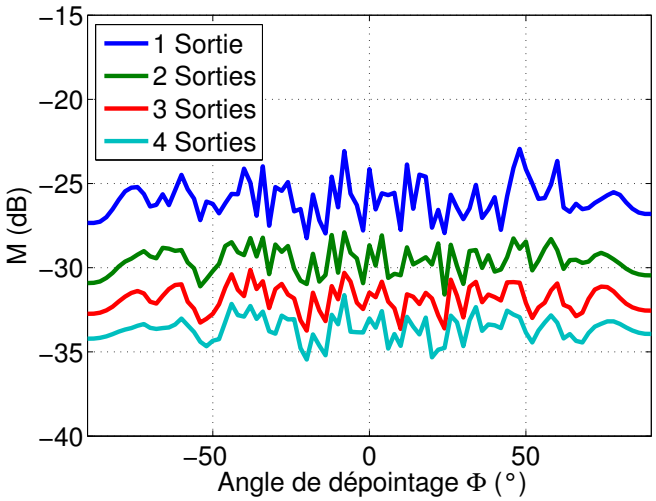


FIGURE 2.83 – Erreur quadratique moyenne évaluée en fonction de l'angle de pointage et du nombre de récepteurs utilisés.

systèmes existants.

2.4 Conclusion du chapitre

Des solutions de composants planaires ont été étudiées dans ce chapitre afin de réaliser des systèmes compressifs d'imagerie microonde.

Une première solution développée dans la bande de fréquence $2-4$ GHz a été introduite, développant un composant présentant une rupture de propagation périodique. Cette approche a ainsi permis d'optimiser la quantité de modes présents dans la bande utile, nécessaire à l'obtention de fonctions de transfert décorrélées pour les applications de compression visées. Le développement de ce composant s'est accompagné de l'introduction d'une méthode de reconstruction directe permettant de compenser conjointement amplitudes et phases de ces fonctions de transfert tout en limitant l'impact d'une dépendance entre ces réponses. Une technique de reconstruction itérative a ensuite été présentée, basée sur la compensation des déformations déterministes associées à l'utilisation des approches de reconstruction directes. Cette approche a ainsi permis d'optimiser la déconvolution des signaux compressés et d'obtenir des images plus proches de celles issues d'approches sans compression.

Un deuxième type de composant planaire a ensuite été présenté, basé sur l'utilisation d'une rupture de propagation convexe unique. Ces conditions aux limites particulières imposant une répartition ergodique du champ dans cette nouvelle cavité, une étude spectrale a permis de démontrer une meilleure répartition des modes établis spatiale-

ment, permettant de disposer d'un plus grand nombre d'états indépendants pour la compression. Ce composant a ensuite pu être appliqué à différents montages compressifs. Un montage similaire à celui développé avec le premier composant a été mis en place afin d'imager une scène composée de deux cibles. Une nouvelle technique de correction a ainsi été développée de façon à compenser partiellement l'impact des fonctions de transfert du composant, optimisant les focalisations temporelles obtenues au prix d'une légère dégradation des diagrammes formés aux instants de focalisation. Une étude de l'optimisation de la diversité modale dans ce composant a enfin été développée par l'utilisation de plusieurs récepteurs. Il a ainsi été mis en évidence la possibilité d'utiliser jusqu'à 16 antennes, tirant profit des nouvelles informations mesurées au sein de ce composant.

Le prochain chapitre présente une nouvelle solution de composant compressif miniature, basée sur le développement de circuits permettant d'obtenir les réponses orthogonales souhaitées. Ces circuits sont réalisés en exploitant le fort potentiel de réduction des dimensions qu'offre une conversion des ondes du domaine électromagnétique au domaine acoustique, permettant ainsi de développer des filtres à ondes de surface adaptés aux applications visées.

Chapitre 3

Filtres à ondes de surface et composants compressifs miniatures

Sommaire

3.1 Introduction 122
3.2 Principe théorique 122
3.3 Simulation des filtres SAW compressifs 128
3.4 Réalisation des filtres SAW OFC et validation du principe de formation de faisceaux compressive. 134
3.5 Montage du composant et futures études 141
3.6 Conclusion du chapitre 141

3.1 Introduction

Une nouvelle approche est développée dans ce chapitre, basée sur l'utilisation d'ondes acoustiques de surface . En effet, parmi les nombreuses architectures étudiées pour la réalisation de composant compressif, la vitesse des ondes électromagnétique s'est invariablement présentée comme le principal frein à l'obtention de canaux décorrélés dans un volume restreint. En effet, les longueurs d'onde guidées dans une bande de fréquence donnée sont dictées par l'indice électromagnétique du matériau étudié, choisi suffisamment haut dans les précédents exemples pour réaliser une contraction des dimensions des composants étudiés. Cette approche est néanmoins limitée par la difficulté de concevoir des matériaux présentant de très hauts indices de propagation tout en garantissant de faibles niveaux de perte et des coûts acceptables.

Un autre type de solution est proposé dans ce chapitre, basé sur la conversion des ondes électromagnétiques à compresser en ondes acoustiques. En effet, la vitesse de propagation des ondes acoustiques est en moyenne 5 ordres de grandeur plus faible que celle des ondes électromagnétiques, impliquant une compression des longueurs d'onde guidées du même ordre grâce à la conversion entre ces deux domaines. Cette approche permettra ainsi le développement de nouveaux composants miniatures compatibles avec les applications visées et nécessitant une bande passante beaucoup plus faible que dans le cas des précédentes cavités électromagnétiques.

3.2 Principe théorique

Le principe de la technique présentée dans ce chapitre repose sur les mêmes bases que les composants présentés précédemment. Le but est ainsi de développer un multiplexeur fonctionnant sur une approche compressive, développant un circuit à port de mesure unique (Fig. 3.1).

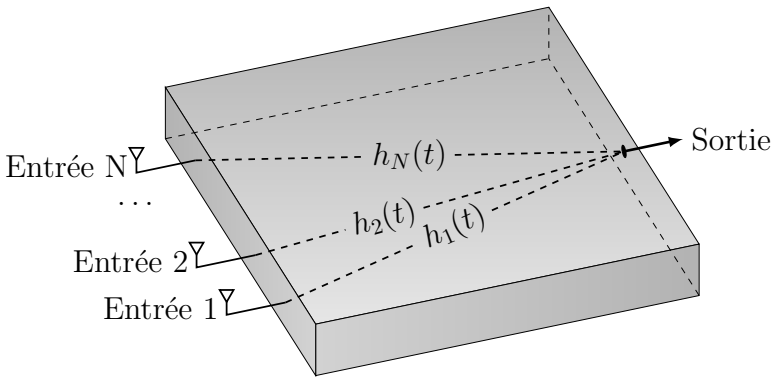


FIGURE 3.1 – Schéma équivalent du composant compressif étudié

La difficulté associée à cette technique repose dans l'obtention de fonctions de transfert entre elles, qui est réalisée dans cette section par le développement de filtres dont la dispersion est contrôlée. Cette approche s'inspire des techniques d'étalement de spectre par saut de fréquence, permettant dans le domaine des télécommunications d'augmenter la capacité des canaux de propagation par émission de signaux orthogonaux. L'étude développée dans ce chapitre s'applique donc à proposer une reproduction de ce principe numérique, réalisée de façon analogique par le développement de filtres appropriés (Fig. 3.2).

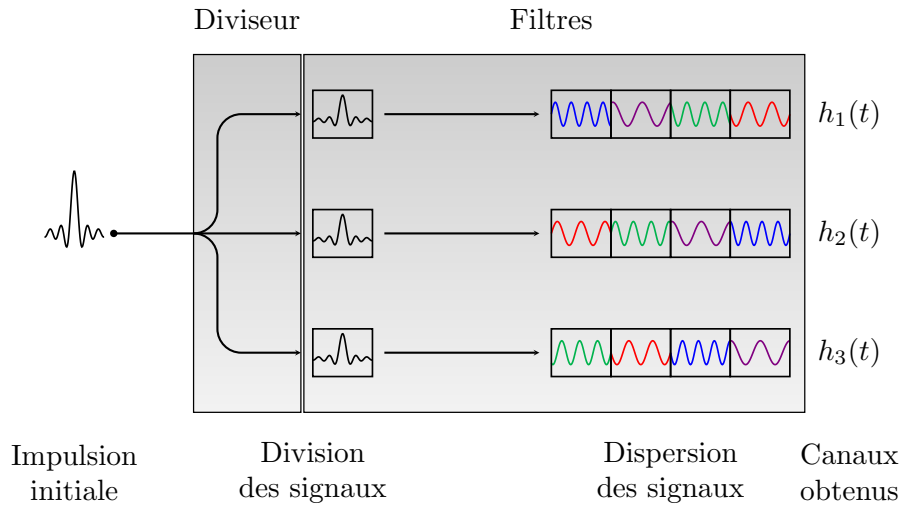


FIGURE 3.2 – Composant compressif basé sur l'utilisation de filtres dispersifs orthogonaux.

Le principe de ces techniques d'étalement de spectre repose sur un codage de la dispersion des signaux reçus, réalisé par agencement aléatoire de sous-bandes de fréquence des signaux. Un tel filtre est théoriquement réalisable en associant un port d'entrée adapté à toutes les fréquences, à un port de sortie connecté à un ensemble de résonateurs permettant de choisir le temps de propagation de groupe de chaque sous-bande (Fig. 3.3).

En considérant un cas idéal basé sur l'utilisation de résonateurs à très fort facteur de qualité, la réponse impulsionnelle d'un tel filtre peut être décomposée comme une somme de paquets d'ondes retardés, chacun présentant une fréquence porteuse différente, décrit par l'équation :

$$h(t) = \sum_{n}^{N} g_T(t - \tau_n)\ cos(2\pi f_n(t - \tau_n)) \tag{3.1}$$

avec N le nombre de sous-bandes considérées et $g_T(t)$ un paquet d'onde de durée T. La durée de ces paquets d'onde est définie en fonction de l'occupation spectrale

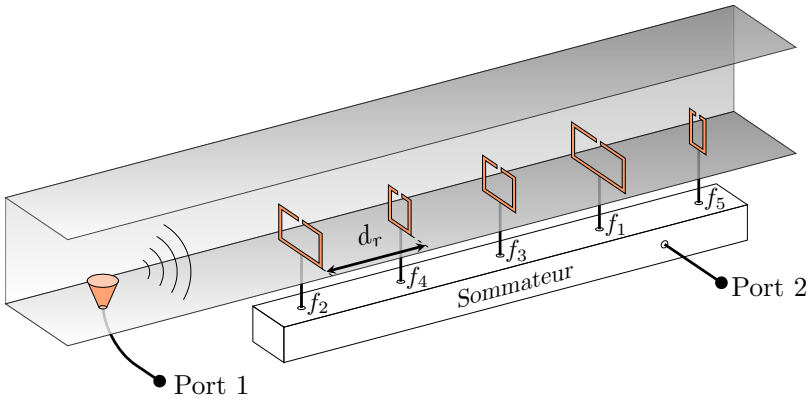


FIGURE 3.3 – Guide d'onde dans lequel sont disposés un port d'accès adapté à toutes les fréquences et un ensemble de résonateurs permettant de régler le temps de propagation de groupe de chaque sous-bande sommée au second port.

de chaque sous-bande. Afin de présenter les grandeurs associées à cette technique, un exemple théorique est étudié. La bande fréquentielle d'étude est fixée entre 2 et 3 GHz, arbitrairement divisée en 8 sous-bandes de $\Delta f = 125$ MHz (Fig. 3.4).

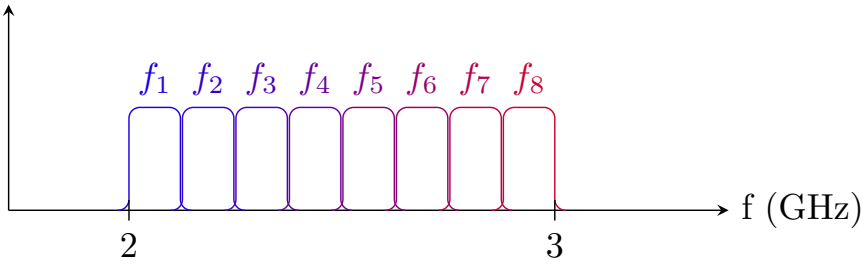


FIGURE 3.4 – Division en 8 sous-bandes de fréquence de 125 Mhz de la bande étudiée comprise entre 2 et 3 GHz. Une pente de phase différente est appliquée à chaque sous-bande.

Chaque paquet d'onde présente ainsi une durée minimale de $T = \frac{1}{\Delta f} = 8$ ns. Pour éviter leur recouvrement temporel, il est donc nécessaire d'éloigner les résonateurs d'une distance d'au moins $d_r = Tv$, avec v la propagation des ondes électromagnétiques dans le guide. Pour une vitesse de propagation $v = 3.10^8 \text{m.s}^{-1}$, la distance minimale entre deux résonateurs vaut $d_r = 30$ cm. Ainsi, lorsque 8 paquets d'ondes sont pris en compte, la seule partie du composant contenant les résonateurs présente une longueur supérieure à 2 m. Cette approche est d'autant moins réaliste qu'elle nécessite l'association de plusieurs de ces filtres pour être mise en place. De plus, la création d'un paquet d'onde correspondant dans le domaine spectral à une porte fréquentielle bien définie ne peut être réalisée par l'utilisation d'un unique résonateur comme présenté en figure (3.3), mais nécessiterait l'association de plusieurs résonateurs couplés présentant des forts facteurs de qualité

intrinsèques, impliquant une nouvelle contrainte sur les dimensions et la complexité du composant complet. Face à ces limitations, une conversion des ondes électromagnétique en ondes acoustiques semble être une solution idéale pour la miniaturisation d'un tel principe. En effet, la vitesse des ondes acoustiques étant en moyenne 10^5 fois plus lentes que celle des ondes électromagnétiques, ce même ordre de grandeur peut être appliqué pour les dimensions associées du composant. Une telle conversion est réalisable par effet piézoélectrique, au moyen de transducteurs capables de créer des ondes acoustiques de surface. L'association de deux transducteurs permet ainsi de réaliser un filtre à ondes de surface réalisant une conversion électromagnétique-acoustique-électromagnétique (Fig. 3.5).

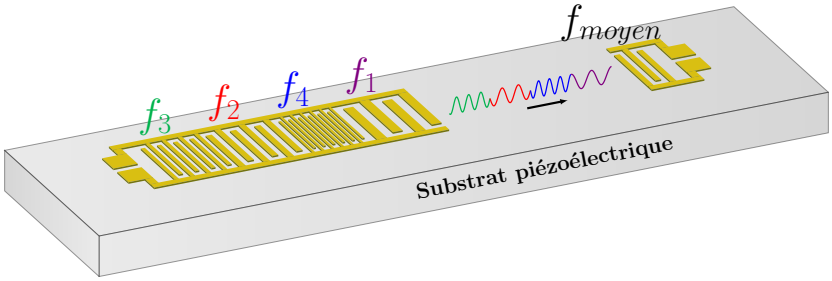


FIGURE 3.5 – Représentation schématique d'un filtre à onde de surface présentant les propriétés dispersives souhaitées.

Dans cette application, un transducteur se présente sous la forme d'une structure inter-digitée dont les doigts sont successivement reliés à des polarités opposées. Ainsi, en connectant l'âme centrale et la masse d'un câble coaxial aux pads d'accès du transducteur, la résonance créée par effet piézoélectrique permet de donner naissance à une onde acoustique dont la fréquence est la même que celle de l'onde électromagnétique incidente, et dont la période dépend de la vitesse de propagation de l'onde acoustique dans le substrat piézoélectrique (Fig. 3.6).

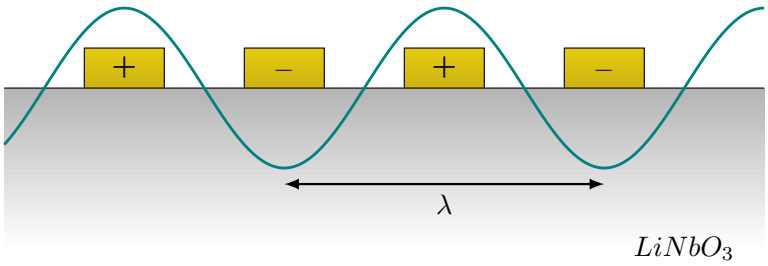


FIGURE 3.6 – Coupe d'un transducteur à structure inter-digitée et représentation d'une onde acoustique de surface dont la période dépend de la distance entre doigts.

La période de l'onde acoustique est déterminée par la distance entre les doigts du transducteur, permettant de déterminer la fréquence de résonance d'un IDT (*Inter-Digital*

Transducer) à condition de connaitre la vitesse de propagation des ondes acoustiques dans le substrat. L'exemple présenté est basé sur l'utilisation d'un substrat piézoélectrique en Niobate de Lithium ($NiLbO_3$), présentant le meilleur compromis entre couplage électromagnétique-acoustique et niveau de pertes [66]. La coupe cristallographique $128° - YX$ est choisie afin de maximiser le niveau de couplage, déterminant ainsi la vitesse de propagation des ondes acoustiques à $v = 3970$ m.s^{-1}. Le design des transducteurs est réalisé à partir d'un modèle de circuit équivalent, permettant une simulation rapide de ces structures complexes. Le modèle retenu est celui de Mason, représentant le couplage par effet piézoélectrique se produisant entre deux doigts successifs de polarité opposée (Fig. 3.7).

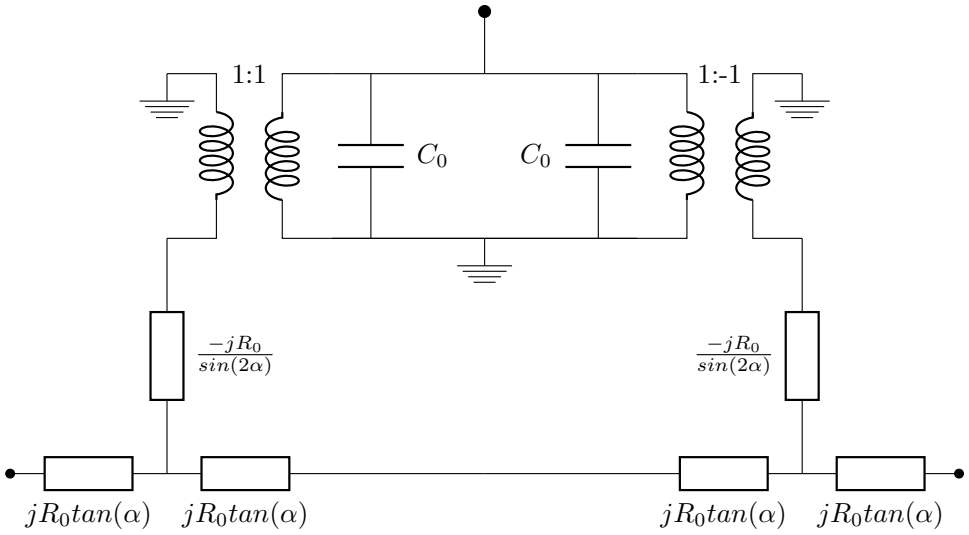


FIGURE 3.7 – Coupe d'un transducteur à structure inter-digitée.

Ce circuit comprend deux modèles de lignes en "T" reproduisant l'impact de la propagation acoustique entre les doigts d'un IDT, deux transformateurs mis en parallèle de capacités simulant la conversion acoustique-électromagnétique. Les valeurs suivantes données par le modèle de Mason dépendent des propriétés du substrat piézoélectrique utilisé et des dimensions des structures inter-digitées :

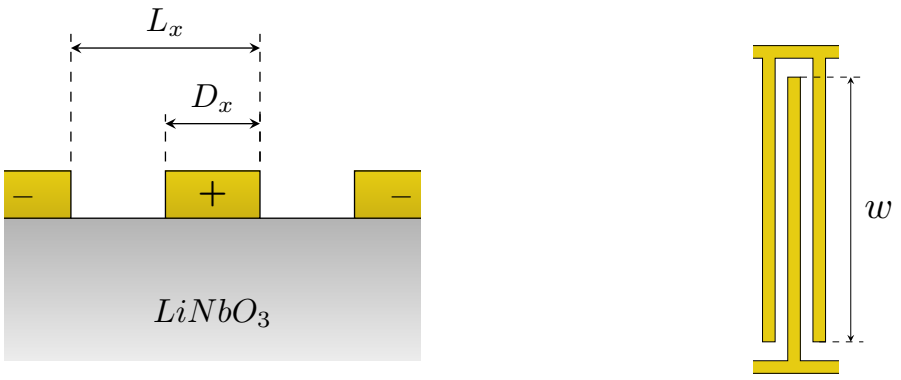
$$C_s = \epsilon_0 \left(\sqrt{\epsilon_{xx}\epsilon_{yy}} + 1\right)/2 \ \left[6.5(D_x/L_x)^2 + 1.08(D_x/L_x) + 2.37\right] \tag{3.2}$$

$$C_0 = \frac{1}{2} C_s w \tag{3.3}$$

$$R_0 = \left(C_s \ f_0 \ k^2\right)^{-1} \tag{3.4}$$

$$\alpha = \frac{\pi f}{2 f_0} \tag{3.5}$$

La capacité linéique entre les électrodes C_s est calculée en fonction de la largeur des doigts D_x et de leur période L_x. Afin de simplifier le modèle, la largeur d'un doigt est choisie égale à l'espace entre deux doigts, permettant de déterminer la valeur de l'expression de C_s (Fig. 3.8a). La capacité surfacique introduite dans le modèle est ensuite déduite en fonction de la longueur des doigts en regard w (Fig. 3.8b). La permittivité relative effective est calculée en fonction des valeurs du tenseur de permittivité ϵ_{xx} ϵ_{yy}, afin de simuler le comportement électromagnétique moyen du cristal dans l'axe utilisé. La valeur de la résistance R_0 introduite dans le modèle de propagation acoustique est calculée en fonction de la fréquence de résonance f_0 dépendante de la périodicité des doigts des IDTs et du coefficient de couplage électromécanique k. La propagation entre réseaux de doigts est quant à elle simulée par un modèle de ligne acoustique de longueur électrique $\gamma = \frac{\pi f L}{v}$, avec L la distance séparant les transducteurs. L'ensemble des valeurs relatives aux niobate de lithium pour une coupe $128° - YX$ est rassemblé sous la forme d'un tableau (Tab. 3.1).



(a) Dimensions de la coupe transversale. (b) Longeur du regard entre les doigts.

FIGURE 3.8 – Dimensionnement des transducteurs

Tableau 3.1 – Données relatives au $LiNbO_3$ [67]

ϵ_{xx}	85.2
ϵ_{yy}	29.5
k^2	5.5/100
v	3970 m.s^{-1}

Ce modèle est simulé à l'aide du logiciel *ADS* d'*Agilent*, afin d'optimiser la réponse de filtres présentant les propriétés adéquates aux applications compressives visées.

3.3 Simulation des filtres SAW compressifs

Un premier modèle de filtre à onde de surface mono-fréquence est réalisé pour valider la simulation réalisée sous *ADS*. Pour cela, le modèle présenté en figure (3.7) est chainé un certain nombre de fois pour reproduire le comportement de deux transducteurs reliés par un circuit équivalent de propagation acoustique (Fig. 3.9).

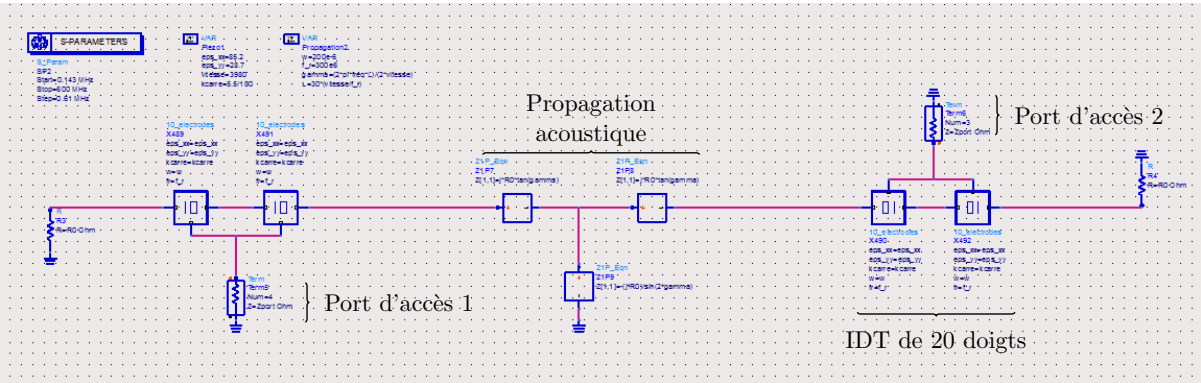


FIGURE 3.9 – Modèle circuit d'un filtre SAW OFC simulé avec *ADS*.

L'augmentation du nombre de doigts par IDT permet d'augmenter la sélectivité du filtre par couplage des résonances entre chaque paire de doigts. Des simulations sont réalisées pour des filtres SAW conçus pour résonner à 300 MHz. Une comparaison des fonctions de transfert est présentée en fonction du nombre de doigts inclus dans les structures inter-digités des filtres (Fig. 3.10). Cette étude permet de mettre en évidence la diminution de la bande passante des filtres en fonction du nombre de doigts résonants dans les IDTs, s'accompagnant d'une amélioration du couplage qui permet d'augmenter la quantité d'énergie transmise à la fréquence d'intérêt.

L'estimation de la longueur d'onde acoustique guidée permet de déterminer la précision nécessaire à la réalisation des filtres SAW. Dans l'exemple présenté, la fréquence de résonance est $f_r = 300$ MHz et la vitesse de propagation des ondes acoustiques est d'environ $v = 3980\text{m.s}^{-1}$. Ainsi, la longueur d'onde guidée est de :

$$\lambda_g = \frac{v}{f_r} \approx 13.3\ \mu m \tag{3.6}$$

Comme illustrée en figure (3.6), la longueur d'onde correspond à une alternance de deux doigts de polarités opposées. L'espace entre doigts et la largeur des doigts étant choisis égaux, il est enfin possible de déterminer leur valeur D_x en fonction de la longueur d'onde guidée :

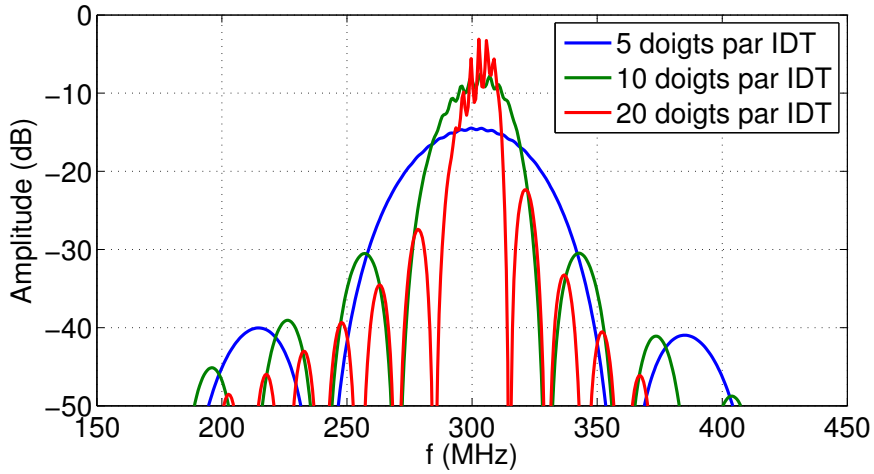


FIGURE 3.10 – Fonctions de transfert simulées pour des filtres SAW résonants à 300 MHz, exprimées en décibel.

$$\lambda_g = 4D_x \tag{3.7}$$

$$D_x = \frac{\lambda_g}{4} \approx 3.32\ \mu m \tag{3.8}$$

Ainsi, la très grande variation de vitesse entre les domaines électromagnétique et acoustique impose d'importantes contractions des grandeurs mises en jeux, au point de créer des barrières technologiques limitant la conception des composants. En effet, pour un filtre résonant à la fréquence de 3 GHz, la largeur des doigts correspondante est de 0.33 μm, créant une très grande contrainte quant à la précision requise. Afin de faciliter les premières réalisations et de démontrer la faisabilité du principe de compression étudié, les gammes de fréquences d'étude sont restreintes à ne pas dépasser 300 MHz. Un premier filtre SAW conventionnel est réalisé, conçu pour résonner à 275 MHz. L'ensemble des réalisations présentées dans ce chapitre a pu être fabriqué au sein de la salle blanche de la plate forme d'instrumentation PLATINOM d'XLIM [68]. Le but de cette première conception est de valider le modèle développé sous ADS afin de l'utiliser pour des structures plus complexes. La figure (3.11) présente la comparaison entre une fonction de transfert mesurée et la réponse du modèle équivalent.

Cette comparaison permet de mettre en évidence une forte corrélation entre les résultats issus de mesure et du modèle circuit. Les pertes d'insertion de l'ordre de 10 dB correspondent à un ordre de grandeur usuel dans le domaine des filtres à ondes de surface, qui s'explique par le faible niveau d'efficacité de conversion acousto-électromagnétique réalisée par effet piézoélectrique.

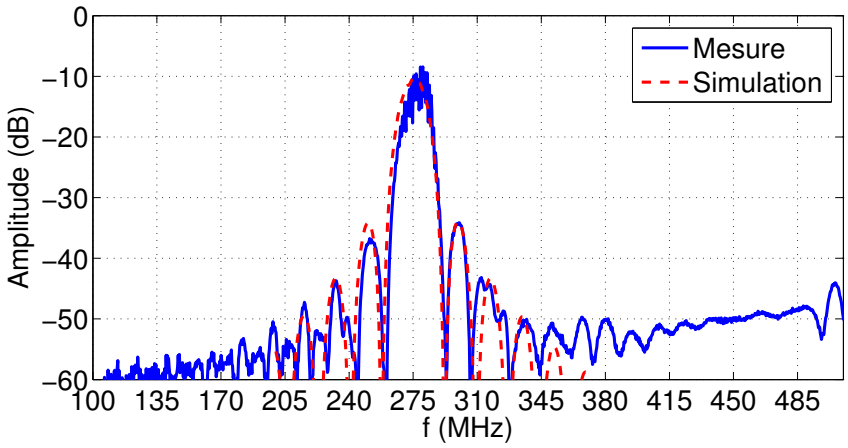


FIGURE 3.11 – Comparaison de la fonction de transfert d'un filtre SAW conçu pour résonner à 275 MHz avec la réponse du modèle de circuit équivalent.

Ce modèle étant validé, il est utilisé pour la réalisation de filtres dispersifs adaptés aux applications compressives introduites dans ces travaux. Les circuits développés sont basés sur le principe illustré en figure (3.5). Un des transducteur inter-digités de ces filtres est réalisé en agençant une succession de réseaux de doigts adaptés à différentes fréquences de la bande étudiée afin de coder le temps de propagation de groupe, créant des filtres SAW OFC (Orthogonal Frequency Coding) [69, 70]. Pour chaque filtre, le second transducteur est dans un premier temps adapté à la fréquence centrale et réalisé de façon à être peu sélectif en fréquence par l'utilisation d'un faible nombre de doigts. Une capture du circuit simulé avec *ADS* est présentée en figure (3.12).

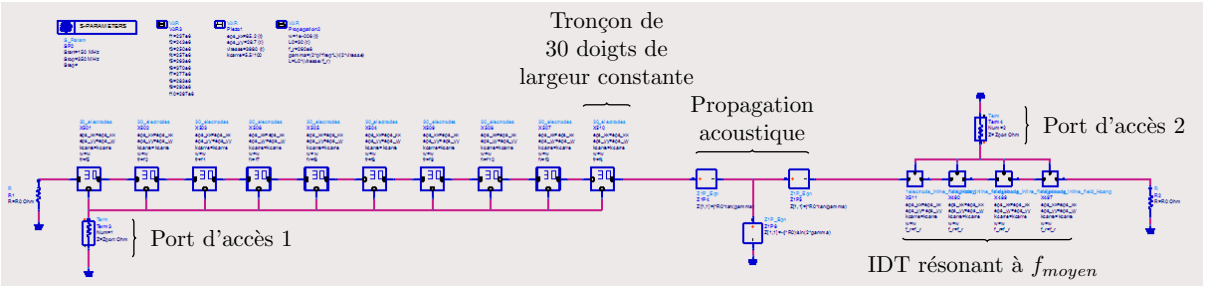


FIGURE 3.12 – Modèle circuit d'un filtre SAW OFC simulé avec *ADS*.

La branche à gauche de l'image correspond à un ensemble de 10 sous-IDTs composés de 30 doigts. Chacune de ces sous-parties est conçue pour résonner à une fréquence différente de la bande utile, permettant ainsi de coder le temps de propagation de groupe en modifiant leur agencement. Le nombre de doigts de chaque sous-groupe a été optimisé grâce au modèle de façon à présenter des sous-bandes fréquentielles adjacentes. La partie centrale correspond à un modèle de ligne acoustique, permettant de fixer la distance de propagation entre les deux IDTs. Dans la mesure où ces filtres sont basés sur la

différence de temps de propagation entre chaque fréquence et non sur le retard commun, cette partie n'influe pas sur les propriétés compressives du filtre. Enfin, la partie droite correspond à un IDT large bande, conçu avec seulement 4 doigts pour résonner à la fréquence centrale (Fig. 3.13).

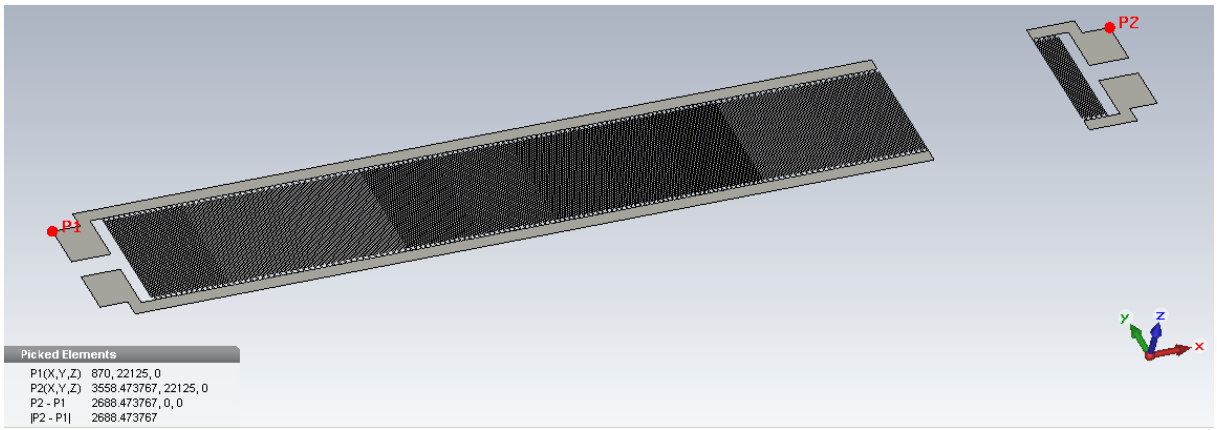


FIGURE 3.13 – *Layout* d'un filtre SAW OFC : la longueur totale mesurée est de 2.688 mm. Il est possible de distinguer certains sauts de fréquence de l'IDT dispersif.

Les fréquences de résonance de l'IDT dispersif sont régulièrement espacées sur la bande $235 - 300$ MHz. Un ensemble de 8 filtres est simulé à partir du même modèle, en modifiant l'ordre des sous-IDTs adaptés à chaque fréquence de façon aléatoire. Les agencements des fréquences de résonances sont rassemblés sous la forme d'un tableau (Tab. 3.2).

Tableau 3.2 – Ordre des fréquences de résonance pour chaque filtre SAW OFC

SAW	Indice des fréquences									
1	5	2	1	7	6	8	9	10	3	4
2	5	4	10	1	8	6	9	3	2	7
3	8	9	2	10	3	7	4	1	5	6
4	7	4	8	2	6	10	9	3	1	5
5	6	1	9	4	10	3	8	7	2	5
6	9	2	1	6	10	8	3	7	4	5
7	1	5	7	3	4	6	8	9	10	2
8	9	2	5	3	10	1	7	6	4	8

Le but de ces agencements aléatoires est de créer des réponses temporelles quasi-orthogonales s'inspirant du principe du *frequency hopping*. La fonction de transfert simulée du premier filtre SAW OFC est présentée en figure (3.14).

Le niveau de perte d'insertion obtenu est beaucoup plus faible que dans l'exemple

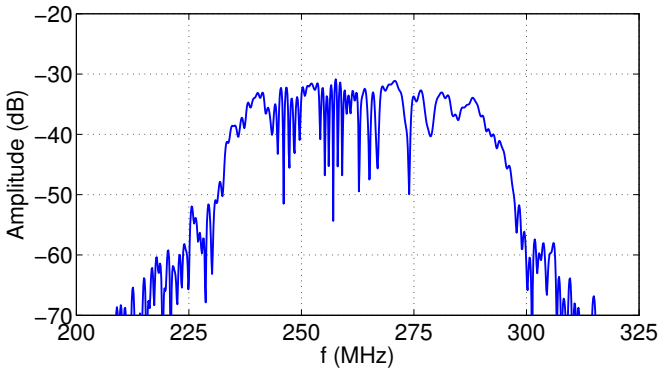


FIGURE 3.14 – Fonction de transfert d'un filtre SAW OFC simulé avec le modèle circuit.

de filtre SAW monofréquence présenté précédemment. Cette différence s'explique notamment par l'utilisation de l'IDT mono-fréquence faiblement sélectif qui est source de pertes énergétiques. Ces niveaux correspondent cependant à ceux constatés dans le cas de réalisations semblables [70]. Afin d'illustrer les propriétés dispersives des filtres simulés, les réponses impulsionnelles des filtres 1 et 2 sont comparées (Fig. 3.15).

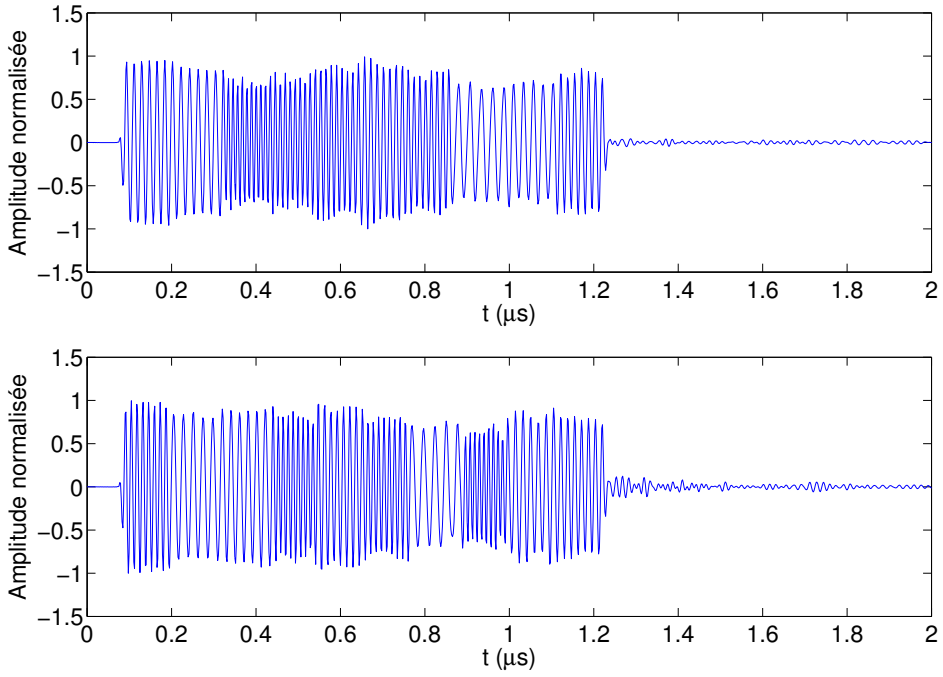


FIGURE 3.15 – Extraction des réponses impulsionnelles de filtres SAW OFC 1 et 2 simulés.

Les réponses obtenues correspondent comme attendu à des successions de trains d'ondes qui modulent des fréquences ordonnées selon les ordres présentés en tableau (3.2). Il faut toutefois noter que l'agencement spatial des sous-groupes est inversé par rapport à l'ordre des fréquences mesurées dans le temps puisque la distance de propagation est plus courte pour les ondes ayant pris naissance au plus proche des IDTs de réception.

Le montage des filtres permettant de réaliser un système de formation de faisceaux compressif est présenté en figure (3.16).

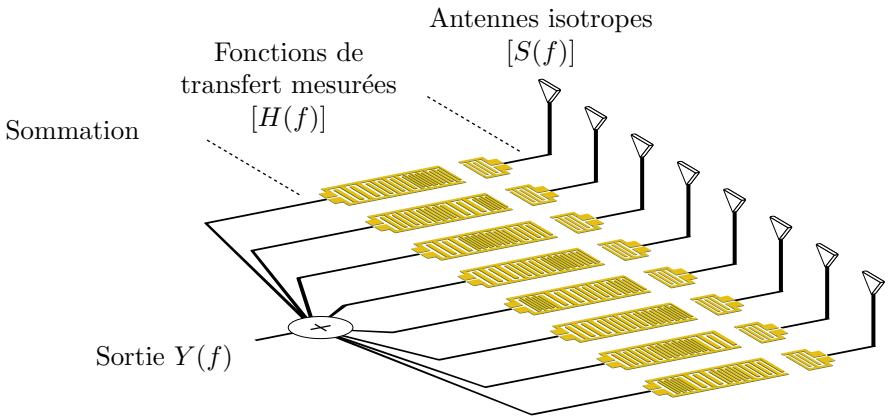


FIGURE 3.16 – Montage des filtres SAW OFC pour la simulation d'un radar compressif.

Des signaux sont reçus par des antennes idéales connectées aux filtres dispersifs. Ils sont alors sommés après filtrage en un signal unique. Dans cette configuration, il est possible de déterminer le bilan énergétique du système complet en calculant la moyenne au carré des fonctions de transfert de tous les filtres (Fig. 3.17).

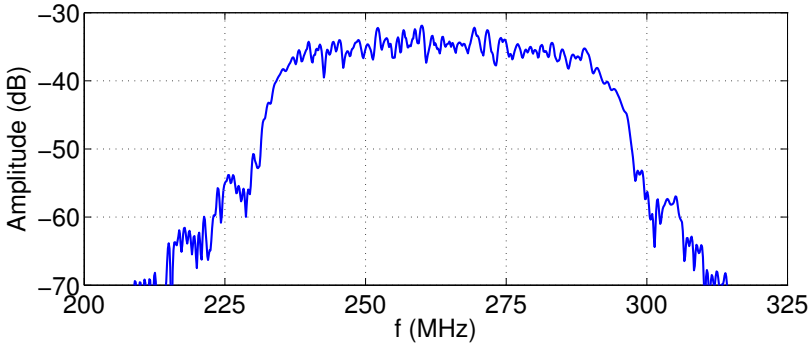


FIGURE 3.17 – Bilan de puissance de l'association des 8 filtres orthogonaux.

Cette approche présente encore une fois un bilan de puissance relativement bas, avec un niveau moyen calculé de −35.1 dB/Hz.

La reconstruction des signaux $[S(f)]$ dépend comme dans les chapitres précédents du niveau de corrélation entre les canaux du composant compressif. Ces niveaux sont estimés en calculant le produit scalaire de tous les couples de fonctions de transfert et de leur conjugué de phase (Fig. 3.18). La faible différence de niveau énergétique entre canaux représentée sur la diagonale de cette figure permet de juger des faibles distorsions de niveau entre signaux reçus par les antennes. Le niveau de corrélation global entre les

canaux est relativement faible et peut être partiellement compensé par pseudo-inversion.

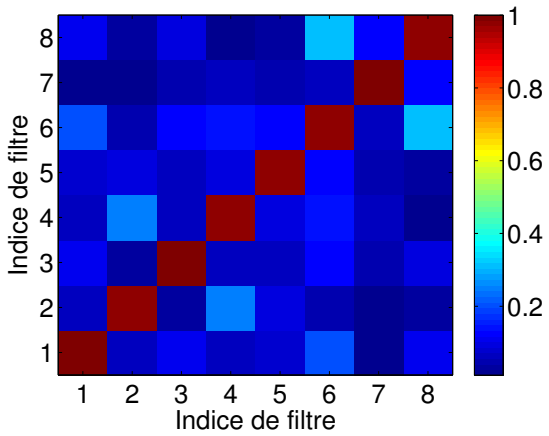


FIGURE 3.18 – Coefficients de corrélation entre les fonctions de transfert des 8 filtres simulés.

Cette étude a donc permis de valider la simulation de filtres SAW capables de générer des séquences quasi-orthogonales. Ces filtres sont ainsi réalisés afin de valider expérimentalement le principe de compression présenté.

3.4 Réalisation des filtres SAW OFC et validation du principe de formation de faisceaux compressive.

3.4.1 Étude des filtres réalisés

Les filtres ont été fabriqués par dépôt d'une couche or-platine sur un substrat de niobate de lithium, après avoir réalisé un masque négatif des circuits. Leurs fonctions de transfert ont ensuite été mesurées sous pointes (Fig. 3.19).

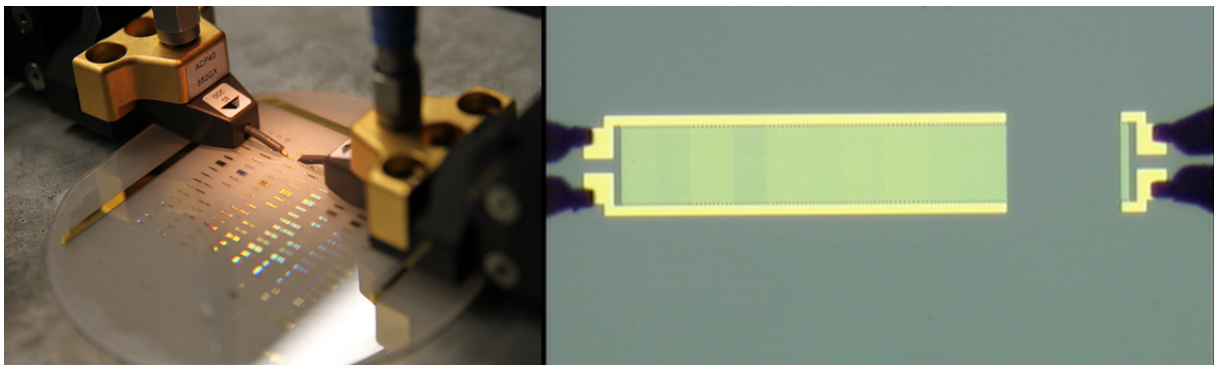


FIGURE 3.19 – Mesure sous pointes des filtre SAW OFC réalisés.

Une comparaison des résultats obtenus par simulation et mesure est réalisée afin de vérifier la validité du modèle développé dans des cas plus complexes (Fig. 3.20).

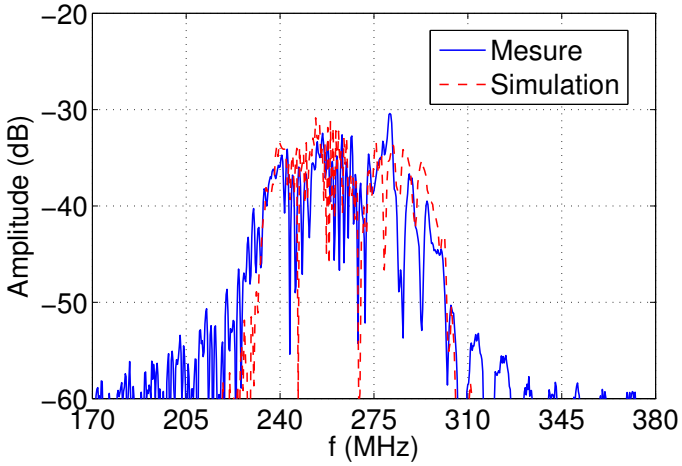


FIGURE 3.20 – Comparaison des fonctions de transfert simulée et mesurée du même filtre SAW OFC.

La correspondance globale des modules des fonctions de transfert est satisfaisante, bien que des disparités apparaissent notamment dues à la non-prise en compte de certains paramètres dans le modèle de Mason, telle que la longueur totale des doigts des IDTs. Ces différences n'ont pas un impact notable dans la mesure où la technique de compression utilise les fonctions de transfert mesurées. Les bonnes performances du système radar réalisé à partir de ces filtres reposent donc sur le niveau de corrélation entre leurs fonctions de transfert, présenté en figure (3.21).

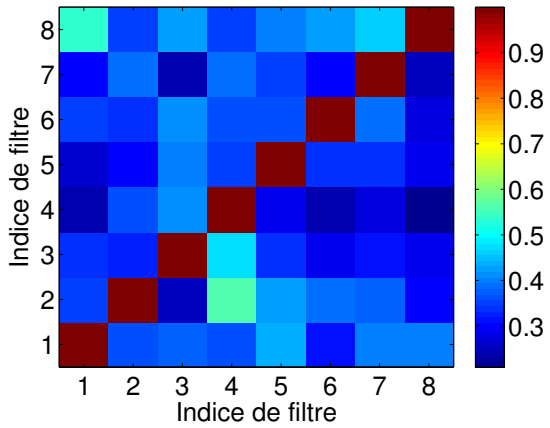


FIGURE 3.21 – Coefficients de corrélation entre les fonctions de transfert des 8 filtres mesurés.

Les réponses obtenues présentent un niveau de corrélation dont la tendance est

proche de celle prédite par simulation, malgré un niveau moyen de corrélation croisée plus haut dû notamment aux approximations du modèle, et aux incertitudes de réalisation.

Dans la section suivante, une étude est développée afin de présenter les performances de ces filtres à la formation de faisceaux réalisés par approche compressive.

3.4.2 Application à la formation de faisceaux

Les simulations de formation de faisceaux sont réalisées suivant le montage précédent, décrit en figure (3.16). Les signaux $[S(f)]$ reçus par les 8 antennes isotropes de réception sont ainsi multipliés par les fonctions de transfert $[H(f)]$ respectives des filtres SAW, puis sommés au port en un unique signal $[Y(f)]$. De façon analogue aux parties précédentes, les signaux reçus par les antennes peuvent être reconstruits à condition d'avoir connaissance des réponses des filtres quasi-orthogonaux. Cette reconstruction est effectuée dans cette étude par régularisation de Tikhonov, choisissant un paramètre de régularisation β optimisé empiriquement. L'expression des signaux reconstruits $[S_{rec}(f)]$ est ainsi :

$$[S_{rec}(f)] = [H(f)]^{+}[Y(f)] \tag{3.9}$$

avec $[H(f)]^{+} = \left([H(f)]^{\dagger}[H(f)] + \beta[I]\right)^{-1}[H(f)]^{\dagger}$.

Une simulation de formation de faisceaux est alors réalisée en calculant le signal reconstruit lorsque les signaux reçus correspondent aux contributions d'une source placée en champ lointain, approximée par le déphasage induit entre les éléments. L'expression du signal reçu par l'antenne n s'écrit alors :

$$S_n(f,\phi) = exp\left(-j\,\frac{2\pi f}{c}\,(n-1)\,d\,sin(\phi)\right) \tag{3.10}$$

avec d la distance entre éléments rayonnants et ϕ la direction de la source par rapport à l'axe du réseau d'antennes. La formation de faisceaux est alors réalisée par compensation des phases dans toutes les directions d'observation θ, par application des poids suivants :

$$P_n(f,\theta) = exp\left(j\,\frac{2\pi f}{c}\,(n-1)\,d\,sin(\theta)\right) \tag{3.11}$$

Ainsi lorsque $\theta = \phi$, l'ensemble des composantes mesurées sont mises en phase permettant de déterminer la direction de la cible. Il est alors possible d'en retrouver sa position à partir des informations fréquentielles. Pour une onde plane reçue par les antennes depuis la direction ϕ_0, le diagramme reconstruit $D(\theta,f)|_{\phi_0}$ est alors calculé de la façon suivante :

$$D(\theta,f)|_{\phi_0} = \sum_{n}^{N} P_n(f,\theta)S_n(f,\phi_0) \tag{3.12}$$

avec $N = 8$ antennes pour l'application visée. Un exemple est simulé à partir des fonctions de transfert mesurées des filtres pour une formation de faisceau réalisée dans la direction $\phi = -30°$ (Fig.3.22).

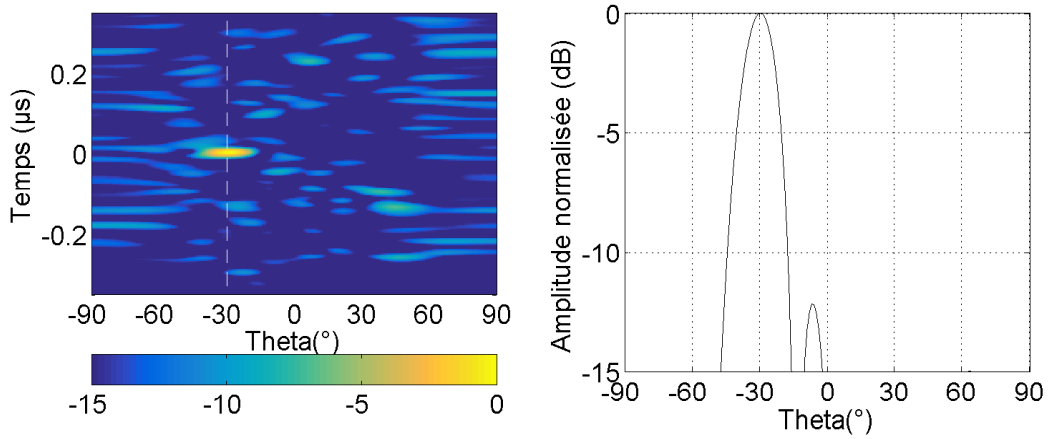


FIGURE 3.22 – Exemple de formation de faisceaux calculée par approche compressive à l'aide des fonctions de transfert mesurées de 8 filtres SAW OFC et diagramme de rayonnement extrait au temps de focalisation.

Les formes d'ondes déphasées et sommées sont mises en cohérence majoritairement dans la direction attendue grâce à une reconstruction satisfaisante des signaux reçus par les antennes. Afin d'avoir un aperçu global des performances de ce système radar compressif, cette étude est étendue à un ensemble d'angles de pointage allant de $-90°$ à $90°$. Pour chacune de ces simulations, un diagramme de rayonnement au temps de focalisation est extrait. Tous ces diagrammes sont rassemblés sous la forme d'une figure permettant de présenter une synthèse du rayonnement du système compressif (Fig. 3.23).

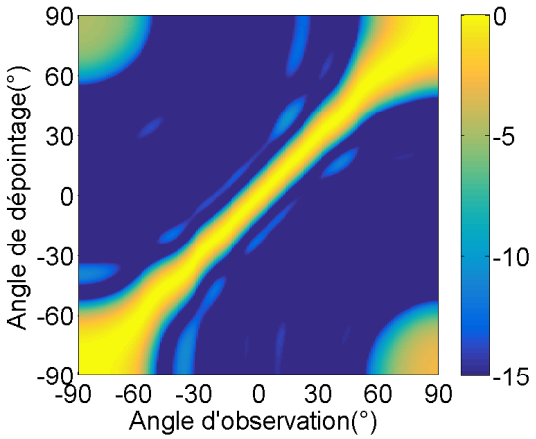


FIGURE 3.23 – Extraction des diagrammes de rayonnement temporel formés par approche compressive pour des angles de pointage allant de $-90°$ à $90°$.

La forme diagonale obtenue atteste de la bonne correspondance entre l'angle de pointage du faisceau et l'angle observé équivalent. Cependant, des oscillations des diagrammes formés semblent apparaître, pouvant être le signe d'erreur de pointage dans certaines directions. Ce phénomène s'explique par les reconstructions imparfaites des signaux reçus par les antennes, lié au jeu de filtres SAW OFC qui ne sont pas parfaitement orthogonaux entre eux. L'erreur angulaire de formation du faisceau est présentée en fonction de l'angle de pointage, associée à la largeur du faisceau formé dans chaque direction (Fig. 3.24).

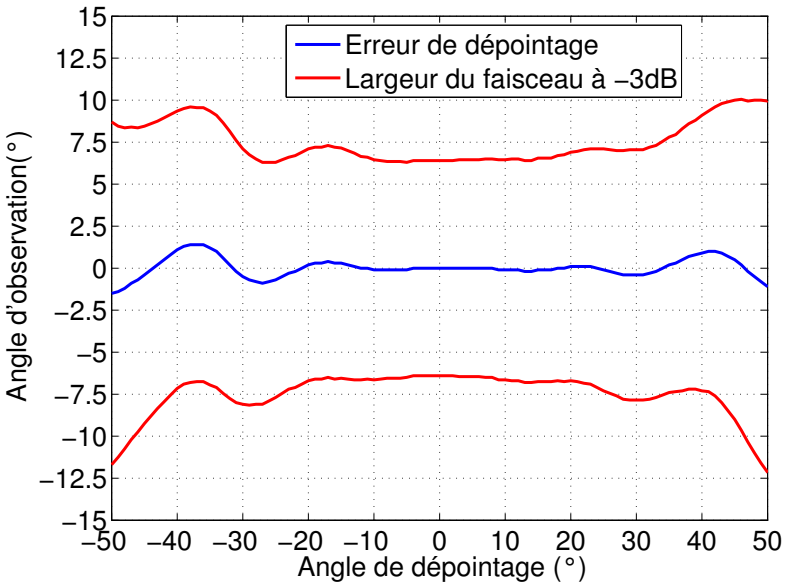


FIGURE 3.24 – Erreur de pointage et largeur du faisceau associé à chaque direction de faisceau formé.

Bien que les faisceaux soient majoritairement formés dans les directions attendues, de petites variations d'angle de pointage sont constatées, dues à des reconstructions imparfaites des formes reçues par les antennes. L'erreur n'est estimée que dans l'ensemble de directions de pointage $-50°$ à $50°$, dans lesquels les faisceaux formés conservent une largeur globalement constante et aucun lobe de réseau n'est observable. Des variations de direction de pointage sont ainsi mesurées dans cet ensemble, comprises entre $-1.5°$ et $1.5°$. Ces valeurs sont relativement faibles comparées à la largeur des lobes formés.

Il est possible d'appliquer à nouveau le principe de correction matriciel développé dans le chapitre 2.3.4 (p. 106) afin d'améliorer la qualité des focalisations obtenues dans le domaine temporel. Pour rappel, le principe de cette méthode est de compenser la matrice de corrélation entre canaux et pseudo-inverses qui apparait lors de la première reconstruction. Ainsi, l'expression des signaux reconstruits par cette approche est la suivante :

$$[S_{rec}(f)] = ([H(f)]^{+}[H(f)])^{+}[H(f)]^{+}[Y(f)] \tag{3.13}$$

$$[S_{rec}(f)] = ([H(f)]^{+}[H(f)])^{+}[H(f)]^{+}[H(f)][S(f)] \tag{3.14}$$

où $([H(f)]^{+}[H(f)])^{+}$ est le pseudo-inverse de la matrice de corrélation entre canaux et pseudo-inverses calculés à chaque fréquence. Le même exemple de formation de faisceau que précédemment est calculé pour un pointage réalisé dans la direction $\phi = -30°$ (Fig. 3.25).

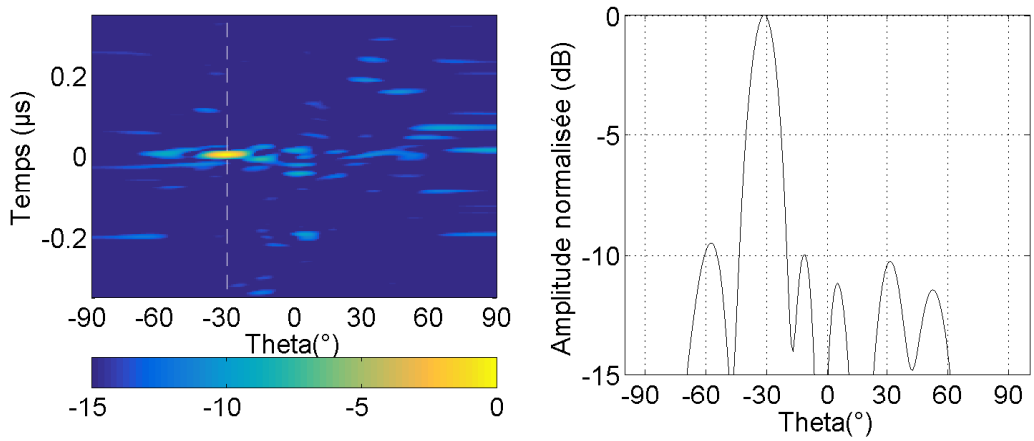


FIGURE 3.25 – Exemple de formation de faisceaux calculée par approche compressive et méthode de correction matricielle à l'aide des fonctions de transfert mesurées de 8 filtres SAW OFC et diagramme de rayonnement extrait au temps de focalisation.

Le diagramme de rayonnement temporel calculé présente un lobe concentré dans la direction attendue, et un niveau de lobes secondaires réduits par rapport au cas précédent. Le diagramme de rayonnement extrait à l'instant de focalisation présente quant à lui un niveau de lobes secondaires plus importants. Cette méthode se présente ainsi comme une alternative intéressante, permettant de relâcher la contrainte du diagramme de rayonnement pour améliorer la qualité de la focalisation temporelle. L'étude est complétée par le calcul des diagrammes de rayonnement extraits au temps de focalisation pour un ensemble de formation de faisceaux focalisés de $-90°$ à $90°$ (Fig. 3.26).

La figure obtenue présente à nouveau un maximum de rayonnement concentré dans sa diagonale, assurant une bonne correspondance entre angle de pointage souhaité et observations. En adéquation avec l'exemple présenté dans la figure précédente, le niveau de lobes secondaires à l'instant de focalisation est plus haut que dans le cas d'une reconstruction par pseudo-inverse simple. De plus grandes oscillations du faisceau principal semblent aussi apparaître avec cette méthode. L'erreur de pointage est ainsi

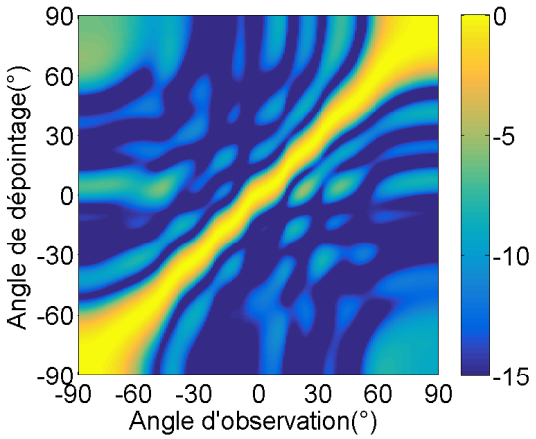


FIGURE 3.26 – Extraction des diagrammes de rayonnement formés par approche compressive et correction matricielle pour des angles de pointage allant de $-90°$ à $90°$.

calculée à nouveau afin d'étudier les performances de cette approche (Fig. 3.27). Les erreurs ainsi calculées pour chaque angle de pointage sont légèrement plus importantes que dans le cas précédent, oscillant entre $-2.5°$ et $2.5°$. Une fois de plus, la capacité de cette technique à diminuer le niveau de lobes secondaires temporels a pu être démontrée, au prix d'une légère dégradation des performances angulaires de ce système de formation de faisceaux.

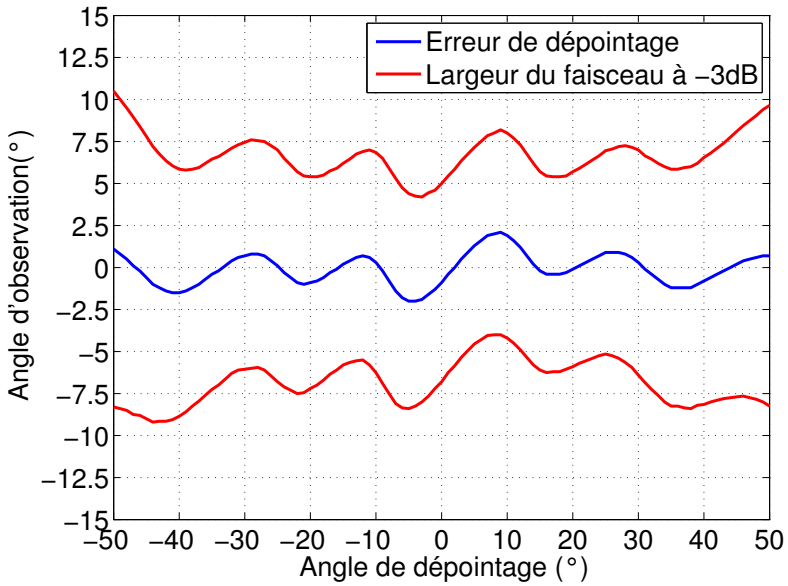


FIGURE 3.27 – Erreur de pointage et largeur du faisceau associé à chaque direction de faisceau formé.

Il a ainsi été présenté deux approches compatibles avec cette méthode de compression, permettant d'orienter les performances en formation de faisceaux vers la qualité des

diagrammes de rayonnement formés ou vers les performances en focalisation temporelle.

3.5 Montage du composant et futures études

Les accès aux filtres SAW doivent être connectés à des lignes coplanaires afin de faciliter la connexion aux antennes et au sommateur (Fig. 3.28).

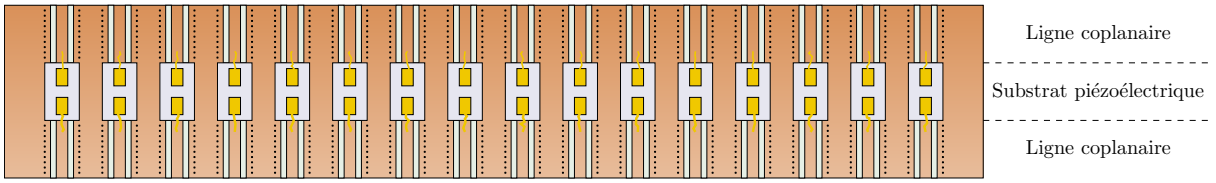


FIGURE 3.28 – Report des accès des filtres SAW vers des lignes coplanaires.

Les filtres seront donc séparés par découpage du substrat piézoélectrique, puis connectés à des lignes coplanaires par bonding.

Afin d'améliorer le bilan de puissance de l'ensemble des filtres associés, les prochaines réalisations seront orientées en direction de structures à double transducteurs codés, en opposition avec la première approche développée reposant sur l'association de structures codées avec des transducteurs peu sélectifs. Le problème majeur d'une telle approche repose sur l'efficacité énergétique d'un tel transducteur qui est imposée faible afin de disposer de réponses large bande. Ainsi, par l'utilisation de double structures codées, il sera possible d'améliorer le bilan de puissance des filtres tout en disposant d'un nouveau degré de liberté pour le codage des fonctions de transfert.

3.6 Conclusion du chapitre

La méthode de compression introduite dans ces travaux a été adaptée à l'utilisation de filtres à ondes de surface codés. De nombreux avantages sont permis par cette approche comparés aux cas des cavités 2D étudiées dans le chapitre précédent. Cette technologie rend ainsi possible la miniaturisation du composant compressif utilisé pour la formation de faisceaux. Cette preuve de concept a été réalisée sur une bande passante n'excédant pas 70 MHz centrée à 260 MHz (27% de bande), permettant de prouver la faisabilité de cette technique sans l'utilisation de signaux à ultra large bande, multipliant ainsi le nombre de potentielles applications de cette technique aux domaines des radars.

Chapitre 4

Composants volumiques et imagerie MIMO

Sommaire

4.1 Introduction 143
4.2 Gains apportés par l'imagerie MIMO 143
4.3 Développement d'un formalisme associé à l'imagerie radar MIMO compressive 149
4.4 Preuve de concept 151
4.5 Conclusion 160

4.1 Introduction

Ce chapitre présente l'application de la technique compression à l'imagerie MIMO (*Multiple-Inputs Multiple-Outputs*) dont les performances en terme de résolution surpassent celles des approches SIMO et MISO. En pratique, les systèmes MIMO impliquent de grandes complexités matérielles et un coût important, limitant leur implémentation à grande échelle. L'utilité de l'approche compressive développée est ainsi d'exploiter la grande diversité d'informations mesurées en MIMO tout en se satisfaisant d'un système d'acquisition unique. Après avoir succinctement introduit l'origine de ces améliorations, le formalisme mathématique associé à cette approche est développé afin de proposer des solutions de reconstruction des signaux reçus par les antennes. Une preuve de concept est enfin présenté afin de démontrer la possible application de cette approche compressive pour le remplacement d'architectures actives complexes nécessaires à la réalisation d'images microonde à haute résolution.

4.2 Gains apportés par l'imagerie MIMO

Les systèmes d'imagerie étudiés dans les précédents chapitres étaient tous basés sur l'utilisation d'une antenne d'émission et d'un réseau de réception. Par exploitation du principe de réciprocité, l'ensemble des formalismes introduits précédemment est ainsi équivalent lorsqu'un réseau est utilisé en émission, associé à une unique antenne de réception. Dans le cas des systèmes MIMO où plusieurs éléments reçoivent des signaux émis de façon indépendante par plusieurs antennes, la quantité d'informations mesurées est plus importante. Un exemple de radar MIMO linéaire présentant M antennes d'émission et N antennes de réception est illustré afin de présenté la notion de matrice d'interaction entre éléments rayonnants (Fig. 4.1).

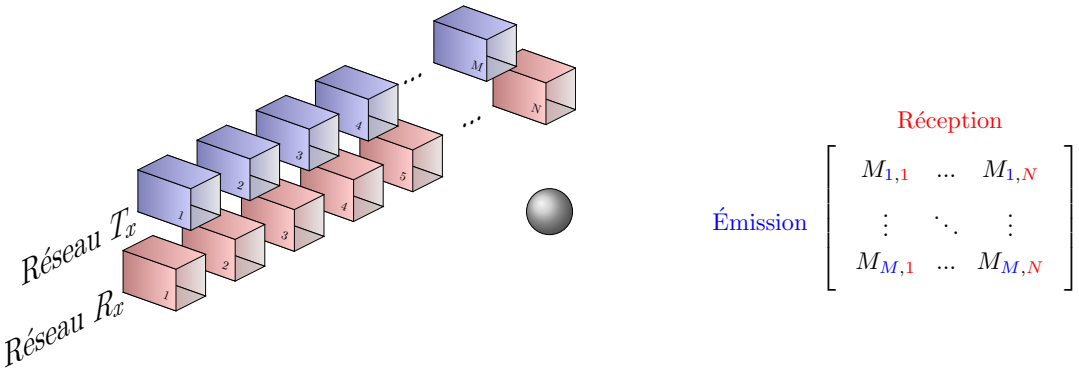


FIGURE 4.1 – Système bistatique linéaire et matrice d'interaction équivalente

La matrice d'interaction correspond donc à l'ensemble des signaux mesurés entre

chaque paire d'émetteur et de récepteur à condition de disposer du matériel actif nécessaire à l'émission et à la réception indépendante des signaux sur chaque antenne. Afin de situer cette approche par rapport aux précédents montages, des sous-ensembles peuvent être extraits correspondants respectivement à des cas SIMO et MISO équivalents (Fig. 4.2).

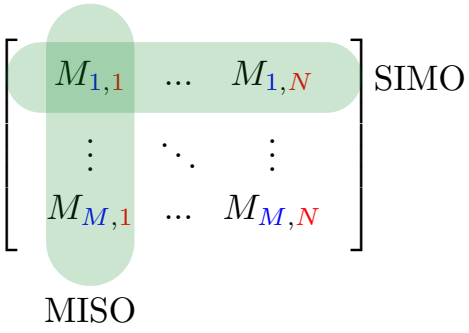


FIGURE 4.2 – Sous-ensembles d'informations mesurées dans le cas de systèmes SIMO et MISO équivalents.

La sélection de lignes et de colonnes de cette matrice correspond en effet aux cas où seul un élément est utilisé pour l'émission ou la réception, revenant ainsi à des situations comparables aux expériences développées dans les précédents chapitres.

L'approche la plus intuitive pour la compréhension de l'apport lié aux architectures MIMO repose dans le principe de réseau virtuel [71, 72]. Cette technique consiste à représenter un système d'imagerie MIMO par un réseau SIMO équivalent permettant de garantir les mêmes performances en termes de résolution et de niveau de lobes secondaires, transformant ainsi un problème à deux dimensions spatiales en une dimension unique. Dans le cadre de ce formalisme, il est possible d'optimiser le positionnement des antennes des réseaux d'émission et de réception afin de créer une ouverture rayonnante équivalente aussi grande que possible tout en présentant un échantillonnage satisfaisant [73]. L'expression de la matrice d'interaction entre deux réseaux unidimensionnels peut ainsi être exprimée dans le cas d'une approximation de champ lointain de la façon suivante :

$$S(m,n,f) = \Psi(f)^2 \; exp\left(-j\frac{2\pi f}{c}\, x_T(m)\, sin(\phi)\right) \; exp\left(-j\frac{2\pi f}{c}\, x_R(n)\, sin(\phi)\right) \qquad (4.1)$$

où $S(m,n,f)$ est la matrice d'interaction entre antennes, $\Psi(f)$ correspond au retard de phase commun aux propagations aller et retour, x_T et x_R sont les positions respectives des antennes d'émission et de réception, et ϕ est l'angle de la cible par rapport aux centres des réseaux. Cette expression peut être simplifiée en groupant les deux termes exponentiels, faisant apparaitre les propriétés du réseau virtuel équivalent :

$$S(m,n,f) = \Psi(f)^2 \; exp\left(-j\frac{2\pi f}{c}\left(x_T(m) + x_R(n)\right) sin(\phi)\right) \tag{4.2}$$

Les phases introduites en fonction de la direction de la cible dans l'espace dépendent ainsi des différentes combinaisons entre antennes exprimées par la convolution des ouvertures rayonnantes utilisées en émission et en réception, créant ainsi un réseau virtuel équivalent utilisé en configuration MISO ou SIMO. Cette approche permet ainsi d'optimiser la quantité d'informations mesurées tout en minimisant leur redondance, correspondant à la superposition d'antennes du réseau équivalent [74]. Dans un cas idéalement échantillonné où la convolution des réseaux d'émission et de réception tend à ne présenter aucune superposition des antennes virtuelles, le nombre d'éléments équivalents est ainsi de $M \times N$ tandis que seulement $M + N$ antennes sont utilisées, démontrant le majeur intérêt des architectures MIMO (Fig. 4.3).

Afin d'illustrer le gain en performance réalisable grâce à l'utilisation d'architectures MIMO, une simulation est réalisée avec *Matlab*. Un réseau bi-statique comprenant 5 éléments en émission et 5 éléments en réception est utilisé. Les antennes du réseau d'émission sont espacées de $d_T = 0.5\lambda_{moyen} \approx 3$cm pour une bande de fréquence comprise entre 2 et 10 GHz. Le réseau de réception présente quant à lui un espace entre éléments de $d_R = 1.5\lambda_{moyen} \approx 9$cm (Fig. 4.3). Le réseau d'émission correspond ainsi au cas limite d'échantillonnage de Shannon à la fréquence centrale, tandis que le réseau de réception est sous-échantillonné spatialement, permettant la formation d'un faisceau plus fin au coût de l'apparition de lobes de réseaux.

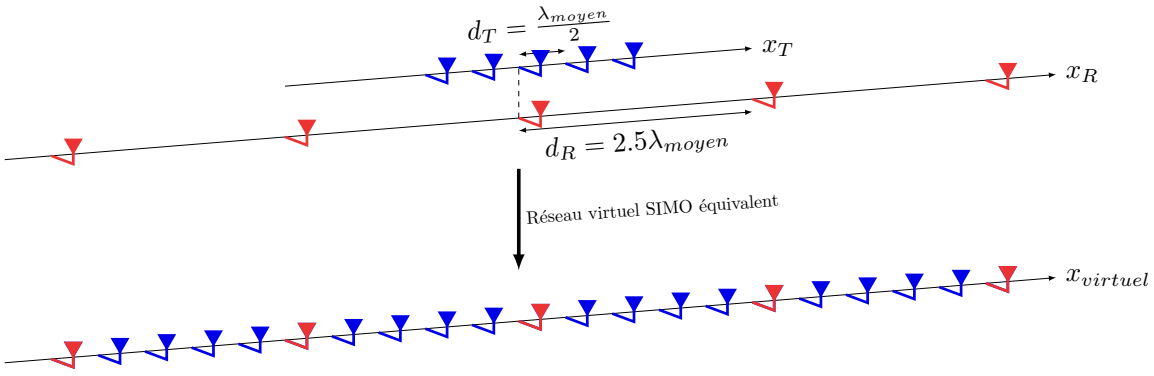


FIGURE 4.3 – Réseau bistatique d'antennes isotropes simulé avec Matlab

Dans ces conditions, le champ lointain du réseau débute à une distance de $\frac{2D^2}{\lambda_{min}} \approx 24.3$m, si D est la dimension totale du plus grand réseau. Une cible est ainsi placée à une distance de 25m en face du réseau. Afin de comparer les performances de résolution en formation de faisceaux, trois simulations sont réalisées, comparant le cas du réseau MIMO complet, avec les cas SIMO et MISO équivalents calculés respectivement

en utilisant uniquement l'antenne centrale d'émission et de réception (Fig. 4.4).

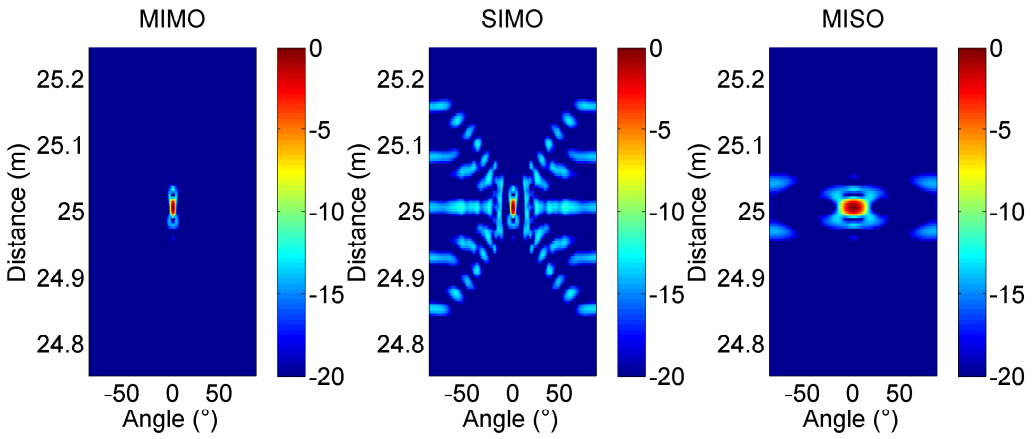


FIGURE 4.4 – Comparaison des images radar réalisées par formation de faisceaux à partir des signaux réfléchis sur une cible placée en champ lointain en face des réseaux.

Dans le cas de l'architecture SIMO, le réseau formé est grand par rapport à la longueur d'onde centrale, permettant d'obtenir un faisceau fin. En revanche, l'apparition de nombreux lobes secondaires est remarquée, due à un échantillonnage spatial trop large. Le cas MISO correspond quant à lui au cas opposé : le faisceau formé est large puisque l'ouverture rayonnante équivalente est plus petite, mais le niveau moyen des lobes secondaires est plus faible. Enfin, l'exploitation conjointe de ces deux réseaux dans le cas de l'architecture MIMO permet de tirer profit des avantages de chaque réseau, formant ainsi une tâche focale aussi fine que dans le cas du SIMO, tout en garantissant un niveau de lobes secondaires faible. L'expression du diagramme de rayonnement de la configuration MIMO $D_{MIMO}(\theta, f)$ est développée afin de mettre en évidence une propriété intéressante dans le cadre de l'approximation de champ lointain. Les déphasages introduits par les différences de marches entre rayonnement aller et retour sont alors compensés de la façon suivante :

$$D_{MIMO}(\theta, f) = \sum_{M}\sum_{N} S(m,n,f)\ exp\left(j\frac{2\pi f}{c}\, x_T(m)\, sin(\theta)\right)\ exp\left(j\frac{2\pi f}{c}\, x_R(n)\, sin(\theta)\right) \tag{4.3}$$

Dans ces conditions, la matrice d'interaction $S(m,n,f)$ est décomposable selon l'impact indépendant des propagations aller et retour :

$$S(m,n,f) = S_T(m,f)\ S_R(n,f) \tag{4.4}$$

Il est alors possible de factoriser l'expression du diagramme de rayonnement du cas MIMO de la façon suivante :

$$D_{MIMO}(\theta, f) = \underbrace{\sum_{M} S_T(m, f)\ exp\left(j\frac{2\pi f}{c}\, x_T(m)\, sin(\theta)\right)}_{MISO} \times \underbrace{\sum_{M} S_R(n, f)\ exp\left(j\frac{2\pi f}{c}\, x_R(n)\, sin(\theta)\right)}_{SIMO} \tag{4.5}$$

Les propriétés caractéristiques des systèmes MIMO peuvent ainsi être exprimées par la multiplication des diagrammes de rayonnements à chaque fréquence des cas SIMO et MISO équivalents, convergeant en champ lointain vers le diagramme obtenu en configuration MIMO. Une comparaison des diagrammes de rayonnement extraits à la distance de la cible est présentée en figure (4.5).

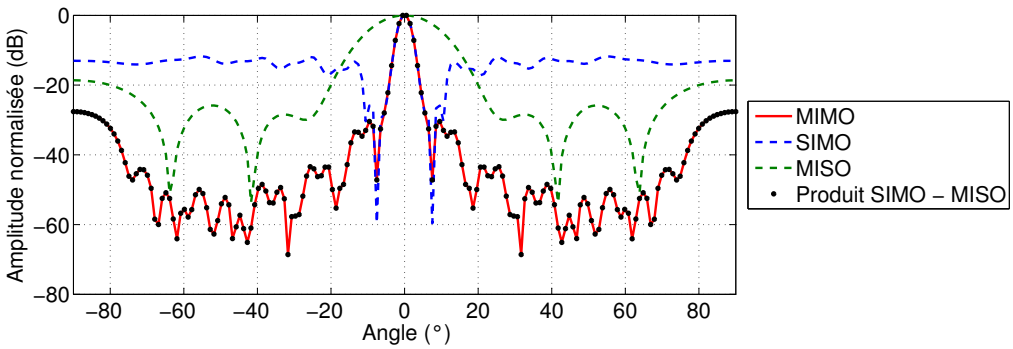


FIGURE 4.5 – Comparaison des diagrammes de rayonnement extraits à la distance de la cible.

La cible est ensuite placée en champ proche des différents réseaux aux coordonnées $(0, 1)$ afin de comparer les performances de focalisation de chaque cas. Pour cette application, un algorithme *Delay-and-Sum* est appliqué, plus approprié à l'imagerie champ proche. Une comparaison des images reconstruites dans les cas du MIMO, SIMO et MISO est présentée en figure (4.6).

Les résultats obtenus tendent à présenter les mêmes propriétés que celles observées dans le cadre de l'approximation de champ lointain. Ainsi, le cas SIMO dont les antennes sont très éloignées les unes des autres permet d'obtenir une tache focale fine mais d'importants lobes secondaires. Le cas MISO où le réseau d'antennes est plus petit mais échantillonné de façon appropriée implique une large tâche focale. Enfin, le cas MIMO tend à nouveau à présenter des performances de focalisation équivalentes au cas SIMO, tout en garantissant un niveau de lobes secondaires plus faibles grâce à l'exploitation de la diversité spatiale apportée par cette dernière configuration. Une coupe

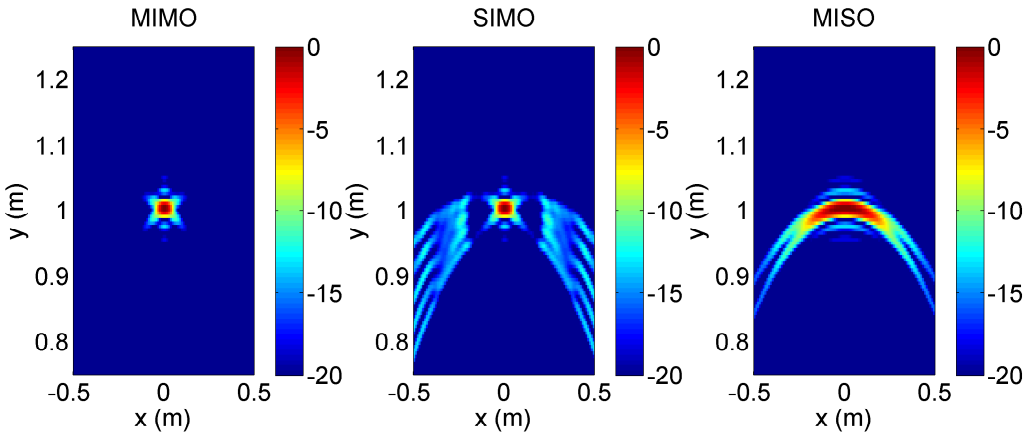


FIGURE 4.6 – Images radar calculées en champ proche pour une cible placée en $(0, 1)$.

est extraite à la distance de la cible afin de comparer les différentes réponses spatiales des systèmes étudiés (Fig. 4.7). Une comparaison avec le produit des focalisations réalisées indépendamment par les réseaux d'émission et de réception est de nouveau réalisée afin de présenter les limites du principe de réseau virtuel.

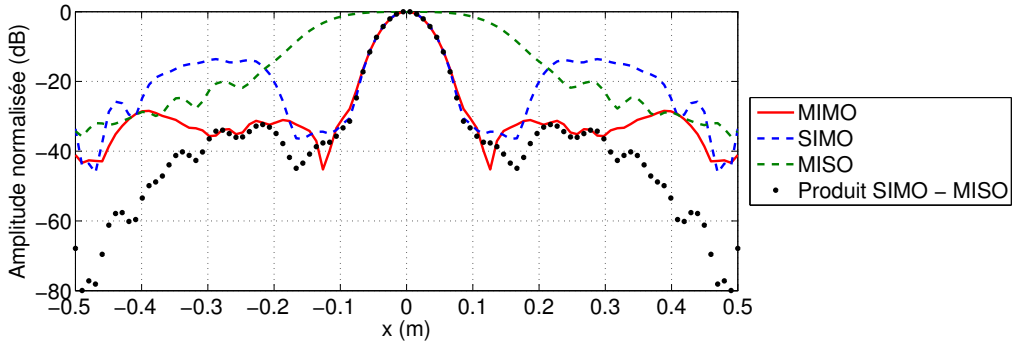


FIGURE 4.7 – Comparaison des taches focales extraites en y=1m.

Ne satisfaisant plus l'approximation de champ lointain dans ces conditions, la prédiction du rayonnement de l'architecture MIMO ne peut ainsi plus être parfaitement déduite du produit des diagrammes des cas SIMO et MISO équivalents. Cette approche tend cependant à être appliquée pour l'optimisation des réseaux des systèmes d'imagerie MIMO en champ proche dans la mesure où cette factorisation constitue malgré tout une bonne approximation du rayonnement obtenu, notamment lorsque les objets sont situés en face des réseaux utilisés [72].

La plus grande contrainte imposée par ce type d'architecture se présente de façon évidente comme étant la quantité de systèmes actifs nécessaires au contrôle indépendant des formes d'ondes émises et reçues. En effet, le développement de systèmes d'imagerie implique d'utiliser un grand nombre d'antennes, fonctionnant idéalement dans le domaine

ultra large bande afin d'améliorer la résolution. Ce type de spécifications impose alors l'utilisation de systèmes complexes et onéreux. Une solution commune à ces limitations est alors de simplifier ces architectures en utilisant des matrices de commutations permettant de réaliser une capture séquentielle des interactions entre antennes mais impose de longs temps d'acquisition limitant les applications de ces systèmes à l'imagerie de scènes immobiles. La technique de compression développée dans ces travaux est ainsi adaptée au cas de l'imagerie MIMO de façon à proposer des systèmes plus simples et rapides.

4.3 Développement d'un formalisme associé à l'imagerie radar MIMO compressive

L'approche développée dans le précédent chapitre aux cas SIMO – qui par application du principe de réciprocité est équivalent au cas MISO – est étendue au cas d'un réseau MIMO. L'exemple présenté correspond à un système monostatique, mais reste applicable aux cas bistatiques. Un composant compressif générique est étudié, connecté à N_a antennes utilisées à la fois pour l'émission et la réception d'ondes électromagnétiques. Il présente ainsi N_a canaux mesurés dans la bande de fréquence d'étude et rassemblés sous la forme d'une matrice $[H]$ de dimensions $N_a \times N_f$, avec N_f le nombre de points fréquentiels (Fig. 4.8).

Lorsqu'une cible est placée devant le réseau d'antennes, l'expression des signaux mesurés dans le plan des antennes est le suivant :

$$\Psi_\omega(\vec{r_s}, \vec{r_r}) = \int_{\vec{r}} G_\omega(\vec{r_s}, \vec{r})\ O(\vec{r})\ G_\omega(\vec{r}, \vec{r_r})\ \partial r \tag{4.6}$$

avec $\vec{r_s}$ et $\vec{r_r}$ les positions respectives des antennes d'émission et de réception et $O(\vec{r})$ la fonction de réflectivité spatiale de la cible estimée à partir de la première approximation de Born. Sous l'action du composant compressif, ces formes d'ondes sont compressées par les propagations aller et retour dans le composant, menant à la formulation suivante du signal mesuré :

$$Y_\omega = \int_{\vec{r_s}} \int_{\vec{r_r}} H_\omega(\vec{r_s})\ \Psi_\omega(\vec{r_s}, \vec{r_r})\ H_\omega(\vec{r_r})\ \partial r_s \partial r_r \tag{4.7}$$

Il est ainsi possible de réaliser une synthèse de ces deux équations sous la forme matricielle afin de faciliter la reconstruction de la signature de la cible $O(\vec{r})$:

$$[Y_\omega] = \underbrace{[H_\omega(\vec{r_s})]}_{1\times N_a}\ \underbrace{[G_\omega(\vec{r_s}, \vec{r})]}_{N_a\times N}\ \underbrace{[O(\vec{r})]}_{N\times N}\ \underbrace{[G_\omega(\vec{r}, \vec{r_r})]}_{N\times N_a}\ \underbrace{[H_\omega(\vec{r_r})]^T}_{N_a\times 1} \tag{4.8}$$

calculée pour chaque pulsation ω de la bande d'étude, avec N le nombre de voxels de

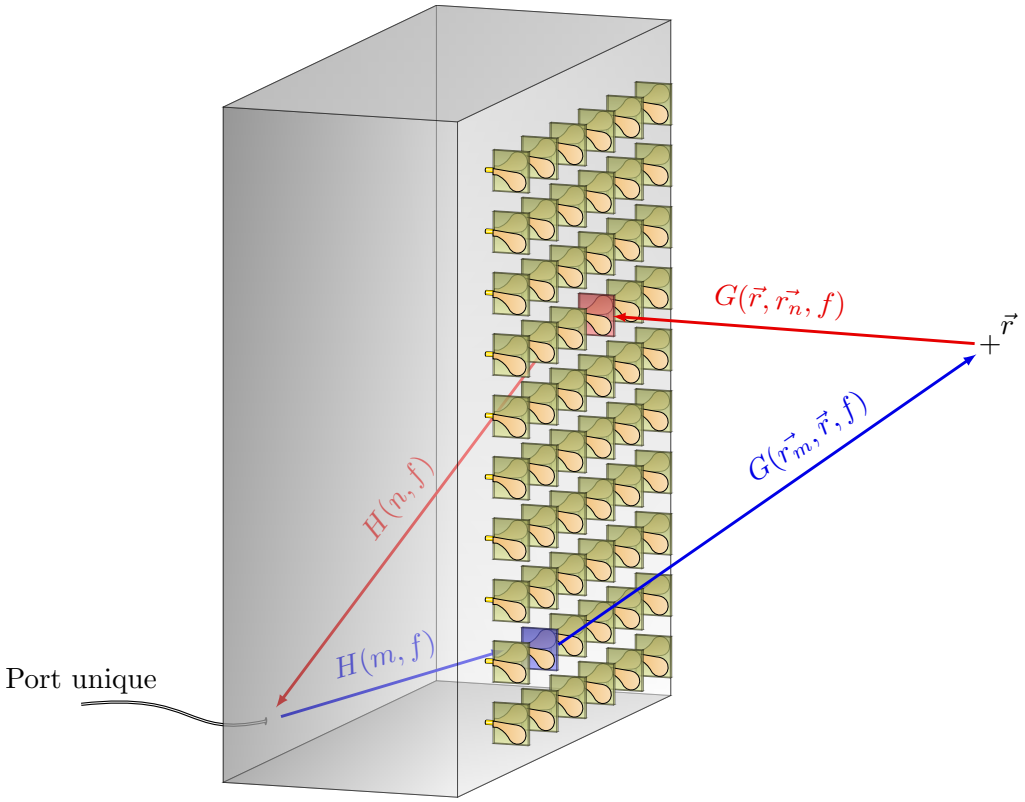


FIGURE 4.8 – Composant compressif connecté à un réseau de N antennes et présentant un port de mesure unique.

la scène. Pour les besoins de la mise en forme du calcul, la matrice $[O(\vec{r})]$ correspond à la signature spatiale de la cible de dimensions $1 \times N$ reproduite sur N colonnes.

Il est alors possible de calculer pour chaque fréquence une estimation de la réflectivité de la cible par pseudo-inversion des canaux du composant et des fonctions de Green (Chapitre 1) :

$$[O_\omega(\vec{r})]_{rec} = [G_\omega(\vec{r_s}, \vec{r})]^+ \; [H_\omega(\vec{r_s})]^+ \; [Y_\omega] \; ([H_\omega(\vec{r_r})]^T)^+ \; [G_\omega(\vec{r}, \vec{r_r})]^+ \tag{4.9}$$

La reconstruction est ensuite extraite au temps de focalisation, afin de mettre en cohérence l'ensemble des composantes utiles reconstruites :

$$[O_{t_0}(\vec{r})]_{rec} = \sum_\omega [O_\omega(\vec{r})]_{rec} \tag{4.10}$$

Cette technique présente de nombreux avantages par rapport aux approches de mesure conventionnelles. En effet, la plupart des démonstrations de systèmes d'imagerie MIMO impliquant un grand nombre d'antennes sont réalisées par mesures séquentielles, utilisant par exemple des matrices de commutations actives. Ces systèmes sont suffisants pour démontrer les performances en terme de résolution des architectures MIMO mais im-

pliquent des temps d'acquisition assez longs, nécessaires à la capture de l'interaction entre chaque paire d'émetteur-récepteur. Dans le cas de systèmes actifs complexes permettant l'émission et la mesure de toutes les formes d'ondes simultanément, il n'est possible de séparer les contributions des signaux reçus en fonction de chaque émetteur qu'en émettant des formes d'ondes orthogonales. Ce système propose ainsi de réaliser ces opérations de façon analogique, tout en compressant les signaux reçus afin de ne capturer qu'un seul signal, permettant une potentielle implémentation de cette technique à de l'imagerie haute-résolution en temps réel. La qualité de la reconstruction dépend évidemment du niveau de corrélation des canaux du composant compressif, à l'instar des expériences présentées dans le précédent chapitre. Ainsi, une preuve de concept est réalisée en supprimant toute contrainte d'intégration afin de démontrer la possible application de cette technique aux radars MIMO.

4.4 Preuve de concept

4.4.1 Composant compressif 3D

Une première expérience est réalisée à partir d'une cellule réverbérante qui avait déjà permis la toute première validation d'imagerie compressive SIMO dans [26]. Ce composant est une cavité métallique de $0.7 \times 0.6 \times 1.1\text{m}^3$. La bande de fréquence de l'expérience est fixée entre 2 et 10 GHz, utilisant 4001 points de mesure, afin de disposer d'une grande diversité modale dans le composant. Les canaux sont réalisés en utilisant des antennes ULB disposées aléatoirement dans la cavité et connectées à l'entrée unique du composant, ainsi qu'à 20 ports de sortie (Fig. 4.9).

FIGURE 4.9 – Mesure des canaux du composant compressif volumique. Des sondes sont aléatoirement réparties dans la cavité, déterminant ainsi les couplages des canaux à chaque mode.

Lors de la mesure, les conditions d'impédance des accès aux antennes sont reproduites en branchant des charges 50Ω à l'ensemble des ports. Un analyseur de réseau vectoriel *Rohde and Scharwz ZVL 13* est utilisé pour mesurer séquentiellement l'ensemble des 20 fonctions de transfert de la cavité. Une première analyse du degré de corrélation des canaux du composant est réalisée à partir d'une décomposition en valeurs singulières des fonctions de transfert rassemblées sous forme matricielle (Fig. 4.10). Une comparaison est réalisée avec une matrice proche de l'idéal, constituée de fonctions de transfert aléatoires à densité de probabilité Gaussienne et déviation standard unité.

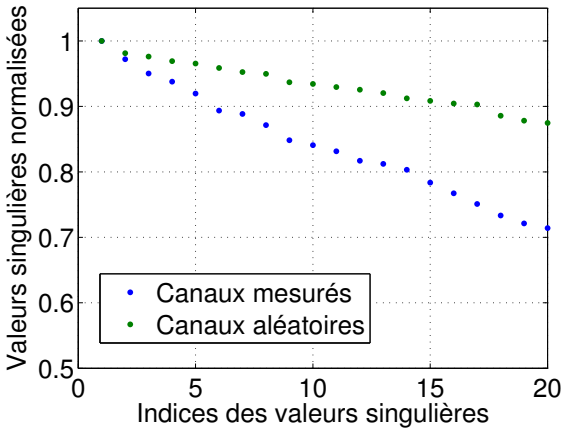


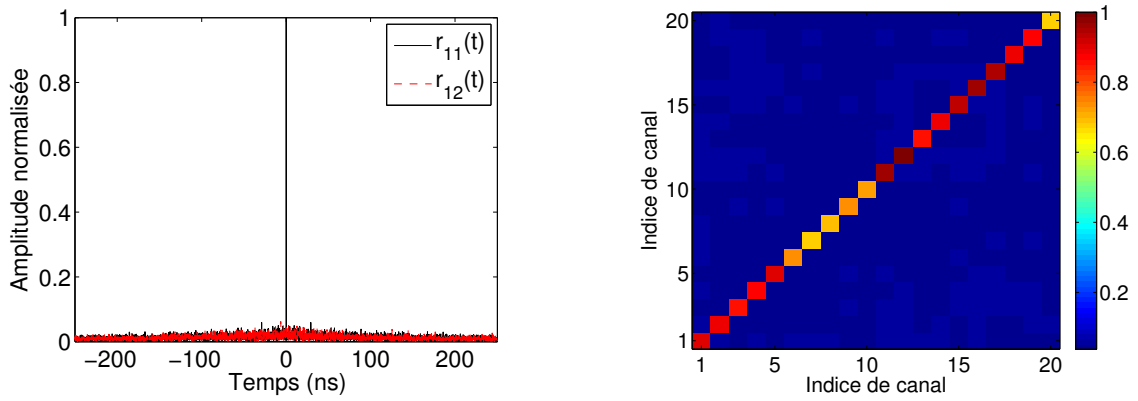
FIGURE 4.10 – Spectre de valeurs singulières de la matrice de fonctions de transfert mesurée, comparée à une matrice aléatoire de dimensions identiques.

Cette comparaison permet de mettre en avant le bon conditionnement de la matrice de fonctions de transfert du composant, signe d'un faible degré de dépendance entre ces canaux. Le niveau de corrélation entre chaque paire de canaux est calculé afin de présenter plus en détail ces niveaux de dépendance (Fig. 4.11).

Cette étude permet de démontrer le faible niveau de corrélation des canaux du composant, avec un rapport moyen de 17 entre niveaux d'autocorrélations et d'intercorrélations. Le niveau normalisé des autocorrélations au temps de focalisation – traduisant les différences énergétiques entre canaux – présente une valeur minimale de 0.68 qui pourra être compensée par des pseudo-inversions, au coût d'une légère augmentation du niveau des termes d'interférences associés.

Un bilan de puissance est de nouveau dressé en calculant la valeur absolue de la moyenne des fonctions de transfert mesurées (Fig. 4.12).

Le rapport moyen d'énergie transmise par le composant dans ce cas est évalué à -25.5 dB/Hz sur la bande $2-10$ GHz. Cette mesure permet de mettre en évidence l'augmentation des pertes en fonction de la fréquence au sein de la cavité, dues notamment à la diminution globale du facteur de qualité de la cavité en fonction de la fréquence (fuites, pertes métalliques ...).



(a) Exemple de ratio entre autocorrélation et intercorrélation des canaux

(b) Niveau de corrélations entre canaux extraits au temps de focalisation

FIGURE 4.11 – Étude du niveau de corrélation des canaux du composant compressif réalisé à partir de la cellule réverbérante.

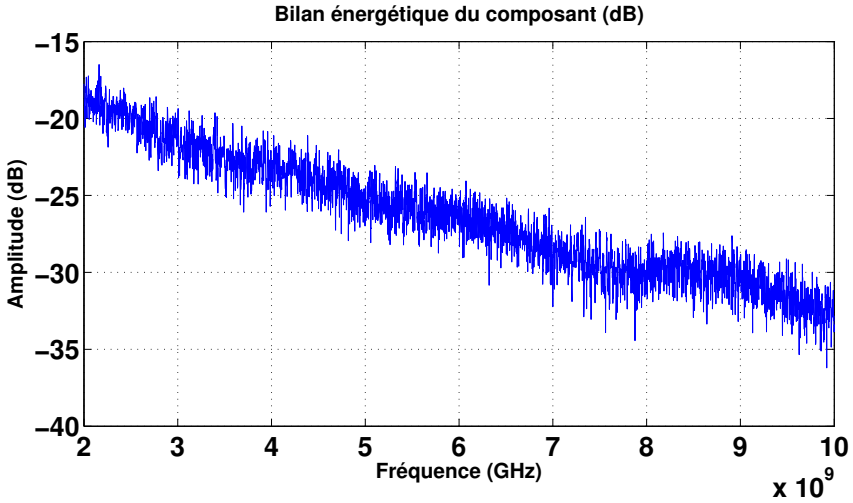


FIGURE 4.12 – Bilan de puissance transmise par le composant volumique.

Des simulations de radar MIMO sont réalisées à l'aide des canaux mesurés afin d'estimer la qualité des images reconstruites par approche compressive.

4.4.2 Simulation d'imagerie MIMO

Au sein d'une simulation calculée à l'aide de *Matlab*, un réseau rectangulaire de 4×5 antennes isotropes est formé dans le plan $y = 0$ (Fig. 4.13), utilisant un espace inter-élément constant de 2.5 $\lambda_{moyen} = 6.25$ cm, inspiré de [11]. Une première simulation est réalisée en plaçant 4 point-cibles isotropes aux coins d'un carré de côtés 0.4m, centré en $x = 0$ et $z = 0$ dans le plan $y = 0.5$ m. Une comparaison est réalisée entre les images obtenues par approche conventionnelle où la matrice d'interaction entre les antennes est

connue, par rapport au cas compressif où cette matrice est estimée à partir de la mesure d'un unique signal compressé par les canaux mesurés précédemment. Pour rappel, la bande de fréquence utilisée est comprise entre 2 et 10 GHz et échantillonnée par 4001 points régulièrement espacés. La reconstruction est effectuée par algorithme *Delay-and-Sum* calculé sur $71 \times 71 \times 71$ voxels discrétisant une scène d'1m^3. Un premier résultat est présenté en 3D, traçant l'isosurface à -10 dB des objets reconstruits (Fig. 4.13).

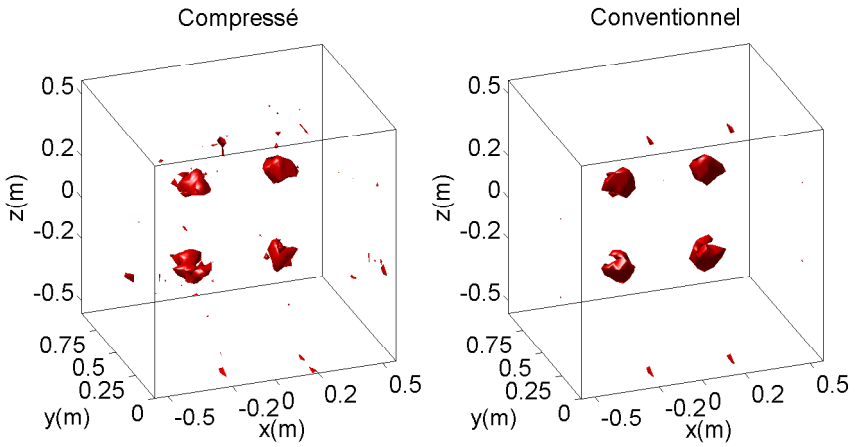


FIGURE 4.13 – Isosurface à -10dB des scènes reconstruites dans les cas compressif et conventionnel.

L'image obtenue par approche compressive présente une qualité de focalisation comparable à celle obtenue dans le cas conventionnel. On pourra toutefois noter la présence de résidus supplémentaires dus à une reconstruction imparfaite de la matrice d'interaction entre antennes. Une coupe est réalisée dans chaque cas dans le plan des cibles en $y = 0.5$ m afin de comparer les deux approches (Fig. 4.14).

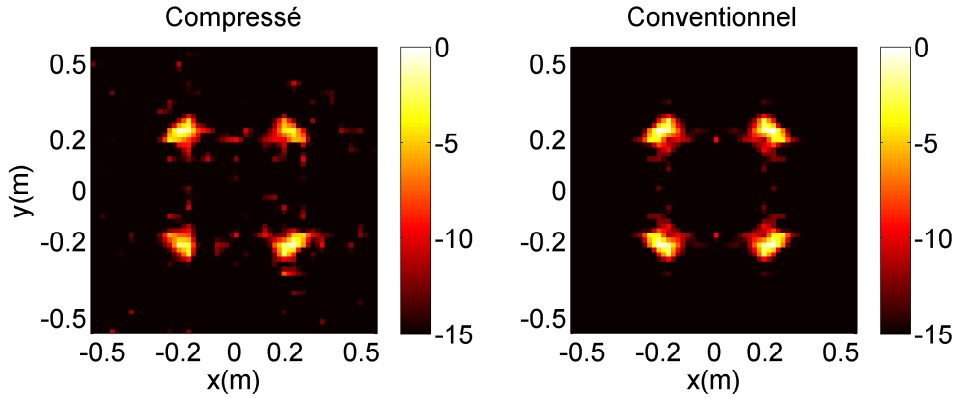


FIGURE 4.14 – Extractions des images reconstruites dans le plan des cibles.

Malgré la présence de légères distorsions apparaissant dans le cas compressif, le faible

niveau de corrélation entre les canaux du composant compressif permet la reconstruction d'images similaires permettant de faire apparaître la position des 4 cibles. L'étude est étendue à la détection d'un objet en forme d'arme à feu, réalisé par un ensemble de cibles à surface équivalente radar isotrope adéquatement placées dans le plan $y = 0.5$ m. La figure (4.15) présente le montage simulé pour cette étude.

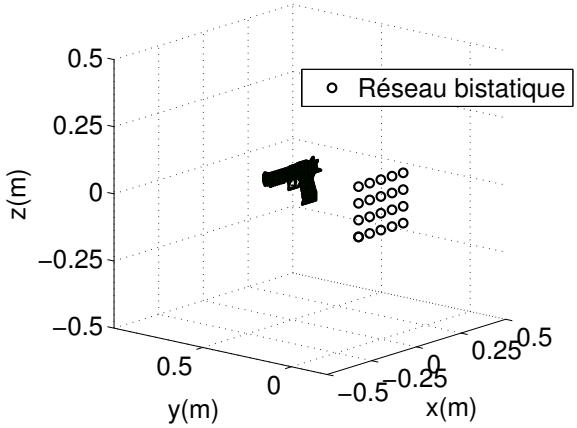


FIGURE 4.15 – Montage simulé par *Matlab*

Une nouvelle fois, un algorithme de type *Delay-and-Sum* est appliqué sur les mêmes voxels que précédemment afin de reconstruire des images en 3D dont les isosurfaces à -10 dB des résultats normalisés sont présentées en figure (Fig. 4.16)

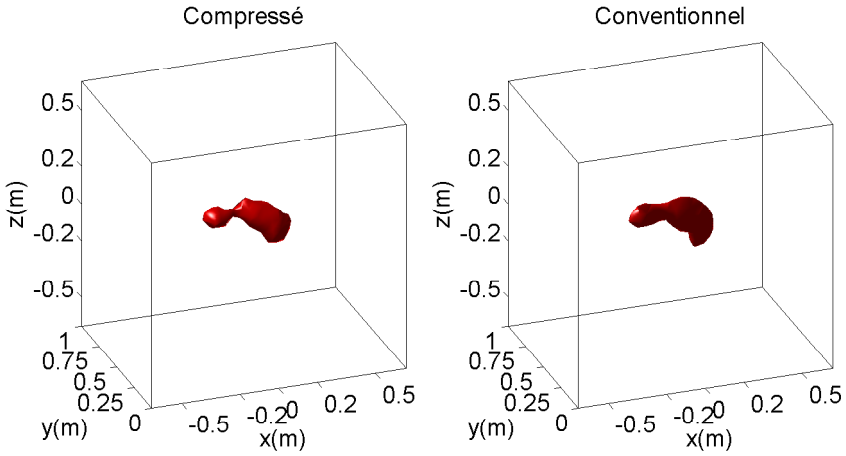


FIGURE 4.16 – Reconstruction en 3D de l'arme à feu par approches compressive et conventionnelle.

Une fois de plus, l'approche compressive permet l'obtention de résultats relativement proche du cas conventionnel idéal, malgré une moins bonne reconstruction de la forme du canon. Une vue plus détaillée est extraite du plan $y = 0.5$m et présentée en figure (4.17).

La comparaison met en évidence la moins bonne reconstruction de la forme du pistolet

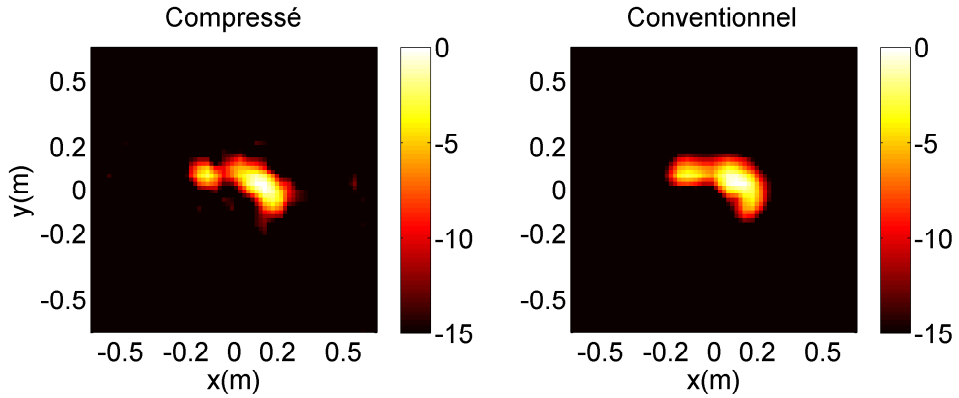


FIGURE 4.17 – Extraction des images reconstruites dans le plan de la cible.

dû à un effet destructif apparu par mise en cohérence des éléments reconstruits. Les résultats restent néanmoins satisfaisants et tendent vers la limite de résolution présentée dans le cas conventionnel, imposée par les dimensions du réseau utilisé. Un montage est mis en place afin de valider expérimentalement ce principe.

4.4.3 Validation expérimentale

Un réseau équivalent à celui simulé dans la précédente partie est mis en place, connecté aux canaux de la cellule réverbérante faisant office de composant compressif. Le port de sortie unique du composant est relié à un analyseur de réseau, piloté un ordinateur via un programme Matlab afin d'automatiser la capture et le calcul de l'image 3D associée, après reconstruction de la matrice d'interaction entre antennes. Le montage complet est présenté en figure (4.18).

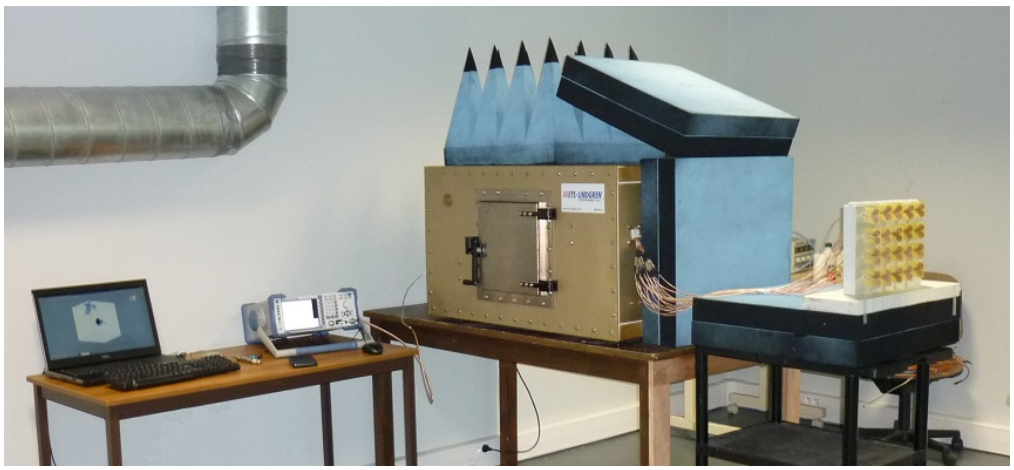


FIGURE 4.18 – Montage expérimental développé pour la première validation d'imagerie MIMO compressive.

4.4.3.1 Reconstruction par backpropagation

Une boule métallique de 7.5 cm de diamètre est placée à une distance 50 cm d'un réseau d'antennes Vivaldi antipodales adaptées sur la bande 2-10 GHz (Fig. 4.19).

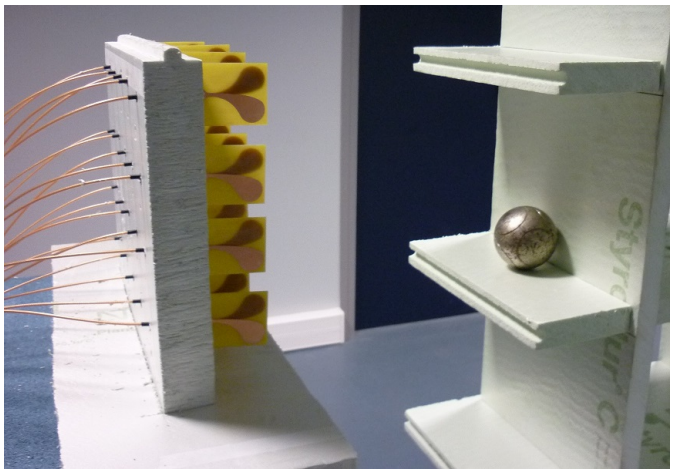


FIGURE 4.19 – Boule métallique de 7.5 cm de diamètre placée dans le plan $y = 0.5$m par rapport au réseau d'antennes.

Une première mesure est effectuée sans cible afin d'extraire la réponse uniquement due aux réflexions de la cavité métallique et au couplage des antennes. Celle-ci est retranchée aux mesures réalisées en présence d'objets à imager de façon à ne considérer que leurs contributions compressées par les canaux du composant. Une mesure est réalisée en présence de la cible sphérique, à partir de laquelle une matrice d'interaction entre antennes est reconstruite, permettant le calcul d'une image en trois dimensions (Fig. 4.20).

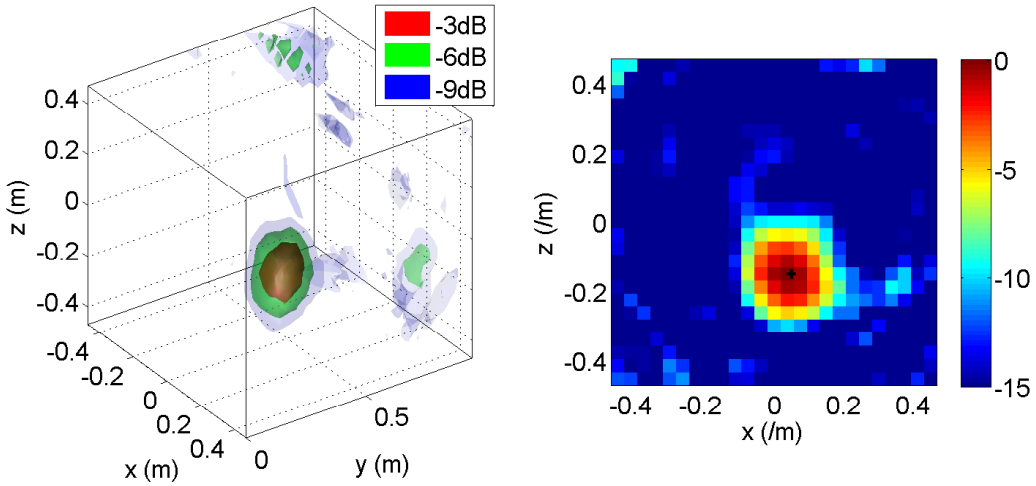


FIGURE 4.20 – Image reconstruite en 3D et extraction dans le plan $y = 0.5$ m. La croix noire correspond à la position mesurée de la boule.

L'image est découpée en $26^3 = 17576$ voxels répartis dans un volume de $0.93^3 m^3$, impliquant un temps de calcul de 808 secondes.

La position de la cible est reconstruite à un emplacement correspondant à celui mesuré à l'aide d'un mètre ruban. Il est possible de deviner la forme sphérique de l'objet, malgré la présence de résidus dont le niveau surpasse les prédictions théoriques. L'étape de caractérisation des canaux s'est avérée délicate et à de façon probable introduit de légères modifications des canaux mesurés. En effet, des câbles fins et souples sont utilisés, dont les mouvements et le couplage mutuel tendent à introduire des distorsions dans les images finalement reconstruites.

4.4.3.2 Reconstruction par *Range Migration Algorithm*

Afin de pallier ces difficultés, un nouveau réseau est réalisé à l'aide de câbles SMA semi-rigides présentant un plus faible niveau de fuite responsable de couplages entre fonctions de transfert du composant, et étant moins sensibles aux mouvements nécessaires à leur caractérisation. La forme du réseau est aussi modifiée afin de créer une ouverture rayonnante équivalente plus grande et, par la même occasion d'améliorer la résolution du système d'imagerie. Ainsi, un réseau en forme de croix est mis en place tout en maintenant le même espace entre éléments afin de reproduire l'expérience présentée dans [11]. Le but de cette expérience est ainsi de remplacer le commutateur utilisé dans cette référence par un composant compressif permettant de faire une capture instantanée de la scène à imager. Une cible en aluminium en forme d'arme à feu est placée en face du réseau à une distance de 50 cm (Fig. 4.21).

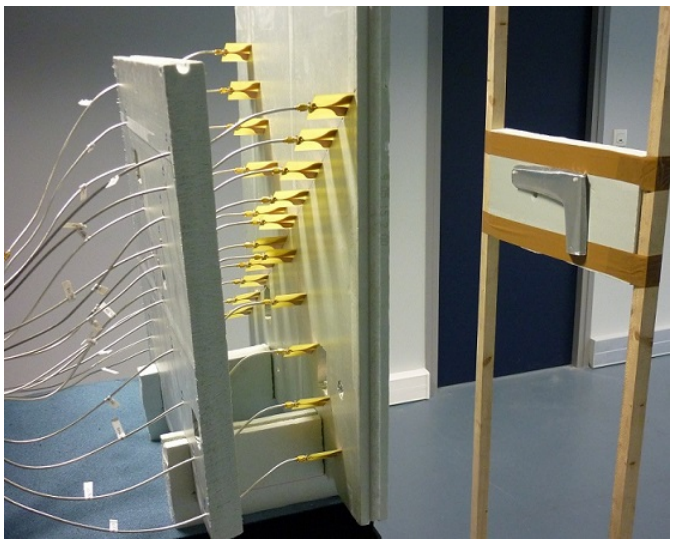


FIGURE 4.21 – Objet en aluminium en forme d'arme à feu placé devant le réseau en croix.

La reconstruction est réalisée selon le principe développé dans [11], afin d'optimiser

le temps de calcul. Pour rappel, cette technique est basée sur la décomposition en ondes planes des rayonnements émis et reçus. L'image est reconstruite sur $50 \times 50 \times 100 = 250\,000$ voxels répartis dans un volume de $0.67 \times 0.67 \times 0.40\text{m}^3$. Le calcul de l'image est effectué en seulement 1.8 secondes grâce à l'implémentation de l'algorithme de *range migration* issu de [11], basé sur l'utilisation de transformées de Fourier rapides.

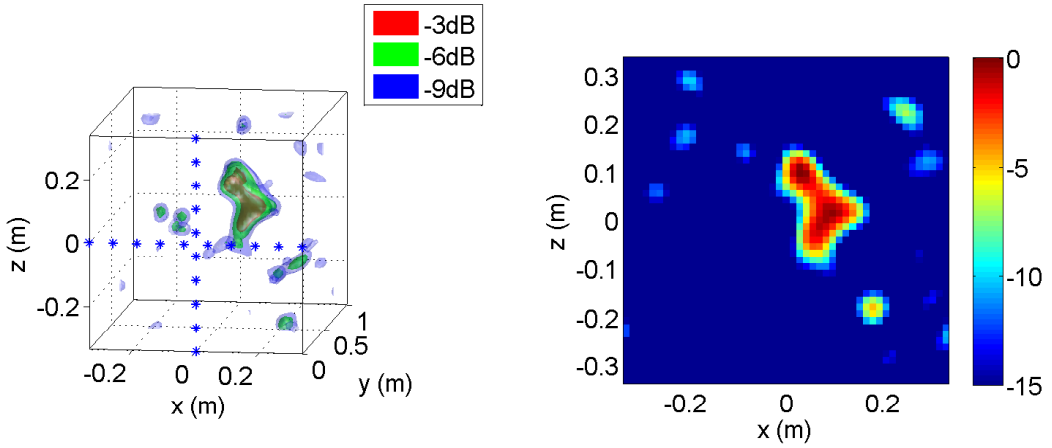


FIGURE 4.22 – Image reconstruite en 3D et extraction dans le plan $y = 0.5$ m.

Cette reconstruction permet de distinguer la forme de l'objet métallique dans l'espace, calculée en un temps relativement court grâce à ce nouvel algorithme. La reconstruction étant orientée selon les axes des antennes, l'image obtenue subit une rotation de 45° par rapport à l'horizon. La reconstruction n'est cependant pas idéale, des artefacts sont ainsi reconstruits autour de l'arme dus à une reconstruction imparfaite des signaux d'interaction entre antennes. Les performances de ce système permettent néanmoins de disposer de la dynamique nécessaire à la reconstruction de cibles simples dans l'espace.

Ces expériences basées ont ainsi permis de valider la faisabilité d'imagerie microonde compressive MIMO, et la compatibilité de cette technique avec des algorithmes performants. Plusieurs points critiques ont pu être identifiés lors de ces manipulations :

— L'étape de caractérisation des canaux s'est avérée délicate, notamment lorsque des câbles fins étaient utilisés. Le système mis en place était en effet très sensible aux mouvements de ceux-ci qui sont difficiles à éviter lors des vissages-dévissages des connecteurs SMA.
— Le couplage entre câbles est aussi un élément à considérer dans la mesure où il crée une plus forte dépendance entre les fonctions de transfert du composant et est source de non-stationnarité de celles-ci.

— L'aveuglement causé par une mesure en réflexion à l'entrée du composant a pu être partiellement compensé par une soustraction de la réponse à vide du système d'imagerie, mais constitue une perte importante de la dynamique de mesure de notre appareil.

4.5 Conclusion

La technique compressive introduite par ces travaux de thèse a finalement pu être appliquée au cas d'une architecture MIMO, permettant de simplifier drastiquement l'architecture active requise pour l'émission et la réception de nombreux signaux indépendants sur une très large bande passante. La validation de ce principe a pu être réalisée expérimentalement à l'aide d'un composant compressif présentant une diversité modale idéale, requise pour la compression de ces signaux. La compatibilité de cette approche avec les algorithmes d'imagerie existants, capables de traiter des matrices d'interaction MIMO dans le domaine ultra large bande en des temps relativement faibles. Ce principe a ainsi pu être appliqué à la réalisation de systèmes compressifs d'imagerie présentant des ouvertures rayonnantes adaptées à la reconstruction de scènes en trois dimensions. Des formes simples ont ainsi pu être reconstruites à partir d'un unique signal mesuré dans chaque scénario. Ce concept d'imagerie étant validé dans le cadre prospectif de ces travaux, de nombreuses études restent à faire afin d'optimiser les performances, le bilan énergétique et la forme des cavités utilisées. Le but de cette approche serait ainsi de développer des composants satisfaisant les contraintes des diverses applications auxquelles il serait possible d'adapter ce principe, telles que l'imagerie médicale et la détection d'objets enfouis (Fig. 4.23).

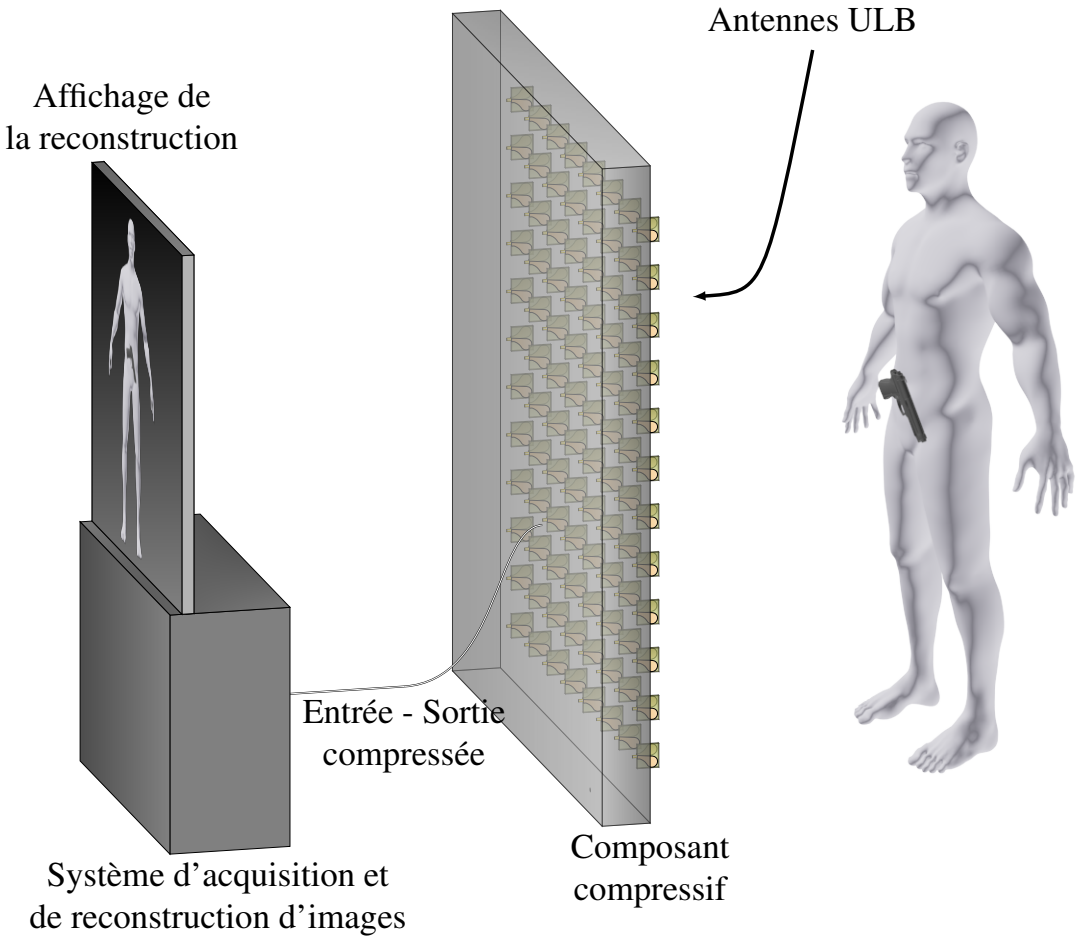


FIGURE 4.23 – Exemple de possible application de la technique compressive d'imagerie étudiée dans ces travaux.

Conclusion et Perspectives

Ces travaux de thèse ont porté sur le développement d'une technique de compression permettant de simplifier les architectures radars. Cette approche permet la reconstruction des signaux indépendants émis et reçus par les antennes afin d'appliquer des algorithmes d'imagerie avancés.

Ces travaux ont été introduits par une synthèse des approches de formation de faisceaux et d'imagerie existantes dans le domaine microonde afin de mettre en évidence les avantages et inconvénients de chaque technique. Les architectures basées sur la conversion numérique des signaux reçus se sont montrées particulièrement adaptées aux cas d'imagerie en champ proche où les opérations appliquées aux signaux sont propres à chaque voxel de l'espace à imager. Cependant, l'inconvénient majeur d'une telle approche s'est révélée résider dans la quantité de matériels actifs nécessaires au contrôle indépendant de l'ensemble des formes d'ondes émises et reçues. Une technique d'acquisition compressive a ainsi été développée dans l'optique de simplifier les architectures d'émission et de réception des signaux de systèmes radars tout en garantissant la connaissance de l'interaction entre chaque couple d'antennes. Le développement du formalisme mathématique associé à ces compressions a ensuite été développé, mettant en évidence les propriétés nécessaires aux composants utilisés pour ces applications.

Un premier type de composant compressif a ainsi pu être développé, basé sur l'utilisation de substrat microonde afin de contraindre les volumes de ceux-ci. Exploitant la diversité fréquentielle présente dans ces cavités à deux dimensions, il a été possible d'obtenir des jeux de canaux présentant un faible degré de corrélation nécessaire à la reconstruction des signaux compressés. L'utilisation de rupture de propagation périodique s'est avérée utile dans ces conditions, permettant d'augmenter la densité de modes présents sur une bande d'étude. Un autre type de composant planaire basé sur l'introduction d'une rupture de propagation convexe a aussi été étudié, démontrant l'impact des conditions de propagation chaotiques sur la répartition spatiale des modes de la cavité. Obtenant des conditions de propagation ergodiques, il a ainsi été possible d'obtenir des canaux de composant compressif décorrélés sur une bande de fréquence intrinsèquement illimitée par le composant. L'introduction de la décomposition en valeurs singulières en tant que critère de mérite a permis d'étudier dans chaque cas la quantité d'états indépendants présents dans les cavités, support de la compression pour ces applications. Enfin, ces composants ont pu être adaptés à plusieurs applications d'imagerie et de formation de faisceaux, telles que l'imagerie en temps réel d'une cible mobile, le développement de grands réseaux d'antennes et enfin l'utilisation de plusieurs ports de mesure permettant d'améliorer les performances des approches classiques d'imagerie.

La reconstruction des signaux compressés par les composants a constitué un sujet d'étude à part entière lors de cette thèse. Étant limité physiquement par la diversité modale présente dans chaque composant, notamment lorsque ceux-ci ont un volume limité, l'inversion de leurs impacts tendait à présenter des problèmes de conditionnement traduisant une trop grande dépendance entre les fonctions de transfert à compenser. Des techniques issues du domaine des problèmes inverses ont ainsi pu être adaptées à ces approches afin de ne pas subir les imprécisions liées à ces problèmes mal posés. Des approches directes ont ainsi été adaptées, basées sur la régularisation de Tikhonov et la décomposition en valeurs singulières tronquées. Des approches itératives ont enfin été développées dans ce cadre afin de réaliser des reconstructions progressives des signaux compressés, permettant d'améliorer les performances obtenues par approches directes.

Une nouvelle approche de compression basée sur l'utilisation de filtres à ondes de surface a permis de présenter un nouveau composant compressif miniature. En effet, les différences des vitesses de propagation entre domaines électromagnétique et acoustique permettent d'obtenir des compressions des circuits réalisés de 5 ordres de grandeur. Il a ainsi été possible de développer des jeux de filtres dispersifs à réponses orthogonales par le codage des différents temps de propagation de chaque fréquence. De nouvelles expériences basées sur le développement de doubles transducteurs codés seront prochainement menées afin de mettre en évidence des bilans de puissance optimisés et de nouveaux degrés de liberté pour le codage comparé aux premiers prototypes présentés dans ce manuscrit (Fig. 4.24).

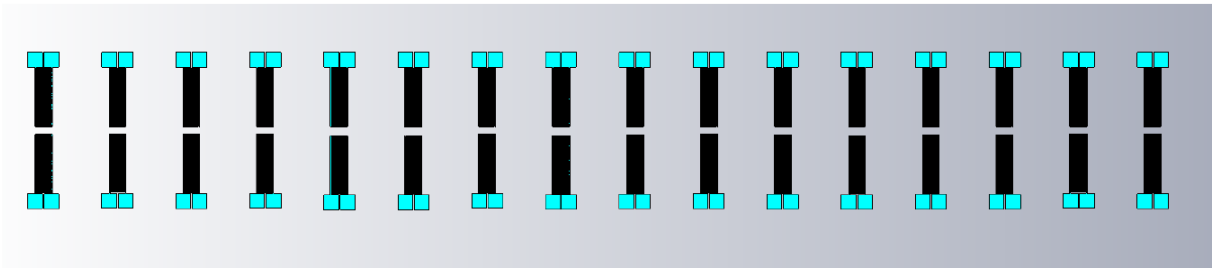


FIGURE 4.24 – Layout des filtres à double transducteurs codés.

Le packaging de ces filtres sera enfin réalisé afin de concevoir un radar compressif à 16 voies. Cette étude permettra ainsi de concevoir un nouveau prototype basé sur l'utilisation de filtres SAW, qui sera validé dans le cadre d'expériences d'imagerie radar orientées vers la détection de drones en extérieur.

La dernière partie de ce manuscrit a présenté l'application de cette approche compressive au cas des architectures de radars MIMO. Adaptant le formalisme à ce problème,

il a ainsi été démontré qu'il est possible de reconstruire la matrice d'interaction entre plusieurs antennes émettrices et réceptrices d'un système d'imagerie à partir d'un unique signal mesuré, compressé de façon passive par la propagation dans un composant. Cette approche a pu être validée expérimentalement à l'aide d'un démonstrateur afin de réaliser des reconstructions en trois dimensions d'objets métalliques.

Ces travaux étant réalisés dans un cadre prospectif, de nombreuses études et optimisations restent à mener, notamment dans le cadre de l'imagerie MIMO en champ proche qui présente des perspectives particulièrement intéressantes dans le domaine de la détection d'objets enfouis pour la sécurité, notamment dans le cadre de scanners d'aéroport. Cette technique n'a pas pour vocation de remplacer l'ensemble des systèmes existants qui ont pu être optimisés par des décennies d'utilisation, mais de proposer une nouvelle approche aux problèmes d'imagerie, notamment dans les cas où les systèmes conventionnels sont limités par leur complexité, leur souplesse ou leur coût.

L'ensemble des bilans de puissance présentés dans ce manuscrit ont permis de mettre en avant la principale faiblesse de cette approche qui nécessite le développement de réponses dispersives incompatibles avec l'obtention d'accès parfaitement adaptés. Des solutions sont à l'étude pour l'optimisation de l'efficacité de rayonnement des composants.

Un nouveau composant réverbérant a été réalisé afin de se dispenser des principales contraintes du premier prototype qui résidaient essentiellement dans l'utilisation de câbles permettant de relier la cavité aux antennes et aux sondes ultra large bande. Ce composant est conçu de façon à relier directement les éléments rayonnants à sa façade (Fig. 4.25).

À l'instar du précédent prototype, des sondes ultra large bande sont disposées aléatoirement dans le volume de ce composant de façon à obtenir des fonctions de transfert décomposables en des sommes de modes différents (Fig. 4.26).

L'utilisation de deux accès va ainsi permettre d'améliorer la dynamique des informations mesurées. Pour ce faire, une caractérisation de 2×24 canaux est nécessaire dans la mesure où les ondes n'emprunteront pas les mêmes canaux à l'aller et au retour dans le composant, permettant ainsi d'augmenter la diversité fréquentielle utilisée pour la compression de la matrice d'interaction entre antennes.

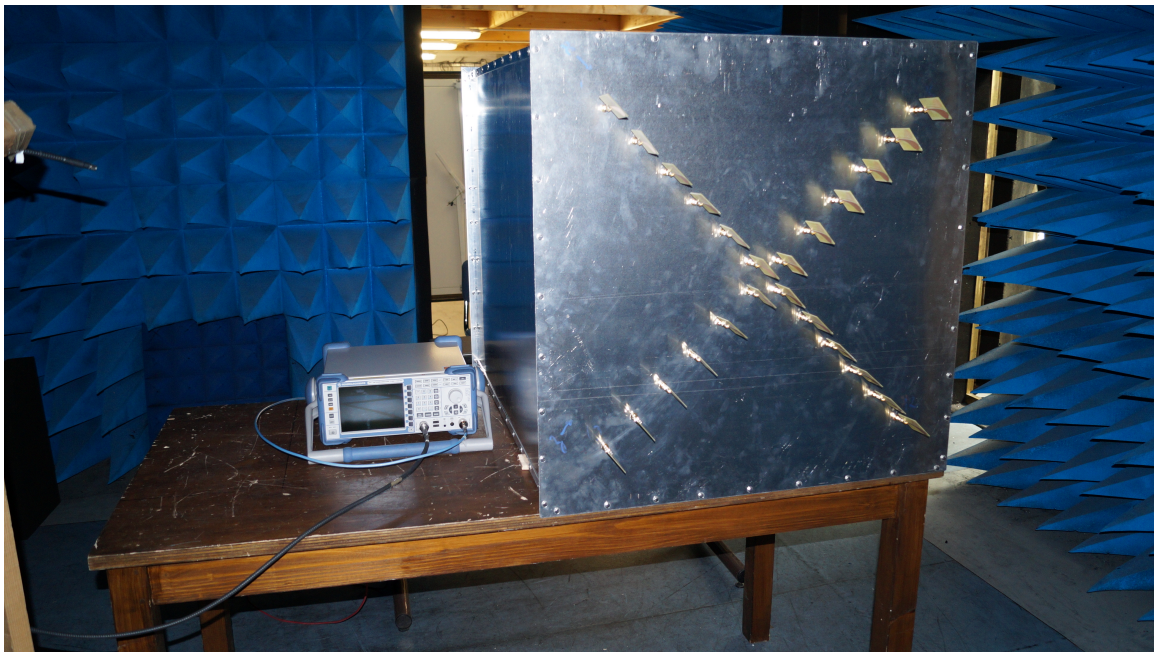


FIGURE 4.25 – Nouveau composant relié à un réseau de 24 antennes en croix.

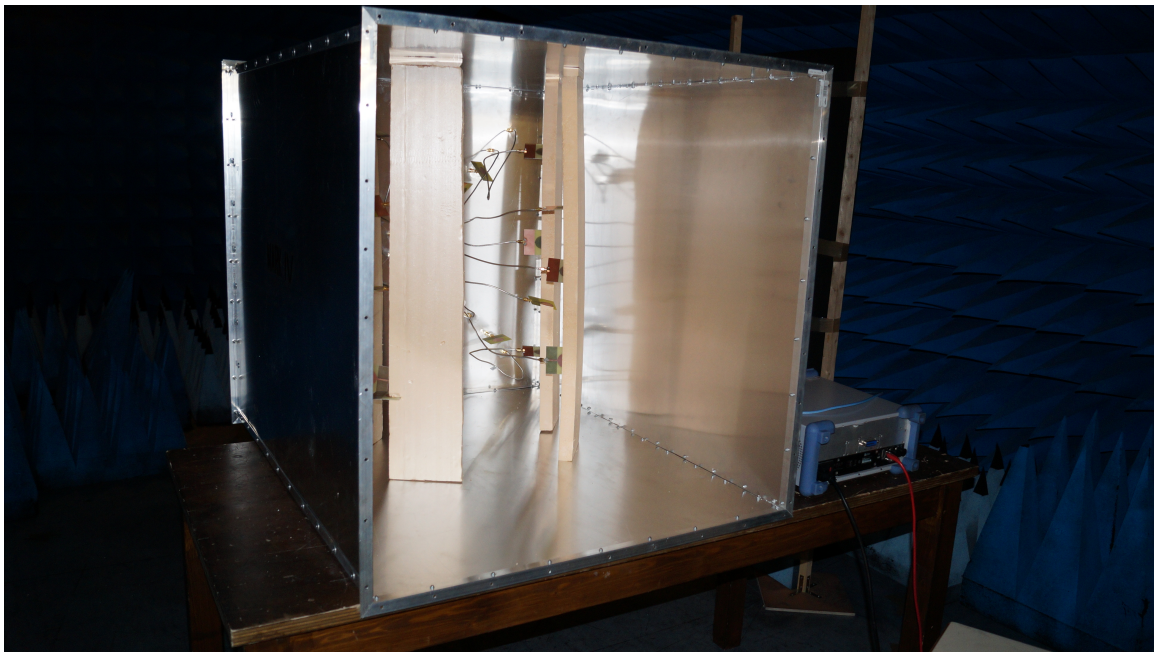
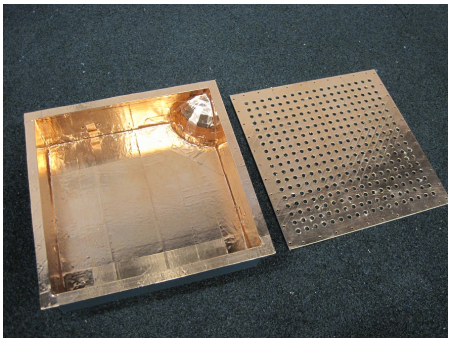
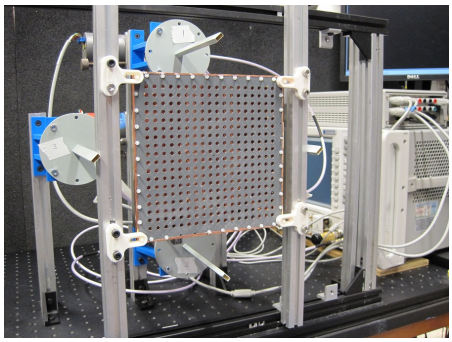


FIGURE 4.26 – Nouveau prototype relié à des sondes ultra large bande.

Ces travaux auront aussi permis d'initier une collaboration entre les universités de Limoges et de Duke en Caroline du Nord dans le cadre d'un séjour de recherche effectué dans l'équipe du CMIP (Center for Metamaterials and Integrated Plasmonics) dirigée par David R. Smith. Ce partage aura notamment permis le développement d'une expérience basée sur l'utilisation d'une cavité chaotique à fuites appliquée à l'imagerie compressive (Fig. 4.27).



(a) Intérieur de la cavité chaotique.



(b) Montage complet de la cavité associée à 4 sondes contrôlées par des commutateurs.

FIGURE 4.27 – Montage de l'expérience mis en place à l'Université de Duke.

Cette cavité a été réalisée par impression 3D plastique puis métallisée afin de concevoir un composant rayonnant des diagrammes très sélectifs spatialement et variant en fonction de la fréquence. Le principe est ainsi équivalent aux approches développées précédemment, incluant la partie radiative du composant dans les réponses de celui-ci. À partir de l'approche développée par l'équipe de David Smith basée sur une caractérisation en champ proche du composant, il a été possible de reconstruire la signature de cibles métalliques dans l'espace dans la bande $17.5 - 26.5$ GHz, mesurant l'interaction de ce composant avec 4 sondes de champ (Fig. 4.28).

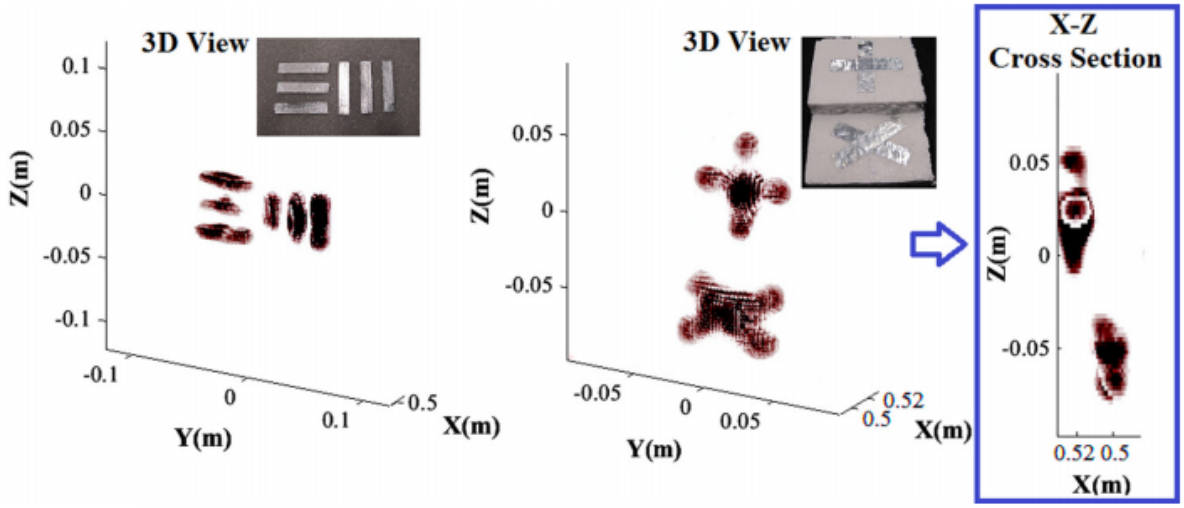
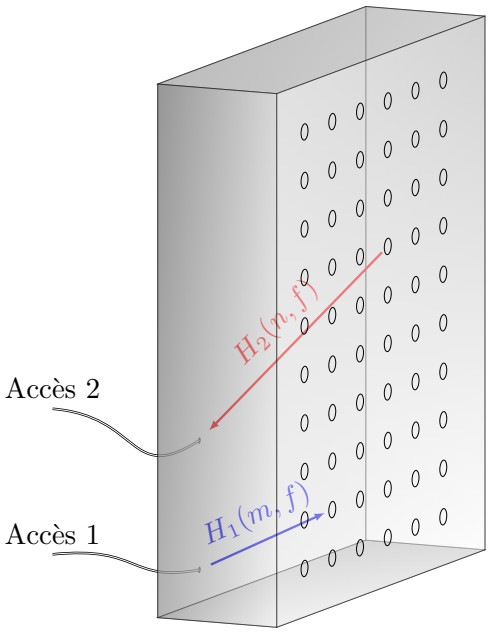


FIGURE 4.28 – Réseau bistatique d'antennes isotropes simulé avec Matlab

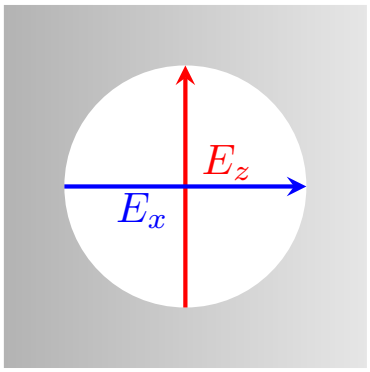
Ces approches ont fait l'objet d'une publication et d'un brevet conjoint entre les universités de Duke et Limoges en cours de dépôt.

De prochaines études seront axées sur l'exploitation des informations de polarisation

qui n'ont pour l'instant pas été considérées. Celles-ci représentent en effet une nouvelle source de diversité qui permettrait d'améliorer la reconstruction des formes d'ondes rayonnées et reçues [75]. Un nouveau composant pourrait ainsi être conçu en remplaçant les antennes par des ouvertures circulaires capables de rayonner les deux composantes transverses du champ transmis à l'ouverture (Fig. 4.29).



(a) Composant dont les parties rayonnantes sont des ouvertures circulaires.



(b) Polarisations croisées rayonnées par les ouvertures circulaires.

FIGURE 4.29 – Futur prototype pour l'image polarimétrique.

Il sera alors nécessaire d'adopter une nouvelle approche de caractérisation du composant, basée sur l'utilisation d'une mesure du champ proche rayonné. Cette caractérisation sera réalisée pour les deux composantes transverses orthogonales du champ electrique, à l'aide de guides d'onde. Ces informations permettront ainsi de reconstruire l'interaction entre les différentes polarisations émises et reçues dans l'ouverture en fonction de l'interaction des ondes avec les cibles à imager.

Enfin, de nouvelles approches de reconstruction pourront être imaginées. Le principe basé sur la première approximation de Born utilisée dans ces travaux ne représente pas nécessairement la seule alternative possible pour la technique d'imagerie compressive présentée dans ces travaux. Il serait en effet possible d'imaginer chercher non pas la signature de chaque voxel de l'espace dans les signaux compressés, mais la signature de différentes formes qui pourraient être reconstruites à condition de former un ensemble orthogonal à travers la réponse du composant.

Publications

Journaux internationaux avec comité de lecture

1. A Precorrection method for passive UWB time-reversal beamformer
   Thomas Fromenteze, David Carsenat, Cyril Decroze
   Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE 12, 836-840, 2013

2. Passive Beamforming Using Surface Acoustic Wave Filters
   Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, David Carsenat,
   Aurelian Crunteanu, Matthieu Chatras, Damien Passerieux
   Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE 14, 76 - 79, 2014

3. Waveform coding for passive multiplexing : Application to microwave imaging
   Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, David Carsenat
   Transactions on Antennas and Propagation, IEEE 63 (2), 593 - 600, 2015

4. Clean Deconvolution Applied to Passive Compressed Beamforming
   Thomas Fromenteze, Ettien Kpré, David Carsenat, Cyril Decroze, 2015
   Progress in electromagnetic research C 56, 163-172

5. Computational imaging using a mode-mixing cavity at microwave frequencies
   Thomas Fromenteze, Okan Yurduseven, Mohammadreza F Imani,
   Jonah Gollub, Cyril Decroze, David Carsenat, David R. Smith
   Applied Physics Letters 106 (19), 2015

Brevet

1. Mode-Mixing Chaotic Cavity for Microwave Imaging
   Okan Yurduseven, Thomas Fromenteze, Jonah Gollub, Mohammadreza F. Imani,
   Cyril Decroze, David Carsenat, David R. Smith
   En cours de dépôt

Conférences internationales avec comité de lecture

1. Miniaturized device for passive microwave UWB beamforming
   Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, David Carsenat
   Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference on, 354-358

2. Passive UWB Multiplexing device for a Single-Port MIMO RADAR
   T Fromenteze, C Decroze, D Carsenat
   Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International, 1-4

3. UWB passive beamforming for large antenna arrays
   Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, David Carsenat
   Ultra-WideBand (ICUWB), 2014 IEEE International Conference on, 47-50

4. Unification of Compressed Imaging Techniques in the Microwave Range and Deconvolution Strategy
   Thomas Fromenteze, Ettien Kpré, Cyril Decroze, David Carsenat, Okan Yurduseven, Mohammadreza Imani, Jonah Gollub, David R. Smith
   Proceedings of the 12th European Radar Conference (EuRAD), European Microwave Week, 2015

5. Passive UWB Beamforming : a N to M Compression Study
   Thomas Fromenteze, Ettien Kpré, Cyril Decroze, David Carsenat
   Proceedings of the 12th European Radar Conference (EuRAD), European Microwave Week, 2015

6. Experimental Implementation of an Ultra-Wide Band MIMO Radar
   Ettien Kpré, Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, David Carsenat
   Proceedings of the 12th European Radar Conference (EuRAD), European Microwave Week, 2015

Conférences nationales avec comité de lecture

1. Imagerie MIMO ULB à haute résolution par un composant passif à port unique
   Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, David Carsenat, Ettien Kpré
   19^e Journées nationales micro-ondes, 2015

2. Filtres à ondes de surface appliqués au multiplexage passif
   Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, David Carsenat, Aurelian Crunteanu, Matthieu Chatras, Damien Passerieux
   19^e Journées nationales micro-ondes, 2015

3. Algorithme de projection pour l'imagerie microonde à haute résolution en temps réel
   Thomas Fromenteze, Ettien Kpré, Cyril Decroze, David Carsenat, Jonah Gollub, David R. Smith
   19^e Journées nationales micro-ondes, 2015

4. Mise en oevre expérimentale d'un Radar MIMO Ultra-Large Bande
   Ettien Kpré, Cyril Decroze, David Carsenat, Thomas Fromenteze
   19^e Journées nationales micro-ondes, 2015

Communication nationale

1. Formation de faisceaux par codage de formes d'onde : Application à l'imagerie microonde passive
   Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, David Carsenat
   GDR ISIS-Ondes, 2013

Prix et distinctions

1. Prix de la meilleure présentation orale
   4^e *Workshop étudiant de l'institut de recherche Xlim*

2. EuRAD Young Engineer Prize - 2015
   18^{th} *European Microwave Week - European Microwave Association*

Annexe A

De la formulation de Maxwell à l'expression des potentiels retardés

A.1 La formulation de Maxwell

L'ensemble des systèmes présentés dans cet ouvrage repose sur l'exploitation d'informations collectées en mesurant des champs électromagnétiques. Il est donc nécessaire d'introduire quelques notions fondamentales liées au rayonnement et à la mesure d'ondes. L'ensemble de quatre équations différentielles dérivées des travaux de James Clerk Maxwell décrit les phénomènes fondamentaux régissant l'électromagnétisme, établis en continuité de précédents travaux sur l'électricité et le magnétisme réalisés notamment par André-Marie Ampère, Michael Faraday, James Joule et William Thomson.

1802 **T. Young :** Mise en évidence de la nature ondulatoire de la lumière

1820 **H.C. Ørsted :** Découverte d'une relation entre électricité et magnétisme [76]

1821 **A.M. Ampère :** Développement des observation d' Ørsted [77][78]

1831 **M. Faraday :** Découverte du phénomène d'induction électromagnétique

1842 **W. Thomson :** Analogie mathématique entre électrostatique et propagation de la chaleur [79]

1849 **H. Fizeau :** Mesure de la vitesse de la lumière

1865 **J.C. Maxwell :** Unification de l'électromagnétisme (20 équations, 20 inconnues) [80]

1867 **C.F. Gauss :** Relation entre circulation de charges et flux électrique (développé en 1835)

1881 **J.C. Maxwell :** Ré-écriture de la théorie électromagnetique sous la forme de 8 équations [81]

1888 **H. Hertz :** Démonstration expérimentale de la validité des équations de Maxwell [82] [83]

1891 **O. Heaviside :** Ré-écriture vectorielle des équations de Maxwell (4 équations, 4 inconnues)[84]

1897 **A. Popov :** Détection d'un navire de guerre lors d'une rupture de faisceau de communication

1900 **N. Tesla :** Théorie de détéction à distance basée sur l'écholocalisation d'ondes radio

1901 **G. Marconi :** Transmission d'ondes radio à travers l'Atlantique

1904 **C. Hülsmeyer :** Premier brevet de détection par ondes électromagnétiques (Telemobiloskop)

1909 **G. Marconi et K.F. Braun :** Prix nobel pour l'invention de la radio (contributions)

1919 **R. Watson-Watt :** Développement du premier système de détection à impulsions EM

1922 **G. Marconi :** Développement d'un écholocalisateur électromagnétique

1935 **R. Watson-Watt :** Brevet d'un système de détection à ondes pulsées appelé RADAR

1965 **A. Penzias et R. Wilson :** Prix nobel pour la découverte du rayonnement cosmologique

1981 **Seasat :** Premier satellite civil d'imagerie radar

1993 **D. Massonnet :** Principe d'imagerie interférométrique par un satellite

FIGURE A.1 – Historique des faits marquants ayant amené à la fondation de la théorie de l'électromagnétisme puis à la création des radars.

Lorsque le volume étudié est vide et contient des distributions de charges et de courants électriques, ces équations prennent la forme vectorielle suivante :

$$\vec{\nabla}.\vec{E}(\vec{r},t) = \frac{\rho(\vec{r},t)}{\epsilon_0} \tag{A.1}$$

$$\vec{\nabla}.\vec{B}(\vec{r},t) = 0 \tag{A.2}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r},t) = -\frac{\partial \vec{B}(\vec{r},t)}{\partial t} \tag{A.3}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{B}(\vec{r},t) = \mu_0 \vec{J}(\vec{r},t) + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}(\vec{r},t)}{\partial t} \tag{A.4}$$

Parmi l'ensemble des notions introduites dans ces équations, les termes $\vec{E}(\vec{r},t)$ et $\vec{B}(\vec{r},t)$ correspondent respectivement aux champs électrique et magnétique. Les constantes ϵ_0 et μ_0 sont les permittivité diélectrique et perméabilité magnétique du vide. Enfin les densités volumiques de charges et courants électriques du milieu étudié sont notées respectivement $\rho(\vec{r},t)$ et $\vec{J}(\vec{r},t)$. L'ensemble de ces notions est décrit en fonction de leur position dans l'espace $\vec{r}$ et du temps t. Ces équations mettent ainsi en évidence le couplage entre champ électrique et champ magnétique, à condition que ceux-ci varient dans le temps.

A.1.1 Équation de propagation

En appliquant l'opérateur rotationnel $\vec{\nabla}\wedge$ à l'équation (1.3) vient le développement suivant :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r},t) = -\vec{\nabla} \wedge \frac{\partial B(\vec{r},t)}{\partial t} \tag{A.5}$$

$$\vec{\nabla}(\vec{\nabla}.\vec{E}(\vec{r},t)) - \nabla^2 \vec{E}(\vec{r},t) = -\frac{\partial}{\partial t}(\vec{\nabla} \wedge \vec{B}(\vec{r},t)) \tag{A.6}$$

Il est ensuite possible de substituer les expressions $\vec{\nabla}.\vec{E}(\vec{r},t)$ et $\vec{\nabla} \wedge \vec{B}(\vec{r},t)$ par leurs équivalents donnés en équations (1.1) et (1.4) :

$$\nabla^2 \vec{E}(\vec{r},t) - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}(\vec{r},t)}{\partial t^2} = \frac{1}{\epsilon}\vec{\nabla}\rho - \mu_0 \frac{\partial \vec{J}(\vec{r},t)}{\partial t} \tag{A.7}$$

De façon analogue, la formulation associée au champ magnétique est obtenue :

$$\Delta \vec{B}(\vec{r},t) - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{B}(\vec{r},t)}{\partial t^2} = -\vec{\nabla} \wedge \vec{J}(\vec{r},t) \tag{A.8}$$

avec $\Delta = \nabla^2$ l'opérateur différentiel laplacien. En l'absence de charge et de courant électrique dans le volume étudié, l'expression du champ électrique s'écrit alors :

$$\Delta\vec{E}(\vec{r},t) - \mu_0\epsilon_0\frac{\partial^2\vec{E}(\vec{r},t)}{\partial t^2} = 0 \tag{A.9}$$

A.1.1.1 Vitesse de la lumière

L'équation (1.7) est analogue à une équation d'onde, permettant d'identifier la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques telle que :

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \tag{A.10}$$

La mesure de cette vitesse a constitué un des axes principaux dans la fondation de l'électromagnétisme, permettant entre autres d'identifier la lumière visible comme étant de nature électromagnétique. Les développements théoriques ont mené à l'introduction de la notion de vitesse limite, ouvrant la voie au principe de relativité remettant en cause la notion de temps absolu. De nombreuses expériences ont été réalisées de façon à mesurer cette vitesse avec une précision accrue au cours de ces derniers siècles (Fig. A.2). À partir de 1983, le mètre est redéfini durant la 17^e Conférence des poids et mesures tel que la distance parcourue par la lumière en une seconde, permettant d'adopter une vitesse de la lumière finale de $c = 299792458\ m.s^{-1}$.

1675 – 214 000 $km.s^{-1}$: **O. Rømer**, Observation de l'occultation d'un satellite de Jupiter [85]

1726 – 301 000 $km.s^{-1}$: **J. Bradley**, Aberration sur la position d'une étoile [86]

1849 – 315 000 $km.s^{-1}$: **H. Fizeau**, Faisceau réfléchi par un miroir et passant par une roue dentée [87]

1857 – 310 800 $km.s^{-1}$: **W. Weber**, Rapport entre courants électromagnétique et électrostatique [88]

1862 – 298 000 $km.s^{-1}$: **L. Foucault**, Déflection d'un faisceau à l'aide un miroir rotatif [89]

1879 – 299 910 $km.s^{-1}$: **A. Michelson**, Déflection d'un faisceau à l'aide un miroir rotatif

1907 – 299 788 $km.s^{-1}$: **E. Rosa**, Résonance d'une cavité [90]

1926 – 299 796 $km.s^{-1}$: **A. Michelson**, Déflection d'un faisceau à l'aide un miroir rotatif [91]

1947 – 299 792 $km.s^{-1}$: **L. Essen**, Résonance d'une cavité [92]

1958 – 299 792.5 $km.s^{-1}$: **K. Froome**, Interféromètre microonde [93]

1973 – 299 792.4574 $km.s^{-1}$: **K. Evenson**, Mesure du rayonnement d'une source laser [94]

1983 – 299 792.458 $km.s^{-1}$: Valeur finale adoptée, redéfinissant le mètre étalon [95]

FIGURE A.2 – Valeurs historiques estimées de la vitesse de la lumière.

A.1.2 Solutions harmoniques

L'équation (A.9) permet de représenter la nature propagative des ondes électromagnétiques sous la forme d'une équation différentielle impliquant des dérivées spatiales et temporelles. La résolution de cette équation permet alors d'obtenir l'expression du champ électrique (et par résolution analogue celle du champ magnétique). Ce problème est traité par décomposition de l'expression vectorielle sous formes scalaires :

$$\Delta\Psi(\vec{r},t) - \frac{1}{c^2}\frac{\partial^2\Psi(\vec{r},t)}{\partial t^2} = 0 \tag{A.11}$$

où $\Psi(\vec{r},t)$ représente une des composantes parmi E_x, E_y, E_z, B_x, B_y et B_z. L'expression (A.11) correspond à l'équation de D'Alembert, qui admet notamment des solutions harmoniques de la forme d'ondes planes :

$$\Psi(\vec{r},t) = \Psi_0 e^{j(\vec{k}.\vec{r}\pm\omega t)} \tag{A.12}$$

Sous conditions linéaires, l'expression de tout champ scalaire peut être décomposé en une somme ce ces harmoniques afin de simplifier l'étude des problèmes associés.

A.1.3 Fonctions de Green

En présence d'une source $f(\vec{r},t)$, l'expression du champ scalaire est la suivante :

$$\Delta\Psi(\vec{r},t) - \frac{1}{c^2}\frac{\partial^2\Psi(\vec{r},t)}{\partial t^2} = -f(\vec{r},t) \tag{A.13}$$

Par décomposition spectrale, cette expression peut être étudiée pour chaque fréquence indépendamment :

$$\Delta\Psi_\omega(\vec{r}\,) + k^2\Psi_\omega(\vec{r}\,) = -f_\omega(\vec{r}) \tag{A.14}$$

introduisant ainsi les transformées de Fourier du champ scalaire et de la fonction source :

$$\Psi_\omega(\vec{r}\,) = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi(\vec{r},t)e^{-j\omega t}\,dt \tag{A.15}$$

$$f_\omega(\vec{r}) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\vec{r},t)e^{-j\omega t}\,dt \tag{A.16}$$

Cette équation peut être représentée par une somme d'excitations élémentaires de position $\vec{r}\,'$ représentées par des delta de Dirac :

$$\Delta G_\omega(\vec{r},\vec{r}\,') + k^2 G_\omega(\vec{r},\vec{r}\,') = -\delta(\vec{r},\vec{r}\,') \tag{A.17}$$

La réponse à chaque excitation élémentaire correspond alors à une fonction de Green $G_\omega(\vec{r},\vec{r}')$, permettant de reconstruire la solution initiale en sommant les contributions de chaque source :

$$\Psi_\omega(\vec{r}\,) = \int_{r'} f_\omega(\vec{r}') \; G_\omega(\vec{r},\vec{r}') \; d^3\vec{r}' \tag{A.18}$$

Pour un problème à trois dimensions, l'équation (1.12) admet une solution de la forme :

$$G_\omega(\vec{r},\vec{r}') = \frac{e^{\pm jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{4\pi|\vec{r}-\vec{r}'|} \tag{A.19}$$

permettant ainsi d'exprimer le champ $\Psi_\omega(\vec{r}\,)$ de la façon suivante :

$$\Psi_\omega(\vec{r}\,) = \frac{1}{4\pi}\int_{r'} \; f_\omega(\vec{r}') \; \frac{e^{\pm jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \; d^3\vec{r}' \tag{A.20}$$

Finalement, cette expression est exprimée dans le domaine temporel à l'aide d'une transformée de Fourier :

$$\Psi(\vec{r},t) = \frac{1}{4\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{r'} \; f_\omega(\vec{r}') \; \frac{e^{\pm jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \; d^3\vec{r}' e^{-j\omega t} d\omega \tag{A.21}$$

$$\Psi(\vec{r},t) = \frac{1}{4\pi}\int_{r'}\int_{-\infty}^{+\infty} \; f_\omega(\vec{r}') \; \frac{e^{j(\omega t \pm k|\vec{r}-\vec{r}'|)}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \; d\omega \; d^3\vec{r}' \tag{A.22}$$

En définissant $t' = t \pm \frac{k|\vec{r}-\vec{r}'|}{\omega} = t \pm \frac{|\vec{r}-\vec{r}'|}{c}$, la précédente équation devient :

$$\Psi(\vec{r},t) = \frac{1}{4\pi}\int_{r'} \frac{f_\omega(\vec{r}')e^{-j\omega t'} \; d\omega}{|\vec{r}-\vec{r}'|} d^3\vec{r}' \tag{A.23}$$

$$= \frac{1}{4\pi}\int_{r'} \frac{f(\vec{r}',t')}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \; d^3\vec{r}' \tag{A.24}$$

La solution générale de (1.10) est ainsi :

$$\Psi(\vec{r},t) = \frac{1}{4\pi}\int_{r'} \frac{f(\vec{r}', t \pm \frac{|\vec{r}-\vec{r}'|}{c})}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \; d^3\vec{r}' \tag{A.25}$$

Mathématiquement, l'équation (1.10) admet donc une solution causale en $t - \frac{|\vec{r}-\vec{r}'|}{c}$ qui sera retenue comme unique solution physique lorsque la notion de temps négatif n'est pas permise, et une solution anti-causale en $t + \frac{|\vec{r}-\vec{r}'|}{c}$. Le champ calculé est ainsi composé d'une somme des contributions spatiales issues de la fonction source décrite par le vecteur $\vec{r}'$, retardées en fonction de la position de l'observateur $\vec{r}$.

Annexe B

Application du composant chaotique aux grands réseaux d'antennes

Le but de cette étude est de démontrer la possible application de ce composant relativement simple à la réalisation de faisceaux très sélectifs malgré la faible diversité modale présente dans cette cavité. Une nouvelle application est ainsi réalisée à l'aide du composant chaotique en connectant 20 antennes régulièrement espacées en bord de carte (Fig. B.1).

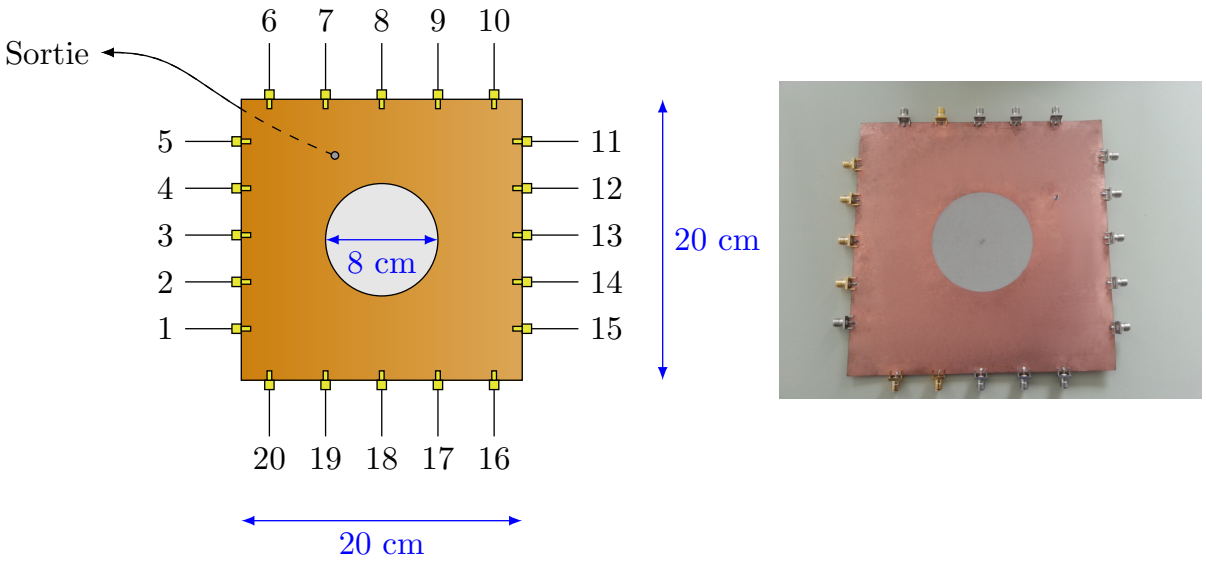


FIGURE B.1 – Composant chaotique 2D à 20 accès et une sortie commune.

Cette technique se base sur les spécificités liées aux formations de faisceaux réalisées dans le domaine ultra-large bande. En effet, en régime monochromatique l'écartement entre antennes est limité par le critère d'échantillonnage de Shannon, imposant une distance maximum de $\frac{\lambda}{2}$ afin de prévenir l'apparition de lobes de réseau angulaires. Dans le cas où la bande fréquentielle d'étude est très large, une grande diversité de longueurs d'onde sont sommées de façon globalement incohérente à l'exception de la direction de pointage et de l'instant de focalisation, permettant de limiter l'apparition de lobes de réseau. Un exemple est présenté en figure (B.2), réalisé sans compression dans la bande $2-8$ GHz avec 20 antennes espacées de 1.5 longueurs d'onde centrale de la bande d'étude.

Pour chaque fréquence, le critère d'échantillonnage imposé s'accompagne de l'apparition de lobes de réseau angulaires dont le nombre augmente avec la diminution de la longueur d'onde. La variation de la position de ces lobes en fonction de la fréquence permet cependant de limiter leur impact, autorisant une sommation cohérente dans la seule direction de pointage. Ce phénomène peut être exploité afin de filtrer les lobes angulaires et temporels créés par la reconstruction imparfaite des signaux dans le cas de la technique compressive.

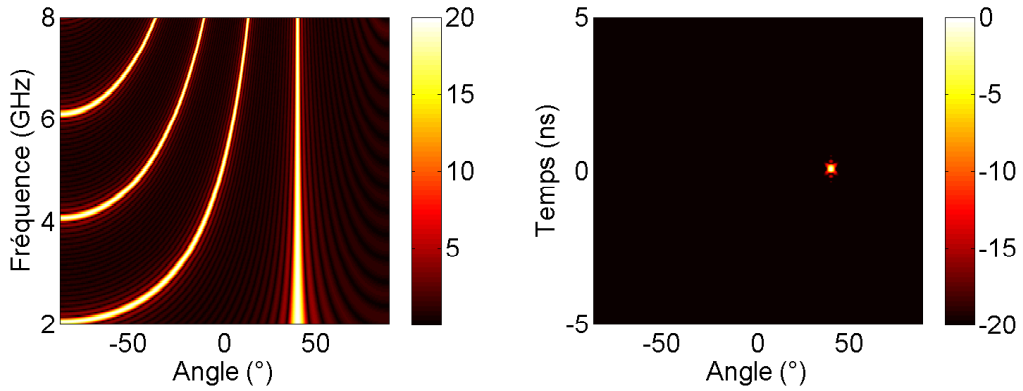


FIGURE B.2 – Formation de faisceau dépointé dans la direction 40°, réalisée dans la bande $2-8$ GHz avec 20 antennes isotropes espacées de $1.5\lambda_{moyen}$.

Dans cette optique, une brève présentation du niveau de corrélation entre les canaux mesurés du composant à une entrée et 20 sorties est développée. Dans un premier cas, les réponses impulsionnelles des canaux sont convolués par les pseudo-inverses équivalents calculés par retournement temporel (Fig. B.3).

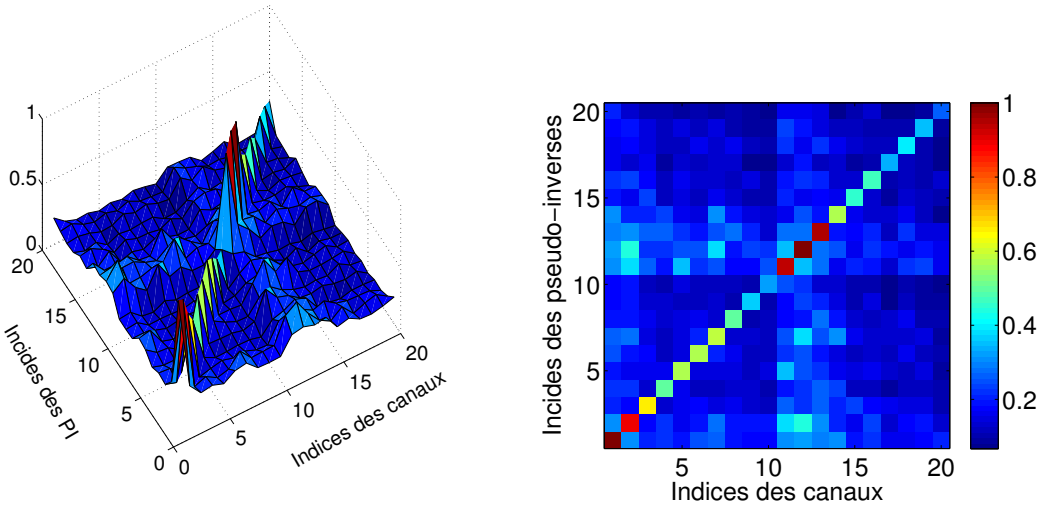


FIGURE B.3 – Niveaux de corrélations calculés entre les fonctions de transfert mesurées et les pseudo-inverses correspondants obtenus par retournement temporel.

Une décorrélation idéale correspondrait à une matrice identité qui n'est pas atteinte ici par manque de diversité modale dans le composant. Il est cependant à nouveau possible d'améliorer ces résultats en faisant usage de régularisations de Tikhonov, permettant ainsi de compenser conjointement amplitude et phase de chaque fonction de transfert (Fig. B.4).

Comme présenté dans les parties précédentes, l'utilisation de la régularisation de Tikhonov permet d'obtenir une meilleure décorrélation entre canaux et pseudo-inverses

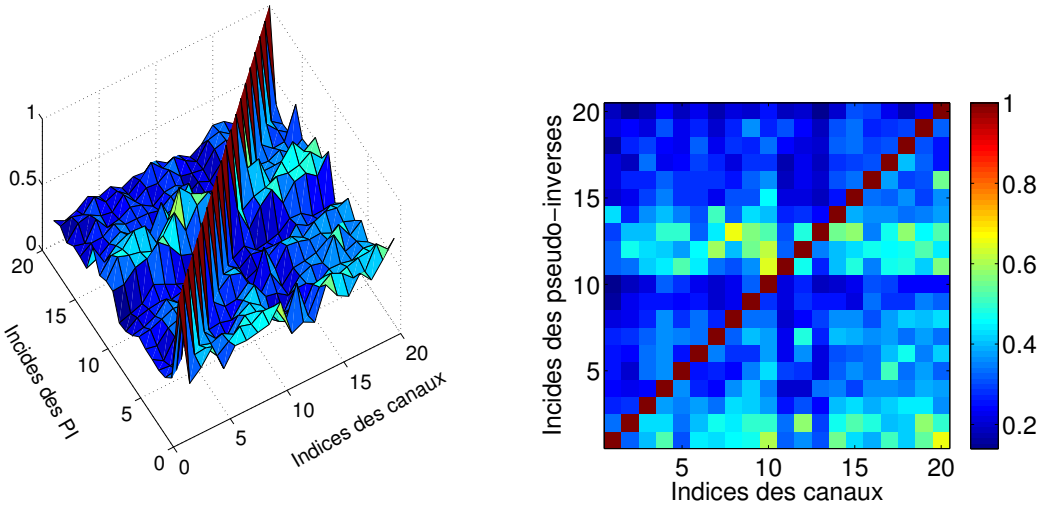


FIGURE B.4 – Niveaux de corrélations calculés entre les fonctions de transfert mesurées et les pseudo-inverses correspondants obtenus par régularisation de Tikhonov.

tout en garantissant un niveau constant d'énergie des pseudo-autocorrélations. C'est à partir de ces séquences de déconvolution que sont calculées les formations de faisceaux basées sur l'utilisation du composant compressif à 20 ports. Un exemple simulé dans les mêmes conditions que le cas idéal précédent est présenté en figure (B.5). Cette simulation est réalisée en utilisant 20 antennes isotropes régulièrement espacées de $1.5\lambda_{moyen}$ dans la bande $2-8$ GHz. L'impact du composant compressif est reproduit en multipliant les signaux issus d'une cible fictive placée en champ lointain dans une direction de 40° par rapport au réseau par les fonctions de transfert mesurées.

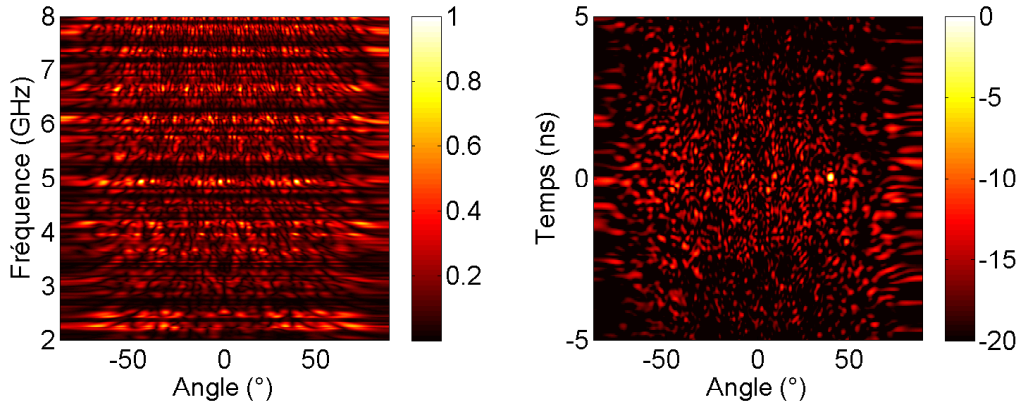


FIGURE B.5 – Formation de faisceaux compressive dépointée dans la direction 40°, réalisée dans la bande $2-8$ GHz avec 20 antennes espacées de $1.5\lambda_{moyen}$.

Un faisceau est réalisé dans la direction souhaitée par mise en phase de toutes les composantes fréquentielles à l'instant de focalisation. Dans toutes les autres directions, les contributions sont sommées de façon incohérente (Fig. B.6).

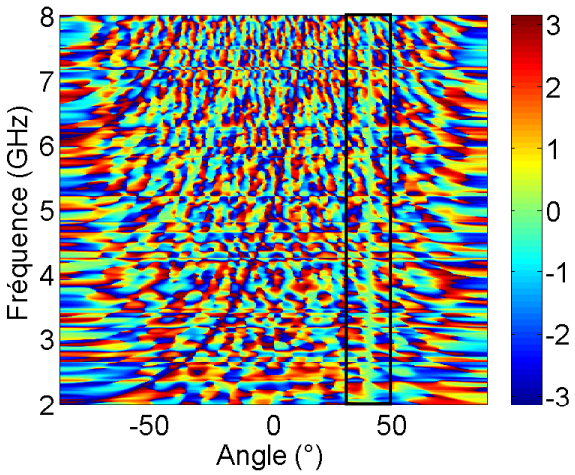


FIGURE B.6 – Phase des faisceaux formés par approche compressive : les composantes fréquentielles sont mises en phase dans la direction de pointage. Toutes les autres directions sont sommées avec des phases qui tentent à être aléatoires.

Le diagramme du faisceau obtenu est extrait au temps de focalisation et comparé au cas conventionnel précédent afin d'étudier la résolution de chaque cas (Fig. B.7). Les deux faisceaux formés ont la même largeur, imposée par la limite de diffraction de Rayleigh.

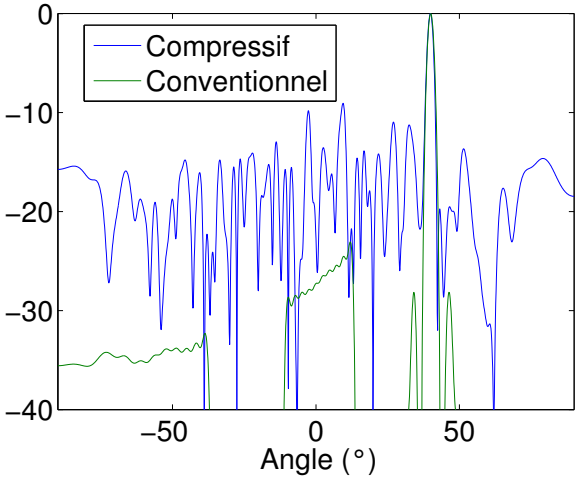


FIGURE B.7 – Comparaison des diagrammes de rayonnement extraits aux instants de focalisation dans les cas conventionnel et compressif étudiés.

Cette simulation permet ainsi de mettre en évidence la mise en cohérence des composantes dans la direction souhaitée par approche compressive, bien que le niveau de lobes secondaires obtenus soit encore haut par rapport au cas idéal où l'ensemble des signaux est mesuré. L'accroissement de la distance entre antennes permet d'augmenter

la différence de phase reçue entre chaque élément, propice à la destruction des lobes de réseau dans le cas compressif. L'étude est ainsi portée sur l'analyse du niveau de ces lobes qui tend statistiquement à diminuer lorsque la distance entre éléments rayonnants augmente (Fig. B.8).

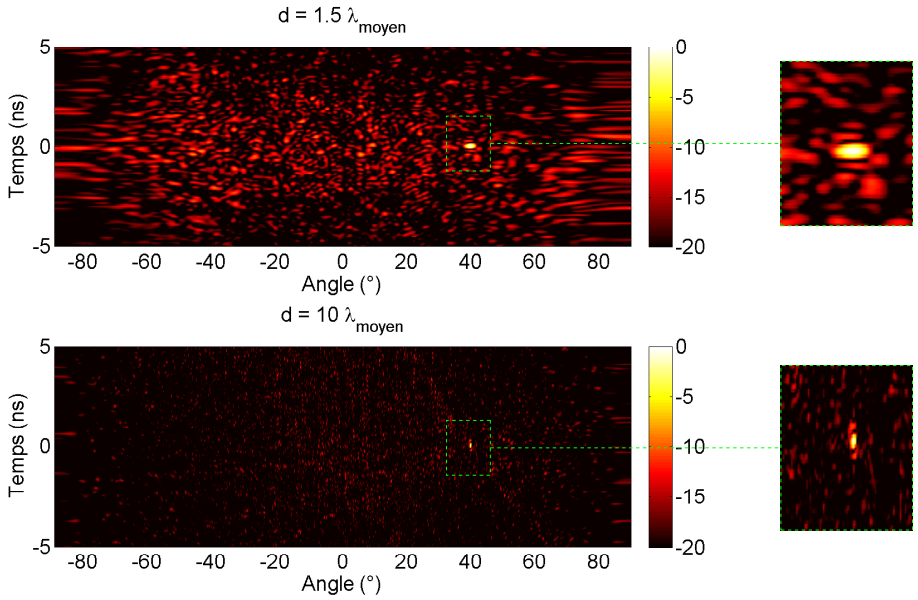


FIGURE B.8 – Illustration de l'impact de l'espacement entre éléments rayonnants sur le niveau moyen des lobes de réseau pour un pointage de 40° du faisceau formé.

Pour un pointage constant de 40°, l'ensemble des diagrammes de rayonnement formés sont extraits au temps de focalisation et rassemblés en figure (B.9). Le pas d'échantillonnage angulaire étant constant, les variations de plus en plus rapides des phases des signaux reconstruits sur chaque antenne permettent bien de diminuer le niveau moyen de cohérence entre eux, permettant une diminution globale de l'amplitude des lobes de réseau.

Afin de ne pas restreindre l'étude à une seule direction de pointage, les performances globales de ce composant sont présentées au travers d'une analyse des niveaux moyens et maximums des lobes de réseau pour un ensemble de formation de faisceaux allant de $-90°$ à $90°$ et un espacement entre éléments rayonnant variant de 1 à 25 longueurs d'onde moyennes (Fig. B.10).

Cette analyse permet de rendre compte de la diminution du niveau moyen de lobes de réseau dû aux variations de phase de plus en plus rapides appliquées à chacun des signaux reconstruits. Le niveau maximum des lobes de réseau est quant à lui moins impacté par l'augmentation de la distance entre antennes dans la mesure où la probabilité que

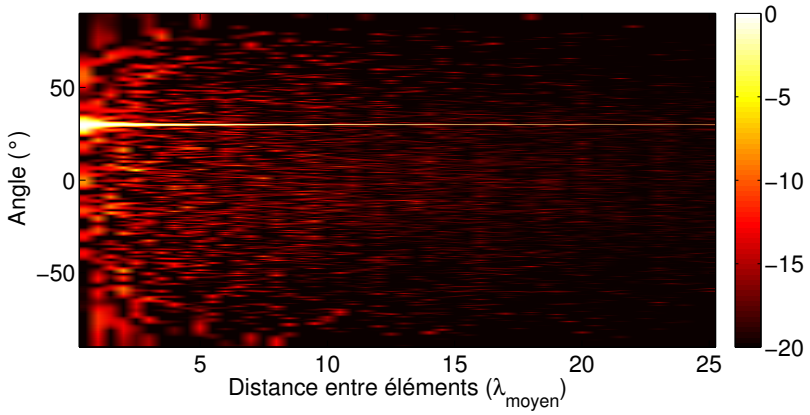


FIGURE B.9 – Illustration de l'impact de l'espacement entre éléments rayonnant sur le niveau moyen des lobes de réseau.

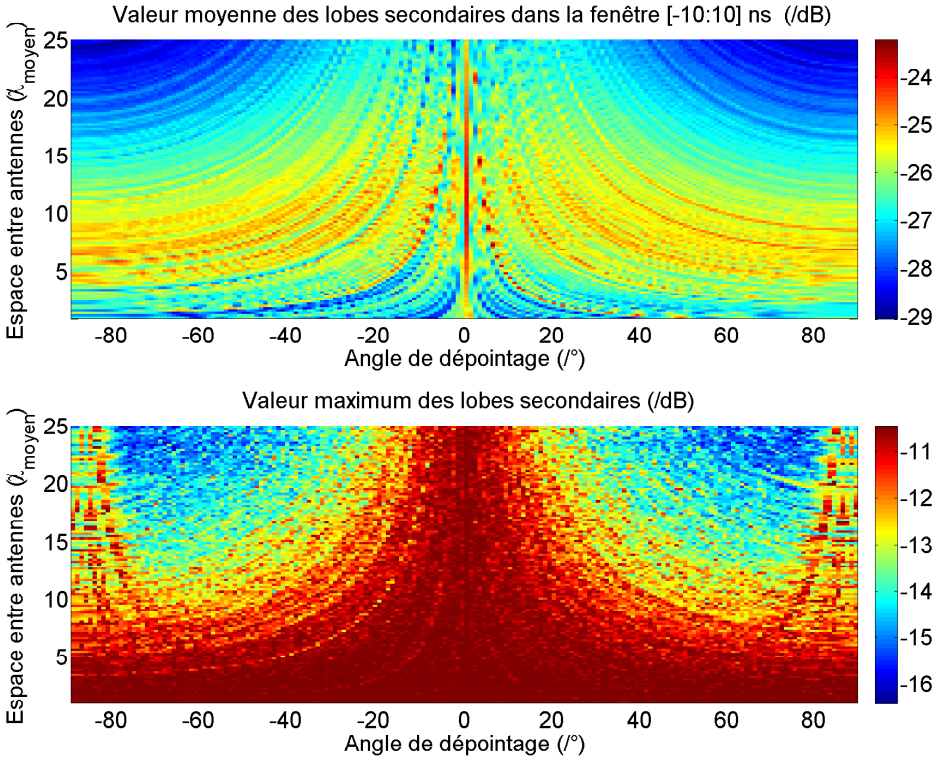


FIGURE B.10 – Illustration de l'impact de l'espacement entre éléments rayonnant sur le niveau moyen des lobes de réseau.

des contributions soient sommées en phase dans une direction autre que la direction de pointage n'est pas nulle. Cette étude aura ainsi permis de mettre en évidence le possible adressage d'un grand nombre d'antennes réalisé à l'aide d'un composant très simple et présentant une diversité modale limitée, au prix d'une augmentation de l'espacement entre antennes.

Table des figures

1.1 Principe d'écholocalisation utilisé par les chauves-souris. 5
1.2 Exemples de localisateurs acoustiques. 6
1.3 Application de la première approximation de Born : représentation de la réflexion d'une cible continue comme une somme de diffuseurs élémentaires. 9
1.4 Principe de formation de faisceaux par l'émission d'impulsions retardées. . 12
1.5 Définition des zones de champ électromagnétique en fonction de la taille de l'ouverture et de la distance au plan rayonnant. 12
1.6 Front d'ondes crées lors de formations de faisceaux réalisées en émission et réception de façons indépendantes. 14
1.7 Principe de l'algorithme Delay-and-sum : Les signaux reçus par un réseau d'antennes sont repropagés dans l'espace afin de révéler la position de la source. 15
1.8 Projections cartésiennes du vecteur d'onde $\vec{k}$ portant une onde plane. La première étape de la décomposition spectrale consiste à exprimer les ondes reçues selon les composantes transverses k_x et k_z. 17
1.9 Interpolation de Stolt dans le plan (k_x, k_y) permettant de réduire la quantité d'opérations nécessaires à l'obtention d'une image radar. Les disques noirs représentent les valeurs initiales et les carrés blancs, les valeurs interpolées. 18
1.10 Architecture distribuée de commande d'antennes : on distingue la partie du bas assurant génération et réception des ondes de celle du haut permettant la formation de faisceaux. 21
1.11 Système de surveillance "Cobra Dane" basé sur l'utilisation d'un réseau phasé, établi par les Américains en 1976 dans le cadre de la Guerre froide. [14] 22
1.12 Architecture à multiples émetteurs-récepteurs basée sur l'utilisation de déphaseurs. 23
1.13 Radar à balayage électronique actif RBE2-AESA de Thalès monté dans le nez d'un avion de chasse Rafale. [15] 23
1.14 Principe des architectures passives présentées : une matrice de commutation l'excitation à un port du circuit passif afin de sélectionner la direction du front d'onde rayonné. 24
1.15 Différences de chemin dans une lentille de Rotman en fonction de l'entrée connectée. 25
1.16 Réalisations de lentilles de Rotman. 25
1.17 Schéma équivalent d'une matrice de Butler. 26
1.18 Réalisations de matrices de Butler. 27
1.19 Architecture à multiples émetteurs-récepteurs contrôlés numériquement. . . 27

1.20 Système d'imagerie par tomographie basé sur l'utilisation d'une matrice de commutation reliée à un analyseur de réseau vectoriel [22]. L'application de ce montage est la détection précoce de cancer du sein. 28
1.21 Bilan des architectures étudiées en termes de complexité et de performances 30
1.22 Résumé des études développées dans ce manuscrit. 31
1.23 Mesure de la réflexion d'une cible par un réseau d'antennes 32
1.24 Simplification d'une architecture complexe par l'utilisation d'un composant compressif. 32
1.25 Représentation de la compression des ondes reçues par un réseau d'antennes en un signal unique. Ce composant réalise ainsi un multiplexage des signaux reçus par l'utilisation de canaux orthogonaux. 33
1.26 Impact d'un composant générique sur le rayonnement du réseau d'antennes 34
1.27 Première application du *compressed sensing* 37
1.28 Schéma du montage utilisé dans [33] 38
1.29 Résultats obtenus en mesure après pré-caractérisation de la réponse issue de 1600 points d'un plan, pour une cible rectangulaire (a) et une cible en forme de "T" (b). 39
1.30 Schéma de la *Single Pixel Camera* introduite dans [38] 39
1.31 Images capturées par quatre récepteurs single-pixel permettant le calcul d'un profil 3D de la scène [39] 40
1.32 Résultats obtenus sur chaque capteur en fonction du nombre de captures et reconstruction 3D effectuée à partir des images issues du million d'itérations 40
1.33 Montage expérimental développé dans [26] 41
1.34 Mesure radar issue de [26] 42
1.35 Reconstruction d'une source magnétique par l'utilisation d'une structure sélective en fréquence : (a) Champ proche mesuré d'une source magnétique distribuée, (b) Reconstruction de la forme de la source couplée à une structure résonante éclairée en champ lointain par un cornet. 43
1.36 A et B : Simulations de diagrammes rayonnés par le composant compressif à 18,5 GHz et 21.8 GHz, respectivement. C : Aperçu des résonateurs couplés du composant. D : Diagramme de rayonnement mesuré dans un plan dans la bande de fréquence 18-26 GHz [43]. 43
1.37 Reconstruction de la position d'une cible à surface équivalente radar isotrope en temps réel [43]. 44
1.38 Comparaison des deux techniques de compression 44
2.1 Représentation de la compression des ondes reçues par un réseau d'antennes en un signal unique. 47

2.2 Substrat hyperfréquence : Les plaques métalliques sont considérées équivalentes à des courts-circuits électriques (CCE) et les ruptures d'indice diélectrique au niveau des tranches à des courts-circuits magnétiques (CCM). 50
2.3 Représentation du couplage aux modes résonnants dans une cavité 1D en fonction de la position de récepteurs A et B. 52
2.4 Décomposition modale du champ établi dans la cavité à une fréquence . . . 52
2.5 Représentation du mode propre (m=2,n=2) dans les domaines spatial et spectral. 54
2.6 Représentation d'un mode dans le domaine spectral 55
2.7 Cavité régulière 2D simulée sous CST. La puissance du signal réfléchi à l'entrée du composant$S_{11}(f)$ permet de déterminer les modes excités en fonction de la fréquence. La flèche rouge correspond au port discret réalisant l'excitation. 55
2.8 Représentation spectrale du champ dans la cavité 2D. 56
2.9 Somme fréquentielle des modes établis dans la cavité et zoom sur la zone de plus forte intensité. Les traits pointillés représentent les nombres d'onde k_{min} et k_{max} théoriques. 57
2.10 Illustration de la décomposition en valeurs singulières : Chaque valeur singulière est multipliée par un couple de vecteurs associés, permettant de reconstruire la matrice factorisée. La première valeur singulière et les deux vecteurs correspondants sont représentés en rouge. 58
2.11 Spectre des valeurs singulières de la cavité régulière 2D entre 2 et 4 GHz. . 59
2.12 Motif cubique face centrée gravé sur le composant compressif. Les vecteurs de translation du motif $(\vec{a_1}, \vec{a_2})$ et ceux du réseau réciproque $(\vec{G_1}, \vec{G_2})$ sont représentés. Les parties grises correspondent aux zones dé-métallisées, créant des ruptures d'impédance périodiques dans la propagation. 60
2.13 Périodisation du spectre spatial de la cavité par l'usage d'un motif périodique. Les vecteurs de translation de l'espace réciproque sont définis en fonction de ceux de l'espace réel. 61
2.14 Structure périodique 1D dimensionnée de façon à créer une bande interdite à la fréquence d'étude. 61
2.15 Structure simulée pour l'étude de l'effet d'une rupture périodique d'impédance affectant la propagation. Les cotes présentées sont les dimensions finales permettant d'obtenir une bande interdite au-dessus de la bande utile. 62

2.16 Coefficient de réflexion au port d'excitation du composant optimisé pour présenter une bande interdite au-dessus de la bande utile $2-4GHz$ afin de maximiser la diversité modale. Un exemple de champ électrique extrait à une fréquence de résonance est présenté. 62
2.17 Représentation spectrale du champ dans la cavité 2D. 63
2.18 Somme fréquentielle des modes établis dans la cavité et zoom sur la zone de plus forte intensité. Les traits pointillés représentent les nombres d'onde k_{min} et k_{max} théoriques. 64
2.19 Comparaison des spectres de valeurs singulières traduisant le nombre de modes indépendants dans les cavités. 64
2.20 Comparaison des indices effectifs moyens en fonction de la fréquence calculés pour la cavité régulière et le cristal photonique. Ces indices sont calculés en fonction des valeurs des modules des vecteurs d'onde couplés dans le milieu à chaque fréquence. 65
2.21 Position des ports d'accès sur le composant compressif planaire. 66
2.22 Composant planaire réalisé, relié à un réseau de 4 antennes ULB. 66
2.23 Comparaison entre simulation et mesure de l'adaptation du composant. . . 67
2.24 Comparaison entre simulation et mesure des fonctions de transfert du composant. 68
2.25 Bilan de l'énergie transmise par le composant. 69
2.26 Zoom sur les focalisations temporelles de la matrice de corrélation dans le cas de la régularisation de Tikhonov et du retournement temporel. 72
2.27 Étapes effectuées par le programme simulant la formation de faisceaux. L'impact du composant est reproduit à l'aide des fonctions de transfert mesurées. 73
2.28 Formation de faisceaux réalisée dans la direction $\theta = -20°$, pour un $SNR = -10dB$ et un paramètre de régularisation $\beta = 10^{-3}$. Le diagramme extrait au temps de focalisation est comparé avec celui d'un cas équivalent idéal sans compression. 74
2.29 Détermination du PSLR pour un $SNR = 10$ dB et un pointage dans la direction $\theta = -20°$. Le calcul est effectué pour un ensemble de valeurs de β régulièrement espacées dans la plage de variation $[10^{-5}, 10^{5}]$. La figure supérieure présente la variation du PSLR en fonction de β. Deux exemples de mesures sont extraits pour des valeurs différentes de paramètre de régularisation. 75
2.30 Étude théorique du rapport de niveaux entre pic et lobes secondaires. . . . 76
2.31 Montage mis en place pour la mesure de rayonnement du système compressif. 77

2.32 Comparaison de diagrammes de rayonnement mesurés pour un pointage dans la direction $\theta = -20°$, calculés à l'aide de signaux reconstruits par retournement temporel et par régularisation de Tikhonov. Les diagrammes de rayonnement extraits au temps de focalisation sont comparés à celui mesuré en branchant directement les 4 antennes de réception aux entrées de l'oscilloscope. 78
2.33 Mesures de PSLR en fonction de l'angle de pointage et de β. 79
2.34 Montage mis en place pour la mesure radar. Le montage précédent a été modifié en plaçant l'antenne d'émission au niveau du réseau de réception. . 80
2.35 Résultats de mesure : La signature de deux cibles isotropes est reconstruite dans une cartographie angle-distance à partir de l'unique signal mesuré, représenté en bas de l'image. Les points verts de la cartographie radar correspondent aux positions mesurées des cibles à l'aide d'un mètre ruban. 81
2.36 Images issues de la vidéo de reconstruction en temps réel de la position d'un robot humanoïde se déplaçant dans la chambre anéchoïde. [55, 56, 57] 81
2.37 Compression par un composant des signaux réfléchis sur une cible. 82
2.38 Compression des signaux réfléchis sur une cible par le composant compressif. 83
2.39 Identification de la valeur maximale, soustraction par les réponses élémentaires équivalentes et incrémentation des signaux reconstruits par l'algorithme itératif. 84
2.40 Diagramme de l'algorithme itératif de déconvolution. 85
2.41 Application de l'algorithme CLEAN-Tikhonov : l'image de gauche correspond au cas idéal sans compression, celle du milieu est calculée après compression et reconstruction des signaux par régularisation de Tikhonov. L'image de droite est issue de l'application de l'algorithme itératif dans les mêmes conditions. 87
2.42 Performances de l'algorithme itératif en fonction du paramètre de régularisation β et du gain de boucle α. 88
2.43 Gauche : Convergence de l'algorithme en fonction du SNR exprimé en dB. Centre : Image radar pour un SNR = 0.1 dB (PSNR = -36.9 dB). Droite : Image radar pour un SNR = 20 dB (PSNR = -47.4 dB). 89
2.44 Gauche : Convergence de l'énergie en fonction du nombre d'itérations divergentes SNR = 0.1 dB. Droite : PSNR exprimé en décibels en fonction du nombre d'itérations divergentes. 89
2.45 Photographie et schéma du montage expérimental mis en place pour la validation de l'algorithme de déconvolution itérative CLEAN-Tikhonov. . . 90
2.46 Scénario 1 : Comparaison entre approches directes et itératives. Les amplitudes sont exprimées en décibels. 91

2.47 Scénario 2 : Comparaison entre approches directes et itératives. Les amplitudes sont exprimées en décibels. 92
2.48 Caractérisation de la réponse impulsionnelle acoustique entre deux points d'une cavité chaotique 2D en silicium et focalisation par émission de la réponse enregistrée retournée temporellement. [62] 93
2.49 Composant chaotique 2D réalisé sur un substrat hyperfréquence à l'aide d'une rupture d'impédance de forme circulaire. 94
2.50 Comparaison de la propagation d'un rayon dans une cavité régulière et dans une cavité chaotique, partant du même état initial. 95
2.51 Évolution du spectre de valeurs singulières de la cavité en fonction du diamètre du disque gravé sur la cavité 2D. 95
2.52 Nombre de valeurs singulières requises pour représenter 99% des champs électriques de la cavité 2D. 96
2.53 Répartition spatiale du champ lors d'une focalisation en fonction du diamètre de la discontinuité introduite dans la cavité 2D. 97
2.54 Répartition spatiale du champ lors d'une focalisation en fonction du diamètre de la discontinuité introduite dans la cavité 2D. 98
2.55 Répartition spatiale du champ lors d'une focalisation en fonction du diamètre de la discontinuité introduite dans la cavité 2D. 98
2.56 Coefficient de réflexion de la cavité chaotique 2D simulée sous CST et représentation des modes établis à une fréquence. 99
2.57 Représentation spectrale du champ dans la cavité chaotique 2D. 100
2.58 Comparaison de la somme des modes présents sur la bande $2 - 8GHz$ dans la cavité chaotique 2D présentée, comparée à une cavité régulière de mêmes dimensions. Les pointillés représentent les valeurs des nombres d'onde minimum et maximum théorique dans cette bande. 101
2.59 Composant simulé afin d'extraire la réponse du composant, prenant en compte la charge des ports de mesure. 102
2.60 Simulation réalisée avec *ADS* permettant d'extraire les paramètres S de chaque combinaison de 4 ports du composant. 102
2.61 Matrice de commutation reliant les 20 ports du composant compressif à 4 ports de mesure 50 Ω. Les valeurs des résistances sont commandées de façon à sélectionner un ensemble différent à chaque itération du programme. 103
2.62 Valeur de la norme calculée pour l'ensemble des combinaisons possibles de 4 ports connectés au composant. 104
2.63 Position des ports dans le cas du meilleur et du plus mauvais ensemble calculés. 105
2.64 Corrélations obtenues dans le cas du meilleur ensemble de ports. 105

2.65 Corrélations obtenues dans le cas du moins bon ensemble de ports. 106
2.66 Montage expérimental du système de compression. 107
2.67 Formations de faisceaux réalisées dans la direction 30° à partir de signaux compressés par le meilleur ensemble de canaux, sans et avec la méthode de correction de la matrice de corrélation. 108
2.68 Formation de faisceau réalisée dans la direction 30° à partir de signaux compressés par le moins bon ensemble de canaux, sans et avec la méthode de correction de la matrice de corrélation. 109
2.69 Extraction des diagrammes de rayonnent aux instants de focalisation. . . . 109
2.70 Comparaison des diagrammes formés pour chaque angle de pointage sans et avec correction matricielle. 110
2.71 Comparaison des erreurs de pointage et des largeurs de faisceaux sans et avec correction matricielle. Le meilleur ensemble de fonctions de transfert est utilisé pour cette étude. 110
2.72 Composant compressif 2D. 111
2.73 Formations de faisceaux réalisées à l'aide des canaux mesurés du composant optimisé, réalisée dans la direction 30°. 112
2.74 Comparaison des diagrammes extraits aux instants de focalisation. 112
2.75 Montage radar basé sur l'utilisation du composant compressif 2D. Une antenne d'émission est placée sur le poteau en bois, les ondes réfléchies sur les cylindres métalliques sont captées par un réseau d'antennes et compressées par le composant chaotique. La cartographie radar reconstruite est présentée à droite, utilisant un seuillage supprimant les contributions inférieures à -10 dB. 113
2.76 Bilan énergétique du composant chaotique réalisé. 113
2.77 Schéma équivalent du composant connecté à N antennes et M ports de mesure. 114
2.78 Montage simulé pour l'étude du gain en diversité. 115
2.79 Comparaison des formations de faisceaux réalisées de façon conventionnelle avec 4 voies de réception indépendantes connectées à des antennes et de façon compressive en connectant ces 4 mêmes voies de mesure au composant compressif relié à 16 antennes. 116
2.80 Comparaison des diagrammes de rayonnement extraits au temps de focalisation pour l'approche conventionnelle et l'approche compressive équivalente. 117
2.81 Décomposition en valeurs singulières calculées avec les canaux du composant compressif connecté successivement à 1,2,3 et 4 ports de sorties. . . . 117
2.82 Formation de faisceaux réalisée par approche compressive à partir de 1,2,3 et 4 signaux mesurés sur les ports du composant. 118

2.83 Erreur quadratique moyenne évaluée en fonction de l'angle de pointage et du nombre de récepteurs utilisés. 119
3.1 Schéma équivalent du composant compressif étudié 122
3.2 Composant compressif basé sur l'utilisation de filtres dispersifs orthogonaux. 123
3.3 Guide d'onde dans lequel sont disposés un port d'accès adapté à toutes les fréquences et un ensemble de résonateurs permettant de régler le temps de propagation de groupe de chaque sous-bande sommée au second port. . . . 124
3.4 Division en 8 sous-bandes de fréquence de 125 Mhz de la bande étudiée comprise entre 2 et 3 GHz. Une pente de phase différente est appliquée à chaque sous-bande. 124
3.5 Représentation schématique d'un filtre à onde de surface présentant les propriétés dispersives souhaitées. 125
3.6 Coupe d'un transducteur à structure inter-digitée et représentation d'une onde acoustique de surface dont la période dépend de la distance entre doigts. 125
3.7 Coupe d'un transducteur à structure inter-digitée. 126
3.8 Dimensionnement des transducteurs 127
3.9 Modèle circuit d'un filtre SAW OFC simulé avec *ADS*. 128
3.10 Fonctions de transfert simulées pour des filtres SAW résonants à 300 MHz, exprimées en décibel. 129
3.11 Comparaison de la fonction de transfert d'un filtre SAW conçu pour résonner à 275 MHz avec la réponse du modèle de circuit équivalent. 130
3.12 Modèle circuit d'un filtre SAW OFC simulé avec *ADS*. 130
3.13 *Layout* d'un filtre SAW OFC : la longueur totale mesurée est de 2.688 mm. Il est possible de distinguer certains sauts de fréquence de l'IDT dispersif. . 131
3.14 Fonction de transfert d'un filtre SAW OFC simulé avec le modèle circuit. . 132
3.15 Extraction des réponses impulsionnelles de filtres SAW OFC 1 et 2 simulés. 132
3.16 Montage des filtres SAW OFC pour la simulation d'un radar compressif. . 133
3.17 Bilan de puissance de l'association des 8 filtres orthogonaux. 133
3.18 Coefficients de corrélation entre les fonctions de transfert des 8 filtres simulés. 134
3.19 Mesure sous pointes des filtre SAW OFC réalisés. 134
3.20 Comparaison des fonctions de transfert simulée et mesurée du même filtre SAW OFC. 135
3.21 Coefficients de corrélation entre les fonctions de transfert des 8 filtres mesurés. 135
3.22 Exemple de formation de faisceaux calculée par approche compressive à l'aide des fonctions de transfert mesurées de 8 filtres SAW OFC et diagramme de rayonnement extrait au temps de focalisation. 137
3.23 Extraction des diagrammes de rayonnement temporel formés par approche compressive pour des angles de pointage allant de $-90°$ à $90°$. 137

3.24 Erreur de pointage et largeur du faisceau associé à chaque direction de faisceau formé. 138
3.25 Exemple de formation de faisceaux calculée par approche compressive et méthode de correction matricielle à l'aide des fonctions de transfert mesurées de 8 filtres SAW OFC et diagramme de rayonnement extrait au temps de focalisation. 139
3.26 Extraction des diagrammes de rayonnement formés par approche compressive et correction matricielle pour des angles de pointage allant de $-90°$ à $90°$. 140
3.27 Erreur de pointage et largeur du faisceau associé à chaque direction de faisceau formé. 140
3.28 Report des accès des filtres SAW vers des lignes coplanaires. 141
4.1 Système bistatique linéaire et matrice d'interaction équivalente 143
4.2 Sous-ensembles d'informations mesurées dans le cas de systèmes SIMO et MISO équivalents. 144
4.3 Réseau bistatique d'antennes isotropes simulé avec Matlab 145
4.4 Comparaison des images radar réalisées par formation de faisceaux à partir des signaux réfléchis sur une cible placée en champ lointain en face des réseaux. 146
4.5 Comparaison des diagrammes de rayonnement extraits à la distance de la cible. 147
4.6 Images radar calculées en champ proche pour une cible placée en $(0, 1)$. . . 148
4.7 Comparaison des taches focales extraites en y=1m. 148
4.8 Composant compressif connecté à un réseau de N antennes et présentant un port de mesure unique. 150
4.9 Mesure des canaux du composant compressif volumique. Des sondes sont aléatoirement réparties dans la cavité, déterminant ainsi les couplages des canaux à chaque mode. 151
4.10 Spectre de valeurs singulières de la matrice de fonctions de transfert mesurée, comparée à une matrice aléatoire de dimensions identiques. 152
4.11 Étude du niveau de corrélation des canaux du composant compressif réalisé à partir de la cellule réverbérante. 153
4.12 Bilan de puissance transmise par le composant volumique. 153
4.13 Isosurface à -10dB des scènes reconstruites dans les cas compressif et conventionnel. 154
4.14 Extractions des images reconstruites dans le plan des cibles. 154
4.15 Montage simulé par *Matlab* 155

4.16 Reconstruction en 3D de l'arme à feu par approches compressive et conventionnelle. 155
4.17 Extraction des images reconstruites dans le plan de la cible. 156
4.18 Montage expérimental développé pour la première validation d'imagerie MIMO compressive. 156
4.19 Boule métallique de 7.5 cm de diamètre placée dans le plan $y = 0.5$m par rapport au réseau d'antennes. 157
4.20 Image reconstruite en 3D et extraction dans le plan $y = 0.5$ m. La croix noire correspond à la position mesurée de la boule. 157
4.21 Objet en aluminium en forme d'arme à feu placé devant le réseau en croix. 158
4.22 Image reconstruite en 3D et extraction dans le plan $y = 0.5$ m. 159
4.23 Exemple de possible application de la technique compressive d'imagerie étudiée dans ces travaux. 161
4.24 Layout des filtres à double transducteurs codés. 164
4.25 Nouveau composant relié à un réseau de 24 antennes en croix. 166
4.26 Nouveau prototype relié à des sondes ultra large bande. 166
4.27 Montage de l'expérience mis en place à l'Université de Duke. 167
4.28 Réseau bistatique d'antennes isotropes simulé avec Matlab 167
4.29 Futur prototype pour l'image polarimétrique. 168
A.1 Historique des faits marquants ayant amené à la fondation de la théorie de l'électromagnétisme puis à la création des radars. 173
A.2 Valeurs historiques estimées de la vitesse de la lumière. 175
B.1 Composant chaotique 2D à 20 accès et une sortie commune. 179
B.2 Formation de faisceau dépointé dans la direction 40°, réalisée dans la bande $2-8$ GHz avec 20 antennes isotropes espacées de $1.5\lambda_{moyen}$. 180
B.3 Niveaux de corrélations calculés entre les fonctions de transfert mesurées et les pseudo-inverses correspondants obtenus par retournement temporel. . 180
B.4 Niveaux de corrélations calculés entre les fonctions de transfert mesurées et les pseudo-inverses correspondants obtenus par régularisation de Tikhonov. 181
B.5 Formation de faisceaux compressive dépointée dans la direction 40°, réalisée dans la bande $2-8$ GHz avec 20 antennes espacées de $1.5\lambda_{moyen}$. 181
B.6 Phase des faisceaux formés par approche compressive : les composantes fréquentielles sont mises en phase dans la direction de pointage. Toutes les autres directions sont sommées avec des phases qui tentent à être aléatoires. 182
B.7 Comparaison des diagrammes de rayonnement extraits aux instants de focalisation dans les cas conventionnel et compressif étudiés. 182
B.8 Illustration de l'impact de l'espacement entre éléments rayonnants sur le niveau moyen des lobes de réseau pour un pointage de 40° du faisceau formé. 183

B.9 Illustration de l'impact de l'espacement entre éléments rayonnant sur le niveau moyen des lobes de réseau. 184
B.10 Illustration de l'impact de l'espacement entre éléments rayonnant sur le niveau moyen des lobes de réseau. 184

Liste des tableaux

1.1 Comparaison des principaux algorithmes d'imagerie utilisés en microonde. 20
2.1 Références des appareils utilisés. 77
2.2 Données de simulation utilisées pour le calcul de l'algorithme de déconvolution itératif. 86
2.3 Références des appareils utilisés. 90
3.1 Données relatives au $LiNbO_3$ [67] 127
3.2 Ordre des fréquences de résonance pour chaque filtre SAW OFC 131

Bibliographie

[1] Lazzaro Spallanzani, Stamperia reale, Antonio Maria Vassalli-Eandi, and Antonio Maria Vassalli-Eandi. *Lettere sopra il sospetto di un nuovo senso nei pipistrelli (Lettres sur la suspicion d'un nouveau sens chez les chauves-souris)*. Stamperia reale, 1794.

[2] Irina Vermesan, David Carsenat, Cyril Decroze, and Sébastien Reynaud. Ghost image cancellation algorithm through numeric beamforming for multi-antenna radar imaging. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 7(5) :480–488, 2013.

[3] PE Green Jr, RA Frosch, and CF Romney. Principles of an experimental large aperture seismic array (lasa). *Proceedings of the IEEE*, 53(12) :1821–1833, 1965.

[4] PE Green, EJ Kelly, and MJ Levin. A comparison of seismic array processing methods. *Geophysical Journal International*, 11(1) :67–84, 1966.

[5] Hughes Aircraft Co. Single channel monopulse radar system, March 23 1965. US Patent 3,175,215.

[6] Mehrdad Soumekh. Array imaging with beam-steered data. *Image Processing, IEEE Transactions on*, 1(3) :379–390, 1992.

[7] Mehrdad Soumekh. *Synthetic aperture radar signal processing*. New York : Wiley, 1999.

[8] Juan M Lopez-Sanchez and Joaquim Fortuny-Guasch. 3-d radar imaging using range migration techniques. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 48(5) :728–737, 2000.

[9] RH Stolt. Migration by fourier transform. *Geophysics*, 43(1) :23–48, 1978.

[10] James W Cooley and John W Tukey. An algorithm for the machine calculation of complex fourier series. *Mathematics of computation*, 19(90) :297–301, 1965.

[11] Xiaodong Zhuge and Alexander G Yarovoy. Three-dimensional near-field mimo array imaging using range migration techniques. *Image Processing, IEEE Transactions on*, 21(6) :3026–3033, 2012.

[12] 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*, pages 681–684. IEEE, 1992.

[13] Álvaro Álvarez Vázquez, Beatriz Quijano Ruiz, and José Luís García García. Low cost variable delay line for impulse radio uwb architectures. Citeseer.

[14] Lien vers l'image du "cobra dane", September 2003.

[15] Brochure du rbe2-aesa de thalès, September 2003.

[16] Walter Rotman and R Turner. Wide-angle microwave lens for line source applications. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 11(6) :623–632, 1963.

[17] Andreas Lambrecht, Stefan Beer, and Thomas Zwick. True-time-delay beamforming with a rotman-lens for ultrawideband antenna systems. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 58(10) :3189–3195, 2010.

[18] John Hunt, Nathan Kundtz, Bruce Sun, and David R Smith. Transformation optics compressed rotman lens implemented with complementary metamaterials. In *SPIE Defense, Security, and Sensing*. International Society for Optics and Photonics, 2011.

[19] Jesse Butler. Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas. *Electron. Des.*, 9(8) :170–173, 1961.

[20] Yuli K Ningsih, M Asvial, and ET Rahardjo. Design and analysis of wideband nonuniform branch line coupler and its application in a wideband butler matrix. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012, 2012.

[21] Wulf-Dieter Wirth. *Radar Techniques Using Array Antennas (FEE Radar, Sonar, Navigation & Avionics Series)*. Number 10. IET, 2001.

[22] Colin Gilmore, Puyan Mojabi, Amer Zakaria, Majid Ostadrahimi, Cameron Kaye, Sima Noghanian, Lotfollah Shafai, Stephen Pistorius, and Joe LoVetri. A wideband microwave tomography system with a novel frequency selection procedure. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, 57(4) :894–904, 2010.

[23] Essex J Bond, Xu Li, Susan C Hagness, and Barry D Van Veen. Microwave imaging via space-time beamforming for early detection of breast cancer. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 51(8) :1690–1705, 2003.

[24] Michael Elsdon, Okan Yurduseven, and David Smith. Early stage breast cancer detection using indirect microwave holography. *Progress In Electromagnetics Research*, 143 :405–419, 2013.

[25] Ijaz Haider Naqvi, Ghaïs El Zein, G Lerosey, Julien De Rosny, Philippe Besnier, Arnaud Tourin, and Mathias Fink. Experimental validation of time reversal ultra wide-band communication system for high data rates. *IET microwaves, antennas & propagation*, 4(5) :643–650, 2010.

[26] David Carsenat and Cyril Decroze. Uwb antennas beamforming using passive time-reversal device. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 11 :779–782, 2012.

[27] Emmanuel 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) :489–509, 2004 (Prepint).

[28] Emmanuel J Candes and Terence Tao. Near-optimal signal recovery from random projections : Universal encoding strategies ? *Information Theory, IEEE Transactions on*, 52(12) :5406–5425, 2004 (Preprint).

[29] Emmanuel J Candes, Justin K Romberg, and Terence Tao. Stable signal recovery from incomplete and inaccurate measurements. *Communications on pure and applied mathematics*, 59(8) :1207–1223, 2005.

[30] Claude Elwood Shannon. Communication in the presence of noise. *Proceedings of the IRE*, 37(1) :10–21, 1949.

[31] Harrison H Barrett. Iii the radon transform and its applications. *Progress in Optics*, 21 :217–286, 1984.

[32] Gregory Beylkin. Discrete radon transform. *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, 35(2) :162–172, 1987.

[33] 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) :3879–3881, 2004.

[34] 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) :1489–1497, 2005.

[35] Carsten Draeger and Mathias Fink. One-channel time reversal of elastic waves in a chaotic 2d-silicon cavity. *Physical Review Letters*, 79(3) :407, 1997.

[36] Carsten Draeger and Mathias Fink. One-channel time-reversal in chaotic cavities : Theoretical limits. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 105(2) :611–617, 1999.

[37] Carsten Draeger, Jean-Christian Aime, and Mathias Fink. One-channel time-reversal in chaotic cavities : Experimental results. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 105(2) :618–625, 1999.

[38] Michael B Wakin, Jason N Laska, Marco F Duarte, Dror Baron, Shriram Sarvotham, Dharmpal Takhar, Kevin F Kelly, and Richard G Baraniuk. An architecture for compressive imaging. In *Image Processing, 2006 IEEE International Conference on*, pages 1273–1276. IEEE, 2006.

[39] Baoqing Sun, Matthew P Edgar, Richard Bowman, Liberty E Vittert, Stuart Welsh, A Bowman, and MJ Padgett. 3d computational imaging with single-pixel detectors. *Science*, 340(6134) :844–847, 2013.

[40] 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.

[41] ETS Lindgren and TX Cedar Park. Usa,"smart 1000 mini-reverb cells," 2003.

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

[43] John Hunt, Tom Driscoll, Alex Mrozack, Guy Lipworth, Matthew Reynolds, David Brady, and David R Smith. Metamaterial apertures for computational imaging. *Science*, 339(6117) :310–313, 2013.

[44] Te-Kao Wu. *Frequency Selective Surfaces*. Wiley Online Library, 1995.

[45] Thomas Fromenteze, David Carsenat, and Cyril Decroze. A precorrection method for passive uwb time-reversal beamformer. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 12 :836–840, 2013.

[46] José M Bioucas-Dias and Mário AT Figueiredo. A new twist : two-step iterative shrinkage/thresholding algorithms for image restoration. *Image Processing, IEEE Transactions on*, 16(12) :2992–3004, 2007.

[47] Andrew J Viterbi. *CDMA : principles of spread spectrum communication*. Addison Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1995.

[48] Ryan J Pirkl, Kate Remley, Christian S Lötbäck Patané, et al. Reverberation chamber measurement correlation. *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, 54(3) :533–545, 2012.

[49] Hermann Weyl. Über die abhängigkeit der eigenschwingungen einer membran und deren begrenzung. *Journal für die reine und angewandte Mathematik*, 141 :1–11, 1912.

[50] Guang-Tsai Lei. An efficient and simple approach to computing the green's function for the rectangular cavity. *IEEE microwave and wireless components letters*, 20(7) :363–365, 2010.

[51] Ze Zhang and Sashi Satpathy. Electromagnetic wave propagation in periodic structures : Bloch wave solution of maxwell's equations. *Physical review letters*, 65(21) :2650, 1990.

[52] A Femius Koenderink, Patrick M Johnson, Juan F Galisteo López, and Willem L Vos. Three-dimensional photonic crystals as a cage for light. *Comptes Rendus Physique*, 3(1) :67–77, 2002.

[53] Norbert Wiener. Nonlinear problems in random theory. *Nonlinear Problems in Random Theory, by Norbert Wiener, pp. 142. ISBN 0-262-73012-X. Cambridge, Massachusetts, USA : The MIT Press, August 1966.(Paper)*, 1, 1966.

[54] Luca Rugini, Paolo Banelli, and Saverio Cacopardi. Regularized mmse multiuser detection using covariance matrix tapering. In *Communications, 2003. ICC'03. IEEE International Conference on*, volume 4, pages 2460–2464. IEEE, 2003.

[55] Video of an isotropic target with a simple trajectory. http://www.unilim.fr/pages_perso/thomas.fromenteze/Videos/S1.MOV.

[56] Video of an isotropic target with a complex trajectory. http://www.unilim.fr/pages_perso/thomas.fromenteze/Videos/S2.MOV.

[57] Video of a non-isotropic target. http://www.unilim.fr/pages_perso/thomas.fromenteze/Videos/S3.MOV.

[58] JA Högbom. Aperture synthesis with a non-regular distribution of interferometer baselines. *Astronomy and Astrophysics Supplement Series*, 15 :417, 1974.

[59] TJ Cornwell. Hogbom's clean algorithm. impact on astronomy and beyond-commentary on : Högbom ja, 1974, a&as, 15, 417. *Astronomy & Astrophysics*, 500(1) :65–66, 2009.

[60] JU Nöckel, AD Stone, and RK Chang. Q spoiling and directionality in deformed ring cavities. *Optics letters*, 19(21) :1693–1695, 1994.

[61] Jens U Nöckel and A Douglas Stone. Ray and wave chaos in asymmetric resonant optical cavities. *Nature*, 385, 1998.

[62] Nicolas Quieffin. *Etude du rayonnement acoustique de structures solides : vers un système d'imagerie haute résolution.* PhD thesis, Université Pierre et Marie Curie-Paris VI, 2004.

[63] Emmanuel Amador, Christophe Lemoine, Philippe Besnier, and Alexandre Laisné. Reverberation chamber modeling based on image theory : Investigation in the pulse regime. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 52(4) :778–789, 2010.

[64] Emmanuel Amador. *Modeles de compréhension par la théorie des images des phénomenes transitoires et du régime permanent en chambre réverbérante électromagnétique.* PhD thesis, INSA de Rennes, 2011.

[65] Yakov G Sinai. Dynamical systems with elastic reflections. *Russian Mathematical Surveys*, 25(2) :137, 1970.

[66] Arthur A Oliner. *Acoustic surface waves*, volume 24. 1978.

[67] Propriétés du niobate de lithium. http://www.bblaser.com/pdf/LiNbO3.pdf.

[68] Platinom : Plate forme de technologie et d'instrumentation pour l'optique et les microondes. http://www.xlim.fr/platinom.

[69] Daniel Russell Gallagher. *Ultra–Wideband Orthogonal Frequency Coded SAW Correlators.* PhD thesis, University of Central Florida Orlando, Florida, 2007.

[70] Daniel R Gallagher, Donald C Malocha, Derek Puccio, and Nancy Saldanha. Orthogonal frequency coded filters for use in ultra-wideband communication systems. *Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 55(3) :696–703, 2008.

[71] GR Lookwood and F Stuart Foster. Optimizing the radiation pattern of sparse periodic two-dimensional arrays. *Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 43(1) :15–19, 1996.

[72] Xiaodong Zhuge and Alexander G Yarovoy. Study on two-dimensional sparse mimo uwb arrays for high resolution near-field imaging. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 60(9) :4173–4182, 2012.

[73] Harry Commin and Athanassios Manikas. Virtual simo radar modelling in arrayed mimo radar. 2012.

[74] Xiaodong Zhuge. *Short-range ultra-wideband imaging with multiple-input multiple-output arrays*. TU Delft, Delft University of Technology, 2010.

[75] Andrea Cozza and Houmam Moussa. Polarization selectivity for pulsed fields in a reverberation chamber. In *Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2010 Asia-Pacific Symposium on*, pages 574–577. IEEE, 2010.

[76] Hans Christian Ørsted and Knud Lyne Rahbek. *Experimenta circa effectum conflictus electrici in acum magneticam : med oversættelse til dansk fra Hesperus bind III pag. 312-21, udgivet af Knud Lyhne Rahbek, 1820.* Københavns Universitets Fond til Tilvejebringelse af Læremidler, 1970.

[77] André-Marie Ampère. Sur les effets des courans électriques. *Ann. Chim. Phys*, 156 :59, 1820.

[78] André-Marie Ampère. *Théorie des phénomènes électro-dynamiques, uniquement déduite de l'expérience*. Méquignon-Marvis, 1826.

[79] William Thomson. On the uniform motion of heat in homogeneous solid bodies and its connection with the mathematical theory of electricity. *Cambridge mathematical journal*, 3(1842) :71–84, 1842.

[80] James Clerk Maxwell. A dynamical theory of the electromagnetic field. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, pages 459–512, 1865.

[81] James Clerk Maxwell. *A treatise on electricity and magnetism*, volume 1. Clarendon press, 1881.

[82] Heinrich Hertz. Ueber inductionserscheinungen, hervorgerufen durch die electrischen vorgänge in isolatoren. *Annalen der Physik*, 270(6) :273–285, 1888.

[83] Heinrich Hertz. *Electric waves : being researches on the propagation of electric action with finite velocity through space*. Dover Publications, 1893.

[84] Oliver Heaviside. On the forces, stresses, and fluxes of energy in the electromagnetic field. *Proceedings of the Royal Society of London*, 50(302-307) :126–129, 1891.

[85] O Rømer. Touchant le mouvement de la lumiere trouvé par m. rømer de l'académie royale des sciences. *Journals des Sçavans*, pages 233–236, 1676.

[86] James Bradley, Edmond Halley, and George Sarton. Discovery of the aberration of light. *Isis*, 16(2) :233–265, 1931.

[87] Hippolyte Fizeau and Léon Foucault. Sur le phénoméne dans le cas de grandes différences de marche. *Ann. Chim. Phys.*, 26(2) :138–148, 1849.

[88] Wilehlm Weber and Rudolf Kohlrausch. Elektrodynamische maasbestimmungen insbesondere zurückführung der stromintensitäts-messungen auf mechanisches maass. *Abhundlungen der Königlich Sächsischen Gesellschaft der Wissenschaften*, 5 :219–292, 1857.

[89] Léon Foucault. Détermination expérimentale de la vitesse de la lumière ; parallaxe du soleil. *Comptes Rendus*, 55 :501–503, 1862.

[90] Edward Bennett Rosa and Noah Ernest Dorsey. *A new determination of the ratio of the electromagnetic to the electrostatic unit of electricity.* US Government Printing Office, 1907.

[91] Albert Abraham Michelson. Measurement of the velocity of light between mount wilson and mount san antonio. *The Astrophysical Journal*, 65 :1, 1927.

[92] L Essen. The velocity of propagation of electromagnetic waves derived from the resonant frequencies of a cylindrical cavity resonator. *Proceedings of the Royal Society of London. Series A. Mathematical and Physical Sciences*, 204(1077) :260–277, 1950.

[93] KD Froome. A new determination of the free-space velocity of electromagnetic waves. *Proceedings of the Royal Society of London. Series A. Mathematical and Physical Sciences*, 247(1248) :109–122, 1958.

[94] KM Evenson, JS Wells, FR Petersen, BL Danielson, GW Day, RL Barger, and JL Hall. Speed of light from direct frequency and wavelength measurements of the methane-stabilized laser. *Physical Review Letters*, 29(19) :1346, 1972.

[95] P Giacomo. The new definition of the metre. *Journal of optics*, 15(4) :167, 1984.

[96] Mathias Fink. Time reversal of ultrasonic fields. i. basic principles. *Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 39(5) :555–566, 1992.

Développement d'une technique de compression passive appliquée à l'imagerie microonde

Résumé : Ces travaux portent sur le développement d'une technique de compression appliquée à la simplification des systèmes d'imagerie dans le domaine microonde. Cette approche repose sur le développement de composants passifs capables de compresser les ondes émises et reçues, autorisant ainsi une réduction du nombre de modules actifs nécessaires au fonctionnement de certaines architectures de radars. Ce principe est basé sur l'exploitation de la diversité modale présente dans les composants développés, le rendant compatible avec l'utilisation de très larges bandes passantes. Plusieurs preuves de concept sont réalisées au moyen de différents composants étudiés dans cet ouvrage, permettant d'adapter cette technique à de nombreuses spécifications d'architectures et de bandes passantes.

Mots clés : Imagerie microonde, Acquisition comprimée, Ultra Large Bande, Problèmes inverses.

Passive compression for a simplification of microwave imaging systems

Abstract : This work is focused on the development of a compressive technique applied to the simplification of microwave imaging systems. This principle is based on the study of passive devices able to compress transmitted and received waves, allowing for the reduction of the hardware complexity required by radar systems. This approach exploits the modal diversity in the developed components, making it compatible with ultra wide bandwidth. Several proofs of concept are presented using different passive devices, allowing this technique to be adapted to a large variety of architectures and bandwidths.

Keywords : Microwave imaging, Compressed sensing, Ultra WideBand, Inverse Problems.

Institut de recherche XLIM - UMR CNRS n° 7252
123, Avenue Albert Thomas - 87060 LIMOGES